REVISTA MONITOR DE

RÁDIO e TELEVISÃO

FEVEREIRO 1981 N.º 394 Cr$ 100,00



SINCLER

REVISTA MONITOR de Rádio e Televisão

REGISTRO 336.P.209/73 DCDP - DPF

ANO XXXIII — N.º 394 — FEVEREIRO — 1981

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:
ENG.º ADALBERT W. MIEHE

Contacto:
CLÁUDIO R. RODRIGUES

Fotografia da Capa:
PEBEÉSSE (Fotolabor Ltda.)

Colaboram neste número:
Adilson Antunes
Aécio Flávio Baraldi Siqueira
Agostinho Silva Santos
Homero Sette Silva
João Michel
Joel Garbi Jr.
José Vitorino da Silva Neto
Luiz Cezar Martini
IBRAPE
WIRELESS WORLD

Produção Gráfica:
GRAFICA OBJETIVO
Rua Espírita, 97
Fones: 278-7028 - 270-9609

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, 1.º andar
Caixa Postal 30 277 - São Paulo - SP

Circulação:
Publicação mensal que circula em todo o País, Portugal e Províncias Ultramarinas.

Tiragem:
23 000 exemplares

Assinaturas:
1 ano ..... Cr$ 1.100,00
2 anos ..... Cr$ 2.200,00

ÍNDICE

MULTLAB — Um Instrumento Completo para Medições e Testes — Conclusão 29

AUDIO: *Radiadores Passivos em Sistemas de Alto-Falantes p/ Alta Fidelidade* 36

Uma Super Fonte de Alimentação 42

Teste Seu 555 51

Projeto e Execução de Antenas em Microfitas 55

CADERNO DO ESTUDANTE:

Técnicas Digitais — Lição 2 — Representação de Funções Booleanas — Conclusão 64

Circuitos Lógicos — 4.ª Parte 68

IDÉIAS & CIRCUITOS 73

RADIOAMADORISMO: *Relação de Equipamentos Homologados* 82

NOSSA CAPA 83

NOTICIÁRIO INDUSTRIAL 84

LIVROS EM REVISTA 94

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.

MULTLAB — Um Instrumento Completo para Medições e Testes

CONCLUSÃO

Aécio Flávio Baraldi Siqueira*
Adilson Antunes*
Joel Garbi Jr.*
José Vitorino da Silva Neto*

6. CALIBRAÇÃO DOS CIRCUITOS DO MULTLAB

A calibração dos circuitos dos vários blocos que compõem o aparelho é o que vai determinar o grau de precisão das medidas a serem realizadas por eles.

É claro que um projeto bem elaborado e experimentado determina circuitos de excelentes características técnicas. Também uma boa montagem e a utilização de componentes de alta qualidade determinarão o desempenho final de um aparelho, principalmente no que diz respeito a instrumentos de laboratório. Porém, o que realmente vai determinar a precisão final do mesmo é o modo de calibração e os instrumentos de referência com os quais a mesma é feita.

Portanto, se o montador quiser um aparelho final bastante preciso terá que utilizar aparelhagem da melhor procedência no que diz respeito à fabricação e ainda seguir determinado critério. Para isto, fora a questão do instrumental a ser usado, tentou-se dar uma seqüência bastante explícita.

6.1. Calibração do bloco 7

O primeiro bloco a ser calibrado deve ser o bloco 7 — o da fonte de alimentação. Para isto os seus terminais de saída devem estar desconectados do resto do circuito do MULTLAB. Proceda da seguinte maneira:

1.º) Ligue um voltímetro digital no terminal +5 V e regule o trimpot T701 para que a tensão de saída seja de 5,2 V.

2.º) Verifique as demais saídas, certificando-se de que estão dentro dos valores estabelecidos abaixo:

— terminal +12,5 V: a tensão de saída neste terminal deve estar entre 12,2 V e 12,6 V;

— terminal −12,5 V: a tensão de saída deve estar entre −12,2 V e −12,6 V;

— terminal −5,0 V: a tensão de saída deve estar entre −5,0 V e −5,5 V.

6.2. Calibração do bloco 1

6.2.1. Circuito básico gerador de funções

Antes de iniciar a calibração deste bloco, coloque todos os trimpots e potenciômetros externos na posição central. Ligue o MULTLAB e aperte a chave CH6 B e coloque a CH2 na posição C. Siga cuidadosamente as instruções abaixo:

1.º) Coloque a ponta de prova do osciloscópio no ponto A do circuito da figura 3.

2.º) Inicialmente vire o cursor para a direita; acompanhando pela figura 3, esse é o pon-

*Engenheiros formados pela FEFAAP

to de mínima resistência entre cursor e T105. Ajuste T105 para que se tenha uma rampa com um tempo de descida ("fall time") de aproximadamente 0,5 ms.

3.º) Gire o cursor de P102 totalmente ao contrário e ajuste T104 para um tempo de subida ("rise time") de aproximadamente 0,5 ms.

4.º) Repita novamente os itens 2.º e 3.º, efetuando pequenos ajustes em T105 e T104, de modo a conseguir os tempos de descida e subida aqui indicados.

5.º) Retorne o potenciômetro P102 para uma posição em que se obtenha uma onda triangular simétrica.

6.º) Varie P101 e verifique qual a faixa de frequência atingida. Se no limite inferior da faixa (que deve estar entre 100 e 300 Hz) o CI deixar de oscilar, ajuste o trimpot T101 para que ele volte a oscilar. Se o mesmo ocorrer no limite superior da faixa, ajuste T102.

7.º) Com P101 girado totalmente de modo que a freqüência esteja no limite superior, ajuste esta freqüência para 2,5 kHz através do trimpot T103.

8.º) Retoque levemente T101 e T102 para que a largura de faixa seja de 250 a 2 500 Hz. Com estes ajustes, as demais faixas de freqüência já estão calibradas.

9.º) Coloque agora a ponta de prova do osciloscópio no ponto B (fig. 3) e aperte CH6 A. Ajuste os trimpots T107 e T106 para obter uma onda senoidal com mínima distorção. Este ajuste torna-se mais perfeito se for feito simultaneamente com um analisador de distorção harmônica. Note que para este ajuste a freqüência deve ser de 1 kHz e a onda triangular deve ser ajustada simetricamente.

6.2.2. Circuito modulador de amplitude

1.º) Coloque a ponta de prova do osciloscópio no ponto "A" do circuito da figura 5.

2.º) Caso não se obtenha neste ponto uma onda senoidal, o circuito não está oscilando. Para isto ajuste T108 até obter uma onda senoidal.

3.º) Varie simultaneamente P105 e T109 de modo a obter o máximo de amplitude em toda a faixa de freqüência, que deve estar entre 100 Hz e 10 kHz, sem distorção.

4.º) Aperte a chave CH6 A e ponha a ponta do osciloscópio na saída AM. A freqüência da portadora deve ser de 50 kHz e a da moduladora de 1 kHz.

5.º) A onda portadora deve vir com amplitude máxima e sem nível CC. Varie P106 para máxima ondulação e ajuste T110 para que a onda modulada não tenha nível CC.

6.3. Calibração do bloco 2

No bloco 2 só é necessário calibrar o gerador de pulso. Para isto proceda da seguinte maneira:

1.º) Aperte a chave CH6 C e a chave CH4 para a posição de 50% de ciclo de trabalho.

2.º) Coloque a ponta de prova do osciloscópio na saída TTL.

3.º) A chave CH3 deve ir para a posição F. Gire o potenciômetro P201 para obter a máxima freqüência. Através de T201 ajuste esta freqüência para 1 MHz.

4.º) Com a chave CH3 na posição C e uma onda quadrada de 1 kHz, coloque CH4 na posição de ciclo de trabalho diferente de 50%. Gire P202 para um ciclo de trabalho mínimo e ajuste este valor em 1% através de T202.

6.4. Bloco 3

A calibração do bloco 3 (circuito do freqüencímetro) é bastante simples. Tem apenas um ajuste, o do trimpot T301.

1.º) Coloque a chave CH9 na posição E e ajuste o trimpot T301 de maneira que a tensão V_{BE} do transistor Q301 seja 0,4 V.

2.º) Introduza uma onda quadrada de freqüência conhecida na entrada externa e confira com a freqüência mostrada no "display". Caso o freqüencímetro não funcione deverá ser feita uma revisão da montagem bloco por bloco.

6.5. Bloco 4

O bloco 4 compõe-se exclusivamente do medidor de tensão CA e CC. A precisão deste bloco está extremamente relacionada com o aparelho que se tomará como referência para a calibração bem correta dá fonte de tensão de referência. Será feita primeiro a calibração da parte CC:

1.°) Ligue o DVM através da chave CH9 A.

2.°) Aperte a secção A da chave CH10, a secção C da chave CH9 e a chave CH7 (posição externa).

3.°) Curto-circuite a entrada externa do DVM.

4.°) Ajuste o trimpot T106 de modo que o "display" mostre zero volt.

5.°) Retire o curto da entrada e aplique uma tensão de referência de 900 mV. Ajuste o trimpot de ganho T407 de modo que o "display" mostre esta tensão.

6.°) Repita os itens 3.°, 4.° e 5.°, efetuando pequenos reajustes nos trimpots T406 e T407.

Calibração da parte CA:

1.°) Aperte a chave CH10 secção B, CH9 secção C e CH7 (posição externa).

2.°) Retire o capacitor C407 do circuito. Para isto basta desfazer a solda do terminal positivo do capacitor.

3.°) Coloque a ponta de prova do osciloscópio no ponto "A" do circuito mostrado na figura 18 (onde foi desconectado o capacitor).

4.°) Introduza uma onda senoidal na entrada externa do DVM, com uma freqüência de 1 kHz e amplitude de aproximadamente 2 V de pico.

5.°) No ponto "A" deverá aparecer uma onda retificada de onda completa com um ganho de aproximadamente 10 vezes, e que deverá ter uma freqüência 2 vezes superior à da onda senoidal de entrada. Caso a amplitude dos picos da onda estiver diferente, ajuste o trimpot T402 para que as amplitudes se nivelem.

6.°) Refaça a ligação do capacitor C407.

7.°) Retire o gerador de onda senoidal da entrada do DVM e coloque-o em curto-circuito.

8.°) Ajuste o trimpot T403 para que o "display" mostre zero volt.

9.°) Verifique se a chave CH8 está desapertada (na posição de pico).

10.°) Coloque novamente o gerador senoidal na entrada do DVM, como uma onda de 1 V de pico, na freqüência de 1 kHz. Nota: o gerador não deverá ter uma impedância de saída maior que 400 ohms.

11.°) Ajuste T405 para que o "display" mostre 999 mV.

12.°) Mantenha o gerador na entrada com a mesma tensão. Aperte a chave CH8 (posição RMS) e ajuste T404 para que se tenha no "display" a tensão de 707 mV.

13.°) Retire novamente o gerador senoidal da entrada. Curto-circuite novamente a entrada do DVM.

14.°) Aperte a secção B da chave CH9 e regule o trimpot T401 para que o "display" apresente zero volt.

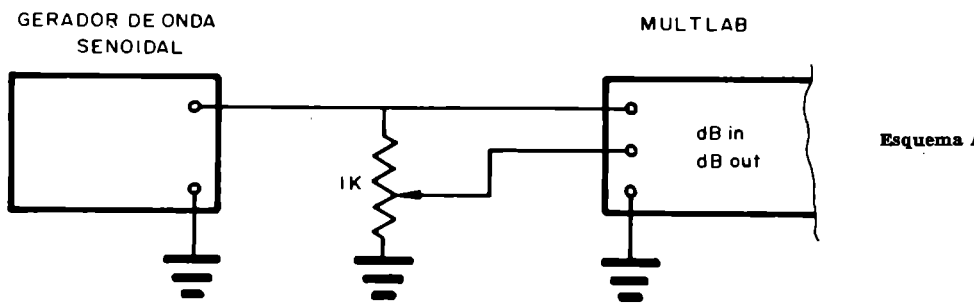
Todas as outras escalas de medidas de CA e CC já estarão automaticamente calibradas.

6.6. Bloco 5

A calibração do bloco 5, medidor de relação de tensão em dB, é a mais trabalhosa. Portanto, para obter um resultado final satisfatório, preste bastante atenção nos itens abaixo:

1.°) Aperte a secção A da chave CH10 e a secção D da chave CH9.

2.°) Ligue as entradas externas do medidor de relação de tensão em dB (identificadas por dBin e dBout no diagrama esquemático da fig. 2), de acordo com o esquema A.



Esquema A

3.°) Com o gerador de onda senoidal na freqüência de 1 kHz e amplitude de 0,1 V de pico e potenciômetro de 1 kΩ não atuando, isto é, de modo que a tensão dBin seja igual a dBout.

4.°) Coloque a ponta de prova do osciloscópio na saída do integrado CI502 (pino 6) e ajuste o trimpot T501 para que a senóide não tenha nível CC.

5.°) Coloque agora a ponta de prova na saída do integrado CI503 (pino 6) e ajuste também o trimpot T502 para que a senóide não tenha nível CC.

6.°) Verifique se o nível da tensão CC sobre o capacitor C508 é igual a 10 vezes o nível da tensão de pico da senóide de entrada. Caso nada disto estiver ocorrendo, ajuste T503 e T504 para que aconteça. Este ajuste deve ser bem feito.

7.°) Aperte a chave CH10 secção D, aumente o nível da senóide de entrada para 5 V de pico e mantenha o cursor do potenciômetro de 1 kΩ (esquema A) na mesma posição, de modo que a tensão em dBin seja igual a dBout. Neste instante o "display" deverá estar mostrando 000 dB. Caso isto não esteja ocorrendo, ajuste simplesmente o potenciômetro P501 (ajuste externo de 0 dB).

8.°) Gire o potenciômetro de 1 kΩ de modo que a tensão no terminal de entrada dBout seja 5,6 vezes menor que em dBin; como a amplitude da senóide em dBin é de 5 V de pico, em dBout deverá ser 0,89 V de pico.

9.°) A tensão no ponto "A" do circuito mostra na figura 21 deve ser aproximadamente −750 mV CC (negativa em relação à terra). Ajuste então o trimpot T506 para que a tensão em seu cursor seja "exatamente" 50 vezes maior (para −750 mV deve ser −15 mV).

10.°) Ajuste finalmente T505 para que o "display" indique −15 V.

11.°) Gire o cursor do potenciômetro de 1 kΩ para obter outras relações de tensão e verifique se o medidor de dB está indicando corretamente estas relações. Caso seja necessário, faça pequenos reajustes em T505, a fim de obter a relação correta. Nunca se esqueça de verificar, antes de qualquer medida com este circuito, se com tensão em dBin igual à tensão em dBout o "display" marca 000. Para isto tem-se o "ajuste externo de 0 dB".

6.7. Bloco 6

O ajuste do bloco 6, composto pelo circuito de detector de "zero off-set" e "set zero" é mais simples de ser realizado:

1.°) Coloque a chave CH6 na secção A e verifique se CH5 está desapertada (posição de detector de "zero off-set").

2.°) A amplitude da onda senoidal na saída do "buffer" deve ser zero.

3.°) Conecte um multímetro digital na saída do "buffer" e ajuste o controle de "off-set" de modo que seja indicado zero volt no "display".

4.°) Caso um dos LED L601 ou L602 estiver aceso, regule o trimpot T601 para que os dois LED permaneçam apagados. Com isto o ajuste de "off-set zero" está feito.

5.°) Aperte a chave CH5 (posição "set zero") e coloque CH6 na secção C.

6.°) Da mesma forma como o ajuste anterior, a amplitude de onda quadrada na saída do "buffer" deve ser nula. Esta condição deve ser detectada pelo multímetro digital.

7.°) Regule o trimpot T602 para que os dois LED permaneçam apagados; com isto também será ajustado o "set zero".

Foram dadas todas as especificações para se fazer uma boa calibração. A seqüência de calibração não precisa seguir rigorosamente a ordem que foi dada, a não ser o bloco 7, que precisa vir em primeiro lugar. Isto porque com o medidor de tensão CA e CC e freqüencímetro calibrados, os outros blocos ficam mais fáceis, uma vez que estes podem ter acesso interno ou externo aos primeiros.

7. MODO DE OPERAÇÃO

A descrição do modo de operação do aparelho será apresentada baseando-se na figura 25, onde numeramos todos os detalhes do painel para facilitar a explicação do funcionamento de cada botão, conector, "display" e contacto utilizado:

(1) Terminal de saída da onda quadrada em nível TTL: a chave 48 deve ser apertada.

(2) Terminal de saída da onda quadrada: a chave 48 deve ser apertada.

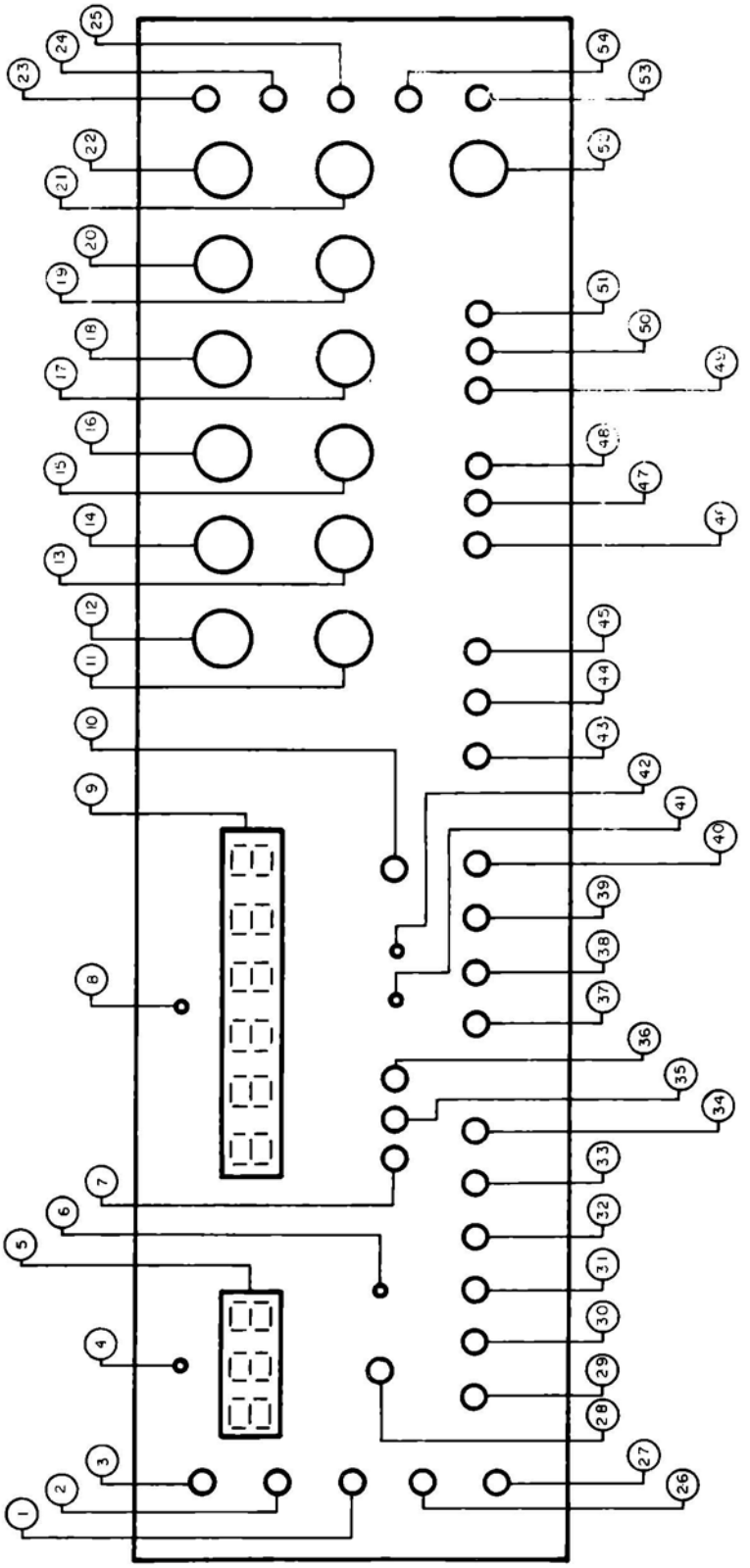


Figura 25
Posição dos controles e indicadores no painel do MULTLAB.

(3) Terminal de saída da onda senoidal, triangular e rampa: deve ser apertada uma das duas chaves, 46 para senoidal e 47 para triangular e rampa.

(4) LED indicador de sobre-escala dB: o LED acenderá quando a tensão em dBin ou dBout ultrapassar 10 volts.

(5) "Display" do voltímetro e dB.

(6) LED indicador de "liga-geral".

(7) Restabelecimento do contador e cronômetro: sistema "soft-touch"; para restabelecer o contador e o cronômetro basta tocar levemente com o dedo simultaneamente os contactos 7 e 35 (comum).

(8) LED indicador de sobre-escala do freqüencímetro: o LED acenderá quando a freqüência ultrapassar 1 MHz.

(9) "Display" do freqüencímetro, contador e cronômetro.

(10) Detector de "off-set" e "set" nulo: com a chave desapertada funciona como detector de "off-set" nulo para ondas senoidais, triangulares e rampa, isto é, detecta se há nível CC de tensão na saída. Para que isto aconteça o nível de amplitude deve ser zero e o botão 16 ("off-set") deve ser ajustado lentamente até que os dois LED (41 e 42) se apaguem. Esta condição indica tensão de "off-set" nula na saída. Com a chave apertada detecta "set" zero para onda quadrada e pulso. O "set" zero indica quando o nível inferior da onda está no nível terra. Para este ajuste deve-se proceder da mesma maneira anteriormente descrita, observando-se que o botão de "off-set" da onda quadrada é o n.º 20.

(11) Seleção da faixa de freqüência para onda quadrada e pulsos.

(12) Seleção da faixa de freqüência para onda senoidal, triangular e rampa.

(13) Variação das amplitudes das ondas senoidais, triangulares e rampas.

(14) Ajuste fino na freqüência das ondas senoidais triangulares e rampas.

(15) Controle da onda triangular para rampa ascendente e descendente e ajuste de simetria da onda triangular e senoidal.

(16) Ajuste de "off-set" das ondas senoidais, triangulares e rampas.

(17) Variação da amplitude da onda quadrada e dos pulsos.

(18) Ajuste fino da freqüência das ondas quadradas e dos pulsos.

(19) Ajuste do ciclo de trabalho: a chave 45 deve estar apertada.

(20) Ajuste de "off-set" da onda quadrada e dos pulsos.

(21) Ajuste da amplitude da moduladora (envoltória).

(22) Ajuste da freqüência da moduladora (envoltória).

(23) Terminal de entrada dBin.

(24) Terminal de entrada dBout.

(25) Terminal de entrada DVM: apertando-se a chave 44.

(26) Terminal de saída da onda modulada: para que tenhamos onda modulada na saída a chave 46 ou 47 deve estar apertada. É nesta chave que se seleciona a forma de onda da portadora (senoidal ou triangular); sua faixa de freqüência pode ser variada através do botão 12 e o ajuste fino é feito pelo 14.

(27) Terminal de saída de pulso de sincronismo: só para onda quadrada e pulso.

(28) Liga geral.

(29) Liga "DVM".

(30) Seleciona tensão de 0 a 100 mV.

(31) Seleciona tensão de 0 a 1 V.

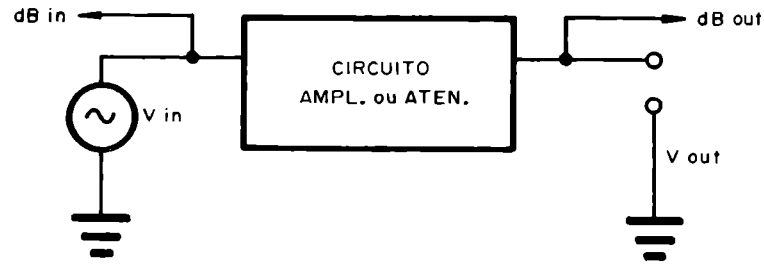
(32) Seleciona tensão de 0 a 10 V.

(33) Seleciona tensão de 0 a 100 V.

(34) Seleciona tensão de 0 a 300 V.

(35) Comum ao restabelecimento e cronômetro.

(36) Aciona cronômetro: para acioná-lo deve-se tocar com os dedos levemente entre os



Esquema B

contactos 35 e 36. A chave 51 deve ser apertada e não deve haver sinal na entrada do contador (terminal de entrada n.º 45).

(37) Seleciona o voltímetro para CC.

(38) Seleciona o voltímetro para CA.

(39) Seleciona o voltímetro para dB I: para níveis de tensão, tanto em dBin como em dBout, de 20 mV a 1 V.

(40) Seleciona o voltímetro para dB II: para níveis de tensão, tanto em dBin como em dBout, de 1 V a 10 V.

(41) LED indicador de "off-set" positivo.

(42) LED indicador de "off-set" negativo.

(43) Pico e RMS: quando a chave está desapertada o "DVM" fará leituras de pico, e estando apertada fará leituras de valor eficaz.

(44) "DVM" interno e externo: quando a chave estiver desapertada o voltímetro fará leituras internas; estando apertada fará leituras externas através do terminal de entrada n.º 25.

(45) Ciclo de trabalho igual a 50% (chave desapertada); ciclo de trabalho diferente de 50% (chave apertada).

(46) Seleciona onda senoidal.

(47) Seleciona onda triangular.

(48) Seleciona onda quadrada.

(49) Seleciona entrada externa para freqüencímetro: para onda senoidal, triangular e rampa.

(50) Seleciona entrada externa para freqüencímetro: para onda quadrada e pulsos.

(51) Seleciona contador e cronômetro.

(52) Ajuste de zero dB: o ajuste é feito colocando-se uma mesma tensão (não nula) em dBin e dBout.

(53) Terra.

(54) Terminal de entrada do freqüencímetro e contador: para estar ligado o freqüencímetro deve-se apertar a chave 49 ou 50. Para estar ligado o contador, a chave 51 deve ser apertada.

Observação: o circuito dB apresenta duas entradas dBin e dBout, que devem ser ligadas como segue no esquema B.

Com esta configuração de ligações aparecerá diretamente no "display" (em dB) o ganho ou atenuação. Caso dBout seja menor que dBin, estará havendo atenuação e o sinal negativo que aparece no "display" indicará esta condição.

Ω

G. A. BOLECKIS

CONSULTORIA - PLANEJAMENTO - INFORMÁTICA

Nas áreas de eletroacústica, óptica, eletrônica, comunicações e som holográfico.

Praia de Icaraí, 291/1304 - Fone: (021) 711-7528 - Telex 217151
Caixa Postal 1162 - CEP 24000 - Niterói - RJ



RADIADORES PASSIVOS EM SISTEMAS DE ALTO-FALANTES P/ ALTA FIDELIDADE

Colaboração da IBRAPE

O radiador passivo oferece uma excelente solução para se conseguir baixa freqüência de ressonância em uma caixa acústica que seja suficientemente pequena para atender aos requisitos modernos.

Essencialmente, o radiador passivo se comporta de maneira similar à coluna de ar no pórtico de um sistema refletor de baixos ("bass-reflex"). A freqüência de ressonância de tal sistema é inversamente relacionada com o volume da caixa e com a massa de ar no pórtico e, de uma maneira ideal, deveria ser igual à freqüência de ressonância do alto-falante de graves ("woofer"). Assim sendo, as vantagens totais de um projeto de refletor de graves só podem ser conseguidas de uma caixa com dimensões relativamente grandes, o que geralmente é inconveniente em ambientes domésticos onde a compacidade é quase sempre um requisito muito importante. A redução do volume da caixa acústica conduz necessariamente a um aumento na freqüência de ressonância, o que pode ser compensado até um certo ponto pelo aumento no tamanho do pórtico. Entretanto, as limitações dimensionais em um sistema compacto tornam impossível à caixa acústica acomodar um pórtico do tamanho necessário. Em tais casos o pórtico pode ser substituido por um radiador passivo carregado com uma massa equivalente à da coluna de ar necessária.

Analisaremos neste artigo o comportamento de um sistema de alto-falantes incorporando um radiador passivo, e mostraremos como tal sistema pode proporcionar um realce na resposta de graves e reduzir a distorção de baixas freqüências.

COMPORTAMENTO DO RADIADOR PASSIVO E DO ALTO-FALANTE EM UMA CAIXA ACÚSTICA

Análise do circuito equivalente

A combinação do radiador passivo, alto-falante e caixa acústica é equivalente ao circuito ressonante mostrado na figura 1, no qual os resistores, capacitores e indutores representam respectivamente as resistências mecânicas, compliâncias e massas que ocorrem no sistema do alto-falante. A energia acústica útil radiada ao ambiente é a energia dissipada em R_{MA} e R'_{MA}. Essas resistências são pequenas em comparação com as resistências dos outros componentes no circuito equivalente, os quais levam em conta a baixa eficiência de todos os sistemas de alto-falantes com radiador direto.

Uma análise detalhada da figura 1 é bastante complexa. Vamos portanto simplificar consideravelmente o circuito, combinando as massas onde for possível e omitindo todas as resistências. Como apenas a parte do circuito atrás dos terminais 1 e 2 é importante, vamos omitir também a contribuição feita pela bobina móvel do alto-falante.

A figura 2 mostra três circuitos equivalentes simplificados: um alto-falante fora da caixa (isto é, no espaço livre), um alto-falante em uma caixa vedada e, finalmente, um alto-falante e um radiador passivo em uma caixa.

A freqüencia de ressonância (baixa freqüência) de um altofalante fora da caixa (fig. 2-a) e dada por:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{M'_M C_M}}$$

Quando esse alto-falante está instalado em uma caixa acústica (fig. 2-b) a freqüência de ressonância torna-se:

$$\omega_o' = \frac{1}{\sqrt{M_M C_M'}}$$

com

$$C_M = \frac{C_{MB} \cdot C_{MP}}{C_{MB} + C_{MP}}$$

Com a inclusão do radiador passivo (fig. 2-c) o sistema exibe três ressonâncias:

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{(M_{MD} + M_{MA}) \dfrac{C_{MB} \cdot C_{MP}}{C_{MB} + C_{MP}}}}$$ 1.ª ressonância

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{M_M \dfrac{C_{MB} \cdot C_{MP}}{C_{MB} + C_{MP}}}}$$ 2.ª ressonância, também conhecida como anti-ressonância

$$\omega_3 = \frac{1}{\sqrt{M_M \dfrac{C_{MB} \cdot C_{MP}}{C_{MB} + C_{MP}}}} = \omega'_o$$ 3.ª ressonância

Estas equações são válidas não apenas para os componentes mecânicos (para os quais utilizamos a designação M), mas também para os componentes acústicos (designados por A). Os componentes mecânicos e acústicos têm as seguintes relações:

$$M_M = S^2 M_A \quad \text{e} \quad C_M = C_A / S^2$$

onde S é a área do cone do alto-falante.

Comportamento do sistema

Uma análise detalhada do circuito equivalente dado na figura 2-c leva-nos às seguintes conclusões:

— Abaixo da primeira ressonância o alto-falante e o radiador passivo vibram em anti-fase com aproximadamente a mesma amplitude. A caixa acústica também vibra, mas com menor amplitude, comportando-se como um dipolo ou como um alto-falante singelo (subindo 18 dB/oitava). Nessa região, a pressão sonora é baixa, permitindo que ocorra o cancelamento acústico entre os sinais do alto-falante e do radiador passivo.

— Aproximando da anti-ressonância, por baixo, a impedância acústica na parte posterior do alto-falante aumenta progressivamente, de maneira que a sua amplitude é reduzida. O cancelamento acústico diminui e a pressão média do som aumenta.

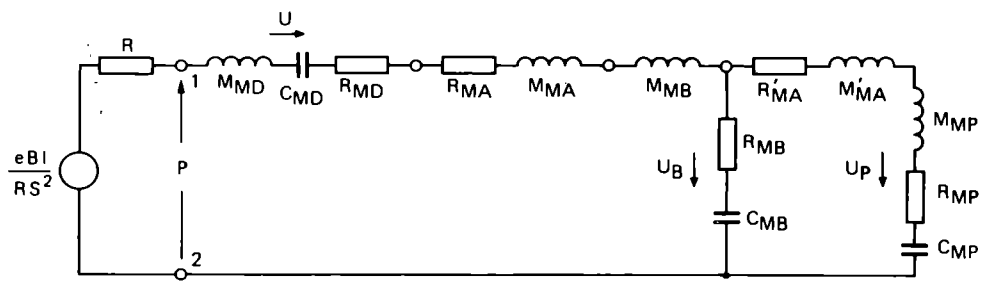


Figura 1

Circuito equivalente de uma caixa acústica incorporando um alto-falante de graves e um radiador passivo.

- e = tensão através da bobina móvel
- B = densidade do fluxo (indução) no entreferro
- l = comprimento do fio exposto à densidade de fluxo B
- R = resistência da bobina móvel
- S = área do cone
- M_{MD} = massa mecânica móvel do alto-falante
- C_{MD} = complacência mecânica do alto-falante
- R_{MD} = resistência mecânica do alto-falante
- R_{MA} = resistência mecânica da carga de ar do alto-falante
- M_{MA} = massa mecânica móvel da carga de ar do alto-falante
- M_{MB} = massa mecânica móvel da frente da caixa
- R_{MB} = resistência mecânica da frente da caixa
- C_{MB} = complacência mecânica da caixa
- C_{MP} = complacência mecânica do radiador passivo
- R_{MP} = resistência mecânica do radiador passivo
- M_{MP} = massa mecânica móvel do radiador passivo
- M'_{MA} = massa mecânica móvel da carga de ar do radiador passivo
- R'_{MA} = resistência mecânica da carga de ar do radiador passivo
- P = pressão acústica
- U = velocidade de volume do alto-falante
- U_B = velocidade de volume da caixa
- U_p = velocidade de volume do radiador passivo



- Na anti-ressonância, a impedância acústica na parte posterior do cone do alto-falante é puramente resistiva e atinge o seu valor máximo. Conseqüentemente, o cone move-se pouco e a maior parte da radiação acústica vem do radiador passivo, o qual vibra com considerável amplitude.

— Acima da anti-ressonância, o alto-falante e o radiador passivo vibram em fase. Ocorre então o reforço acústico, aumentando a pressão sonora. Entretanto, a amplitude do radiador passivo diminui com o aumento da freqüência. Esta região, imediatamente acima da anti-ressonância (que pode estender-se por duas oitavas), é portanto a região de operação útil do radiador passivo.

— Nas freqüências ainda mais altas, o radiador passivo não toma parte e o circuito equivalente se reduz àquele de uma caixa hermeticamente fechada (como está evidenciado pelo fato de que $\omega_3 = \omega'_o$).

VANTAGENS DO SISTEMA

O radiador passivo proporciona muitas das vantagens inerentes ao refletor de graves, proporcionando ainda uma construção mais compacta. Em comparação com o sistema correspondente de caixa hermeticamente fechada, são evidentes as seguintes vantagens:

— Pressão sonora aumentada por cerca de duas oitavas, estendendo-se desde a anti-ressonância (isto é, a região de graves utilizáveis do sistema), sendo isto uma conseqüência do fato de o alto-falante e o radiador passivo vibrarem em fase.

— Distorção diminuída na anti-ressonância. Isto é resultante da severa redução do movimento da bobina móvel na anti-ressonância, e da conseqüente redução dos efeitos não-lineares produzidos no circuito magnético. É também reduzido o perigo de atenuação na ressonância de baixa freqüência do alto-falante (como a que pode ocorrer numa caixa hermeticamente fechada), uma vez que na anti-ressonância e nas suas proximidades o movimento da bobina móvel é tão pequeno que não ocorre um apreciável amortecimento elétrico. Nota: embora uma caixa hermeticamente fechada não possua anti-ressonância, a distorção não-linear pode ser bastante alta na ressonância do sistema, produzindo grandes excursões da bobina móvel.

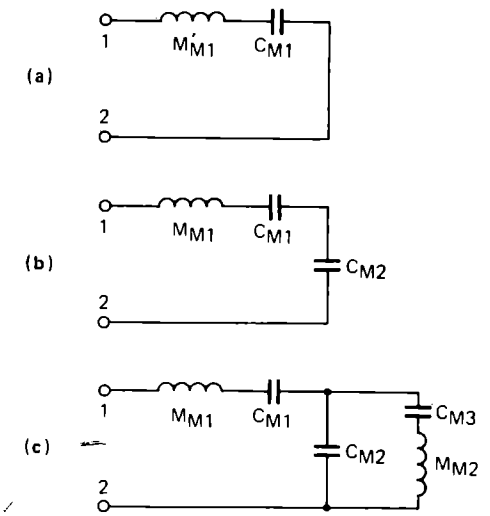


Figura 2

Circuitos equivalentes simplificados para: a) um alto-falante fora da caixa (no espaço livre); b) um alto-falante em caixa hermética; c) um alto-falante e um radiador passivo em uma caixa.

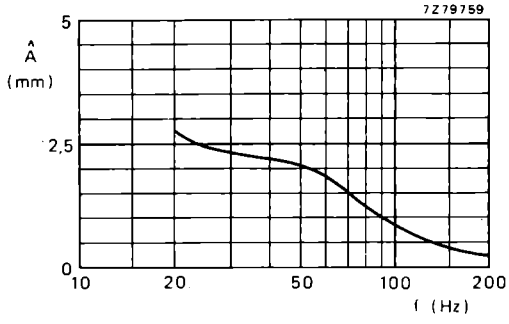
M'_{M1} = massa mecânica móvel combinada do alto-falante e da carga de ar deste no ar livre
C_{M1} = compliância mecânica do alto-falante
M_{M1} = massa mecânica móvel combinada do alto-falante e da carga de ar deste numa caixa hermética
C_{M2} = compliância mecânica da caixa
M_{M2} = massa mecânica móvel combinada do radiador passivo e da carga de ar deste numa caixa hermética
C_{M3} = compliância mecânica do radiador passivo

SISTEMA DE ALTO-FALANTES DE TRÊS CANAIS, DE 37 LITROS, INCORPORANDO UM RADIADOR PASSIVO

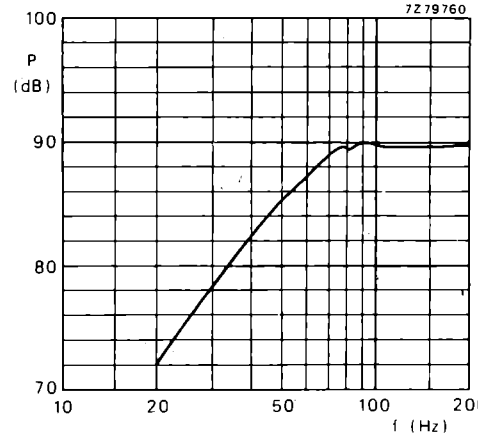
Vamos determinar as freqüências de ressonância de um sistema de 37 litros, incorporando um radiador passivo de 8 polegadas, tipo AD8001, em combinação com um alto-falante de agudos ("tweeter") AD0162/3, um alto-falante de médios ("squawker") AD02110 e um alto-falante de graves ("woofer") AD80651.

Os valores necessários ao cálculo estão relacionados abaixo:

— Freqüência de ressonância do AD80651 fora da caixa: 38 Hz
— Freqüência de ressonância do AD80651 em uma caixa hermética de 37 litros: 58 Hz
— Massa mecânica móvel do AD80651: $14{,}5 \cdot 10^{-3}$ kg
— Massa mecânica móvel do radiador passivo (AD8001): $33{,}9 \cdot 10^{-3}$ kg
— Área da superfície móvel (S) do alto-falante e do radiador passivo: $220 \cdot 10^{-4}$ m²



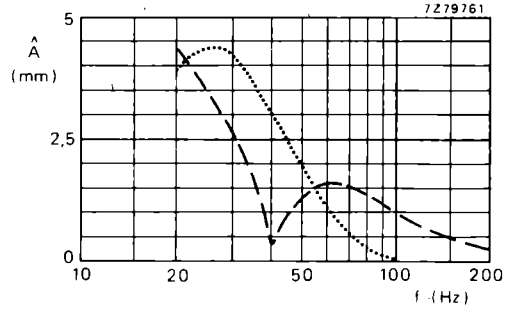
(a)



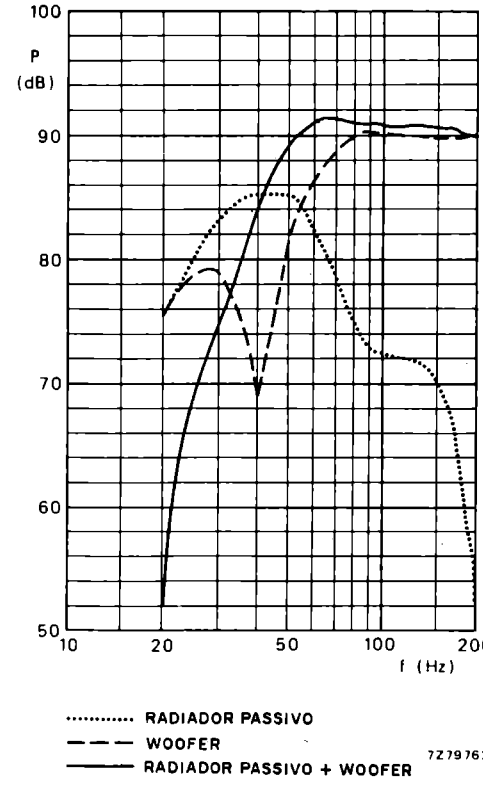
(b)

Figura 3

Comportamento de um sistema de alto-falantes nas baixas freqüências sem um radiador passivo (isto é, em uma caixa hermética): a) amplitude Â do alto-falante de graves medida em função da freqüência; b) pressão sonora P medida em função da freqüência, calculada a partir da curva dada em (a).



(a)

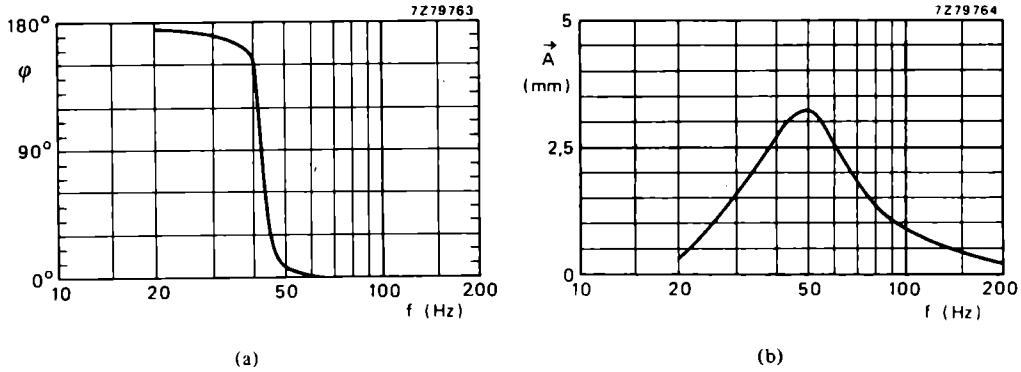


(b)

Figura 4

Comportamento de um sistema de alto-falantes nas baixas freqüências com um radiador passivo: a) amplitude Â do alto-falante de graves e do radiador passivo medida em função da freqüência; b) pressão sonora P medida em função da freqüência, calculada a partir das curvas dadas em (a).





(a) (b)

Figura 5

Comportamento do alto-falante de graves e do radiador passivo nas proximidades da anti-ressonância: a) diferença de fase ∅ entre os deslocamentos do alto-falante e do radiador passivo em função da freqüência; b) soma vetorial dos deslocamentos em função da freqüência ($\vec{A} = \vec{A}_{\text{radiador passivo}} + \vec{A}_{\text{alto-falante}}$, sendo as amplitudes tratadas como vetores em relação à fase ∅).

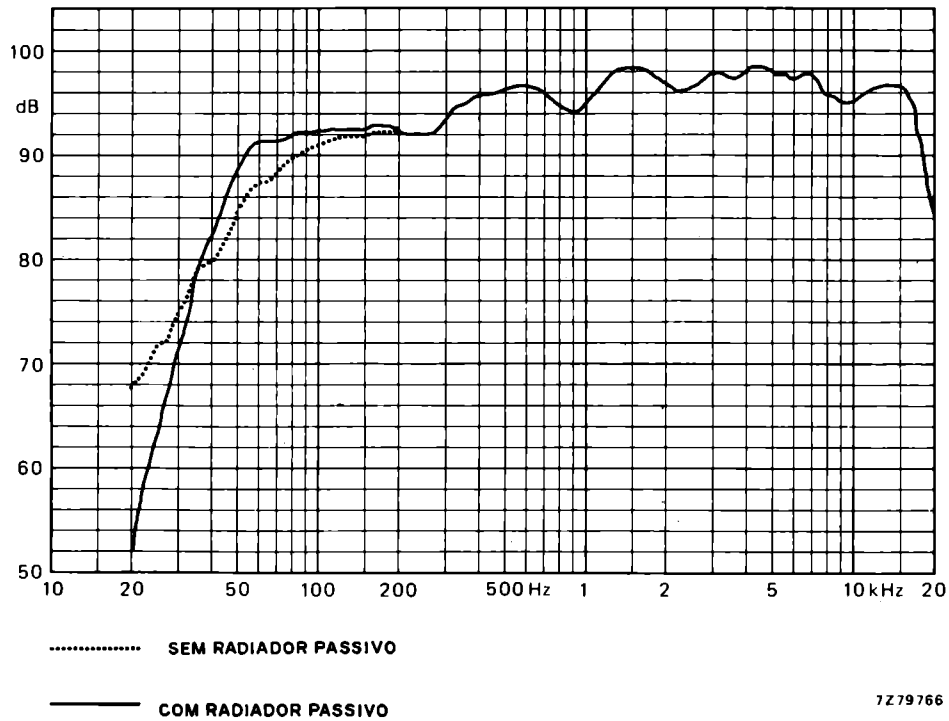


Figura 6

Resposta de freqüência do sistema completo de 37 litros com o radiador passivo e sem ele. Medições efetuadas em uma câmara anecóica com o microfone a 1 metro do sistema, e com nível de potência de 4 W.

Em adição, a complilância do radiador passivo e do alto-falante são iguais, de maneira que o circuito equivalente é aquele dado na figura 2-c, com $C_{M3} = C_{M1}$.

A massa mecânica móvel da carga de ar atuada pelo cone do AD80651 é de 1,5 . 10^{-3} kg, com o alto-falante fora da caixa, e de 3 . 10^{-3} com o alto-falante em caixa hermética. Este último valor também se aplica ao radiador passivo em caixa hermética. Portanto:

$M'_{M1} = 16 \cdot 10^{-3}$ kg
$M_{M1} = 17{,}5 \cdot 10^{-3}$ kg
$M_{M2} = 36{,}9 \cdot 10^{-3}$ kg

de maneira que

$$C_{M1} = 1/M'_{M1}\,\omega^2_o = 1{,}1 \cdot 10^{-3}\ m/N$$

C_{A2} está relacionado com a rigidez do ar no interior da caixa da seguinte forma:

$$C_{A2} = \frac{V}{\gamma P_o}$$

onde V é o volume da caixa ($37 \cdot 10^{-3}\ m^3$), P_o é a pressão ambiente ($10^5\ N/m^2$) e γ é a relação entre o calor específico sob pressão constante e o calor específico sob volume constante. Para expansão/compressão adiabática γ é igual a 1,4, mas para levar em conta os efeitos de amortecimento e vazamento, tomaremos $\gamma = 1{,}2$. Assim sendo:

$$C_{A2} = 0{,}31 \cdot 10^{-6}\ m^5/N$$

e

$$C_{M2} = C_{A2}/S^2 = 0{,}64 \cdot 10^{-3}\ m/N$$

O cálculo das três freqüências de ressonância, f1, f2 e f3 (onde $f = 2\pi\omega$), leva-nos a:

f1 = 29 Hz
f2 = 41 Hz
f3 = 59 Hz

O valor de f3 é quase igual à freqüência de ressonância do alto-falante em uma caixa hermética (isto é, 58 Hz), o que indica que, pelo menos teoricamente, o radiador passivo comporta-se como uma parede rígida na terceira freqüência de ressonância. Entretanto, na prática, o radiador passivo ainda apresenta algum movimento residual nessa freqüência, de maneira que a terceira freqüência de ressonância é cerca de 10% a 15% mais alta que o valor calculado, ou seja, f3 = 65 a 68 Hz.

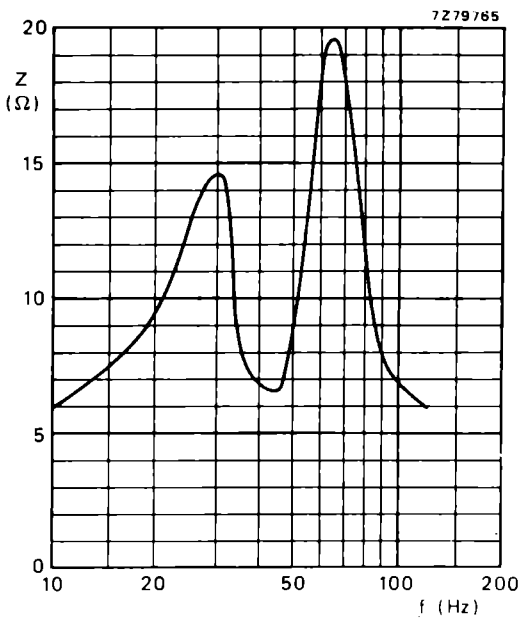


Figura 7

Impedância elétrica do sistema de 37 litros em função da freqüência.

Influência do radiador passivo no comportamento do sistema

O efeito da inclusão de um radiador passivo no sistema está ilustrado graficamente nas figuras 3 a 7.

Em um sistema sem radiador passivo (fig. 3), a amplitude do alto-falante de graves cai uniformemente com o aumento da freqüência e a pressão sonora sofre rapidamente uma queda abaixo de cerca de 70 Hz.

A inclusão de um radiador passivo (fig. 4) eleva a pressão sonora na região dos graves e reduz a freqüência de transição para cerca de 50 Hz. A anti-ressonância está claramente mostrada na figura 4 por uma queda na resposta do alto-falante.

A figura 5-a mostra a relação de fase entre o alto-falante e o radiador passivo, e pode-se ver claramente a alteração de fase nas proximidades da anti-ressonância. A soma vetorial $\vec{A}$ dos deslocamentos do alto-falante de graves e do radiador passivo está mostrada na figura 5-b como uma função da freqüência. Essa soma atinge o máximo nas proximidades da anti-ressonância.

A figura 6 mostra a resposta global de freqüência do sistema de 37 litros com o radiador passivo. Essa resposta foi medida em uma câmara anecóica com o microfone a uma distância de 1 metro do sistema e a um nível de potência de 4 W. Está também mostrada a resposta de freqüência do sistema sem o radiador passivo (em uma caixa hermética), e o ganho nas baixas freqüências (entre 40 e 200 Hz) é bastante evidente.

Finalmente, é apresentada na figura 7 a impedância elétrica do sistema em função da freqüência. Estão claramente mostradas na figura as três ressonâncias do sistema, a anti-ressonância produzindo uma depressão na curva da impedância e a primeira e a terceira ressonâncias produzindo cada uma delas um pico. Ω

FONTE DE ALIMENTAÇÃO

Aécio Flávio Baraldi Siqueira

Todos sabem das dificuldades existentes em um laboratório quando há necessidade de se realizar experimentações, onde os diversos circuitos a serem submetidos a testes e provas na avaliação de suas reais condições de funcionamento, requerem diversos valores de tensão de alimentação em VCC. Geralmente as fontes de alimentação profissionais e mesmo os inúmeros circuitos práticos que são apresentados, a toda hora, na vasta literatura técnica especializada, apresentam soluções com poucos recursos técnicos, principalmente no que diz respeito à simetria da tensão de saída e ao alcance de tensão e corrente (manipulação de potência). Assim sendo, tentaremos neste artigo dar uma orientação segura de como se pode construir uma fonte de alimentação de altíssimo desempenho, tendo como principal objetivo reunir, em um único aparelho, vários circuitos que possam oferecer ao usuário as mais variadas gamas de tensões de alimentação.

Determinadas situações, às vezes, chegam a ser ridículas e até cômicas: em testes de determinados circuitos ou mesmo aparelhos no laboratório, o experimentador precisa de uma fonte para alimentar o circuito de potência, outra para a alimentação de circuitos de baixa potência acoplados ao de potência, e, não raras vezes, uma outra para a alimentação simétrica de operacionais, quando não se utiliza ainda caixinhas de pilhas para suprir outros tipos de alimentações suplementares!...

Situações assim estão acontecendo a toda hora nos diversos laboratórios existentes por aí. Bem, o que pretendemos neste artigo é no mínimo atenuar um pouco o sofrimento daqueles que trabalham diariamente com a eletrônica prática.

DESCRIÇÃO DO APARELHO

Encaminharemos o projeto de maneira tal que o aparelho depois de pronto possa ter as seguintes características:

Saída I — +15/0/−15 V CC fixos, fornecendo uma corrente máxima à carga de 200 mA. Para suprir a alimentação de circuitos que necessitem de tensões simétricas, como é o caso dos amplificadores operacionais.

Saída II — +2 a +6 V CC variáveis, fornecendo uma corrente máxima de 2 A e possuindo proteção total contra curto-circuito na saída ou sobrecarga de corrente. Esta saída foi incluída justamente para a alimentação de circuitos que requeiram baixa tensão de alimentação e alta potência, como é o caso de certos circuitos digitais construídos na tecnologia TTL, MOS, C-MOS, etc.

Saída III — +6,5 a +31,0 V CC variáveis, com corrente máxima de carga igual a 2 A, possuindo também proteção contra curto-circuito ou sobrecarga de corrente. Ideal para alimentação de todos os circuitos de potência que requeiram grandes correntes e tensões elevadas.

Todas as saídas possuem ótima regulação de tensão, com fatores de estabilidade e ondulação ("ripple") reduzidos a níveis mínimos.

PROJETO DA FONTE

No início deste item, o que interessa dizer é que para aqueles que gostaram da apresentação do apa-

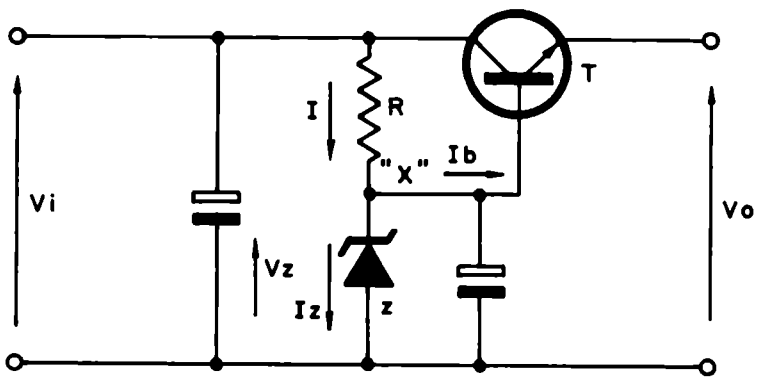


Figura 1

Circuito básico de um regulador série de tensão. Vi é a tensão de entrada não regulada e Vo é a tensão de saída regulada.

relho, descrita acima, mas que por um motivo ou outro encontram-se ainda receosos em montá-lo, podemos apenas adiantar que se trata de um projeto dos mais versáteis, porque de certo modo é simples e será de grande utilidade na prática.

PROJETO DO CIRCUITO DA SAÍDA I

Daremos nos itens subseqüentes apenas algumas noções fundamentais de como foi desenvolvido o projeto, noções essas que servirão também como base para pequenas modificações no circuito original, caso o futuro montador deseje fazê-las.

O circuito da saída I (fig. 1) não apresenta nada de novo. É constituído basicamente por um circuito regulador série de tensão (seguidor de emissor). O funcionamento do circuito é simples. O que se deseja é manter o nível da tensão de saída (Vo) o mais fixo possível para as variações na tensão de entrada (Vi). O elemento que cumpre o papel de fixar a tensão é o diodo zener Z, através da sua tensão de referência Vz. A corrente de base Ib deve ser mantida sempre constante para determinada carga na saída. Para isto, Iz muda seu valor sempre que I aumenta ou diminui, devido ao aumento ou diminuição de Vi.

Na realidade, a tensão de saída poderia ser retirada do ponto "X"; isto não acontece porque R limita demasiadamente o valor de I. Portanto, o transistor T serve apenas como elo de ligação da tensão regulada VZ, permitindo uma maior manipulação de corrente ao circuito. No nosso projeto usamos dois destes circuitos em configuração simétrica em relação à terra, para termos uma saída positiva e outra negativa.

PROJETO DA SAÍDA II

As saídas II e III, por possuirem mais recursos que a saída I, tais como tensão de saída ajustável, maior manipulação de potência e proteção de curto-circuito, requereram cuidados especiais na elaboração do projeto.

Os leitores sabem da quantidade enorme de circuitos de fontes de alimentação com tensão regulável existentes por aí. Uns apresentando mais recursos que os outros e assim por diante. É de conhecimento geral, também, a existência de circuitos integrados fabricados especialmente para cumprir tais tarefas. Um deles é o CA723. Pelo ótimo desempenho técnico que apresenta, ele tornou-se popularíssimo, sendo a base de quase todos os projetos atuais de fontes de alimentação, principalmente onde se requer o ajuste da tensão de saída.

No nosso caso, para não fugir à regra geral, também projetamos os circuitos das saídas II e III baseados nesse CI.

Acreditamos que a maioria dos leitores já tenha trabalhado com ele, ou pelo menos teve oportunidade de analisar circuitos que ele contém. Mas, para aqueles que não o conhecem, e também porque achamos extremamente necessário, faremos uma rápida apresentação do CI. Esta necessidade de apresentação é justificável, pois como já dissemos anteriormente, caso o futuro montador deseje fazer modificações no projeto que ora apresentamos, não precisará recorrer a manuais de dados técnicos ou de aplicações publicados pelo fabricante.

O CA723 é um CI cujos componentes internos estão dispostos de forma tal que constituem uma fonte de alimentação de tensão regulável completa, onde a capacidade máxima de corrente de carga é de 150 mA. Suas principais características elétricas

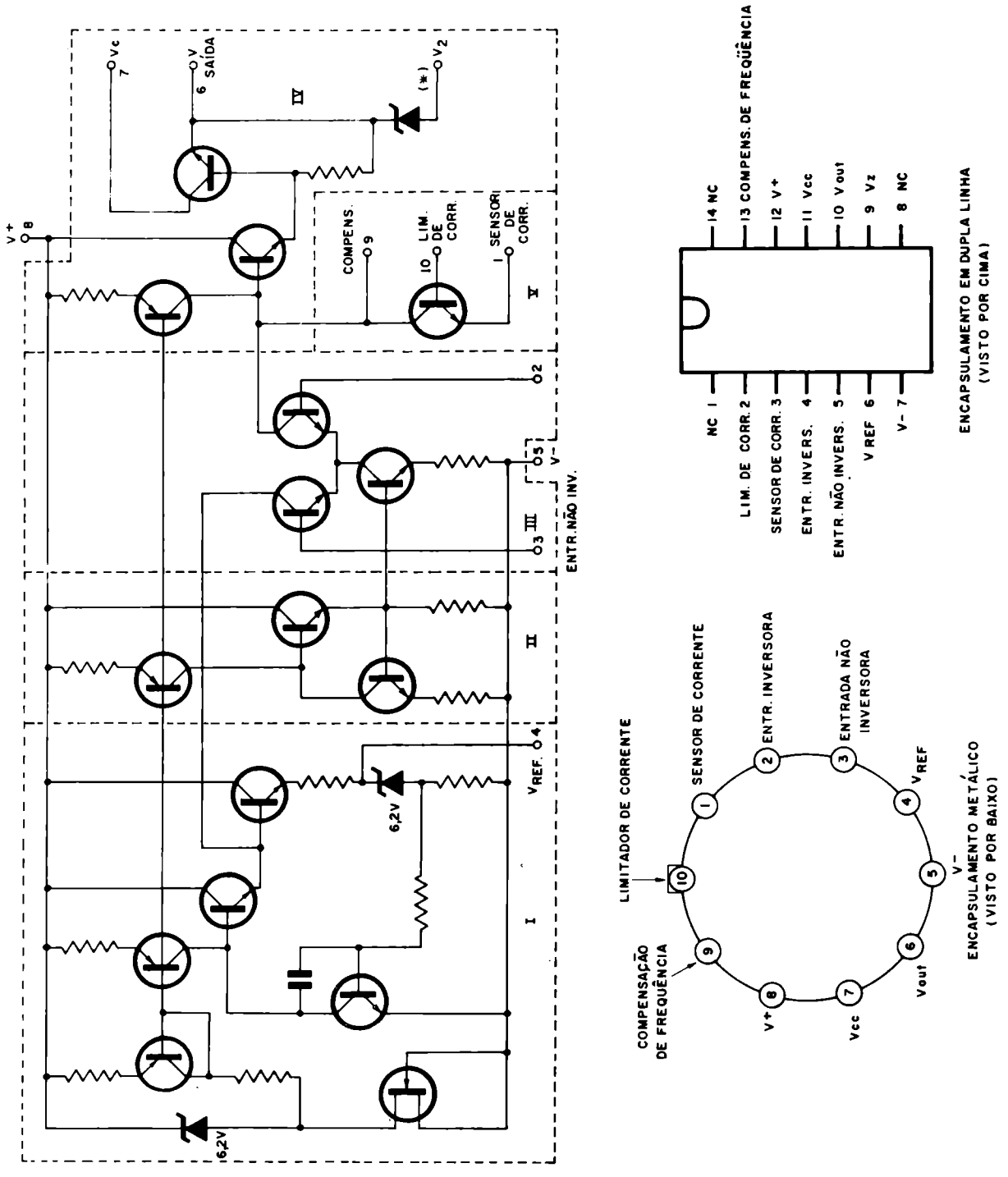


Figura 2

Diagrama esquemático interno do CI CA723 e a numeração dos pinos nos dois tipos de encapsulamento. Note que a numeração de acesso externo do diagrama corresponde ao encapsulamento metálico.

são: grande estabilidade da tensão de saída em relação às flutuações da tensão de entrada (fator de estabilização), 0,01% (típica); estabilidade da tensão de saída face às variações da corrente de carga: 0,003% (típica); relação de rejeição sinal/ruído, 86 dB; coeficiente de estabilidade térmica, 0,003%/°C; gama de valores de tensão de entrada, 9,5 a 40 V; faixa de tensões de saída, 2 a 37 V.

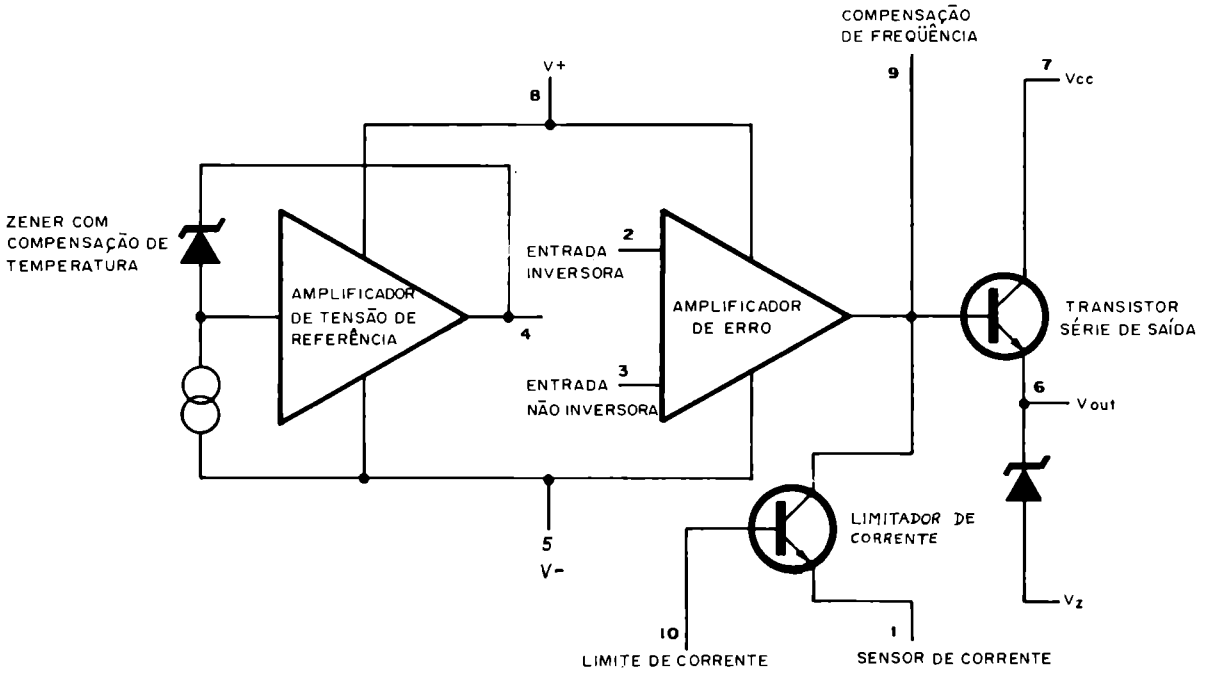


Figura 3

Circuito equivalente do CI.

A figura 2 mostra o diagrama esquemático interno do CI CA723, bem como a ligação dos terminais. Segundo consta nessa figura, fizemos uma divisão por secção para melhor compreensão de seu funcionamento:

Divisão I — Gerador de tensão de referência
Divisão II — Amplificador de erro
Divisão III — Comparador de tensão de referência
Divisão IV — Circuito regulador série
Divisão V — Circuito de proteção contra curto-circuitos na saída da fonte

Pelo circuito elétrico equivalente, mostrado na figura 3, consegue-se visualizar melhor essas funções.

Como se pode notar, o desempenho técnico do CI, avaliado somente pelo que foi dito acima e pela análise dos circuitos mostrados nas figuras 2 e 3, é dos mais notáveis. Entretanto, ele possui um fator negativo. É o fato de ter duas configurações diferentes de montagem: uma para baixas tensões de saída, de 2 a 7 V, e outra para altas tensões de saída, de 7 a 37 V. Estas configurações são completamente distintas, o que impossibilita o projetista de utilizar apenas um CI para cobrir a faixa de tensões de 2 a 37 V.

A figura 4 mostra o circuito básico do regulador de baixa tensão. A tensão de saída é dada pela expressão abaixo:

$$Vout = Vref \cdot \frac{R2}{R1 + R2}$$

No nosso caso, como desejamos que a saída seja ajustável de 2 a 6 V, precisamos ter pelo menos

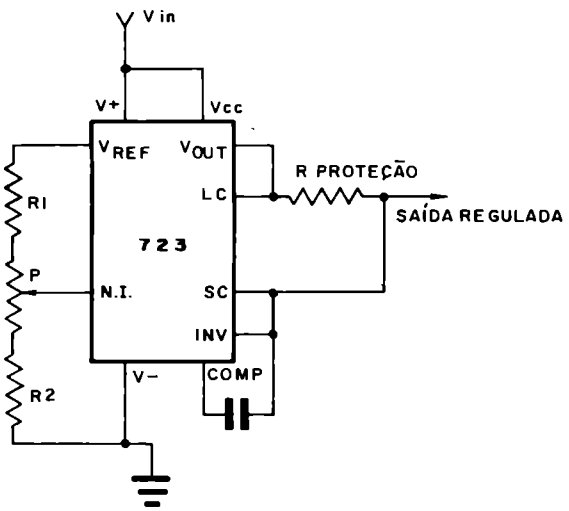


Figura 4

Circuito básico do CI como regulador de baixa tensão.

7 V no pino de saída do CI, pois deve-se considerar as quedas de tensões nas junções base-emissor dos transistores de saída da fonte, que são da ordem de 1,0 V, aproximadamente. A tensão típica de referência (Vref) do CI é de 7,15 V e, adotando o valor de 2,2 kΩ para R2 e P = 5 kΩ (valores aproximadamente aconselhados pelo manual), temos que:

$$7{,}0 = 7{,}15 \cdot \left[\frac{(2{,}2 + 5{,}0)}{R1 + (2{,}2 + 5{,}0)} \right]$$

quando o cursor do potenciômetro encontra-se em uma das extremidades e o valor que R2 assume é (2,2 + 5,0). Pela expressão acima, tiramos o valor de R1, que será:

$$R1 = 150 \text{ ohms}$$

Com este valor de R1 podemos também calcular o mínimo valor de Vout:

$$Vout = \frac{7{,}15 \cdot (2{,}2)}{5{,}15 + 2{,}2}$$

quando o cursor do potenciômetro estiver agora na outra extremidade, o que implica que o valor de R1 será (5,0 + 0,15) = 5,15 kΩ.

Logo,

$$Vout = 2{,}2 \text{ V}$$

Demos estes exemplos de cálculo para que o leitor (ou o futuro montador) sinta-se à vontade na escolha dos componentes R1, R2 e P para variar a tensão de saída de acordo com suas necessidades.

PROJETO DA SAÍDA III

O projeto da saída III, considerando seu todo, é idêntico ao da saída II, diferindo apenas no que diz respeito à configuração do CI. Para alta tensão de saída o circuito básico é mostrado na figura 5.

A tensão de saída é dada pela seguinte fórmula:

$$Vout = Vref \cdot \frac{R1 + R2}{R2}$$

Como desejamos que a saída excursione desde 6,5 até 31 V, teremos que ter, inicialmente, 7,5 V no pino de saída do CI. Adotando os valores de 1,5 kΩ para R2 e 5 kΩ para P, temos que:

$$7{,}5 = 7{,}15 \cdot \left[\frac{R1 + (5{,}0 + 1{,}5)}{(5{,}0 + 1{,}5)} \right]$$

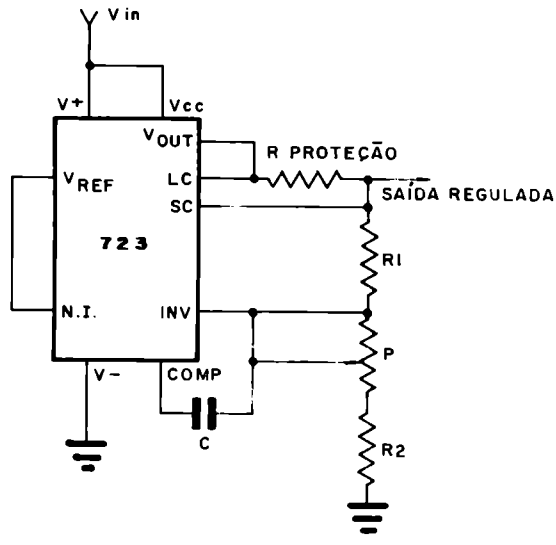


Figura 5

Configuração básica do CI como regulador de tensão elevada.

Logo,

$$R1 = 0{,}33 \text{ k}\Omega = 330 \ \Omega$$

Com este valor de R1 podemos confirmar se o valor máximo da tensão de saída é realmente 32 V (31 V + 1 V de queda nos transistores de saída). Então temos:

$$Vout = 7{,}15 \cdot \left[\frac{(0{,}33 + 5{,}0) + 1{,}5}{1{,}5} \right] = 32{,}0 \text{ V}$$

CIRCUITO DEFINITIVO

O circuito final da fonte é mostrado na figura 6. Para que o leitor menos experiente não se sinta perdido, faremos uma explanação geral e, quando necessário, citaremos a função que certos componentes exercem no contexto geral do circuito. Para facilidade de análise, dividimos o diagrama esquemático em circuito I, correspondente à saída I, circuito II, correspondente à saída II e circuito III, que corresponde à saída III.

O circuito I não apresenta nada de novo em relação àquele mostrado na figura 1, a não ser o fato de utilizarmos dois deles em configuração simétrica em relação ao terra. Os transistores utilizados têm uma capacidade de dissipação tal que mesmo em se colocando em curto os terminais de saída da fonte eles continuarão trabalhando dentro de suas áreas de operação segura (SOAR). Isto quer dizer que há uma proteção intrínseca contra curto-circuitos na saída. Desde que a limitação de corrente máxima no secundário do transformador seja aquela que indicamos mais adiante.

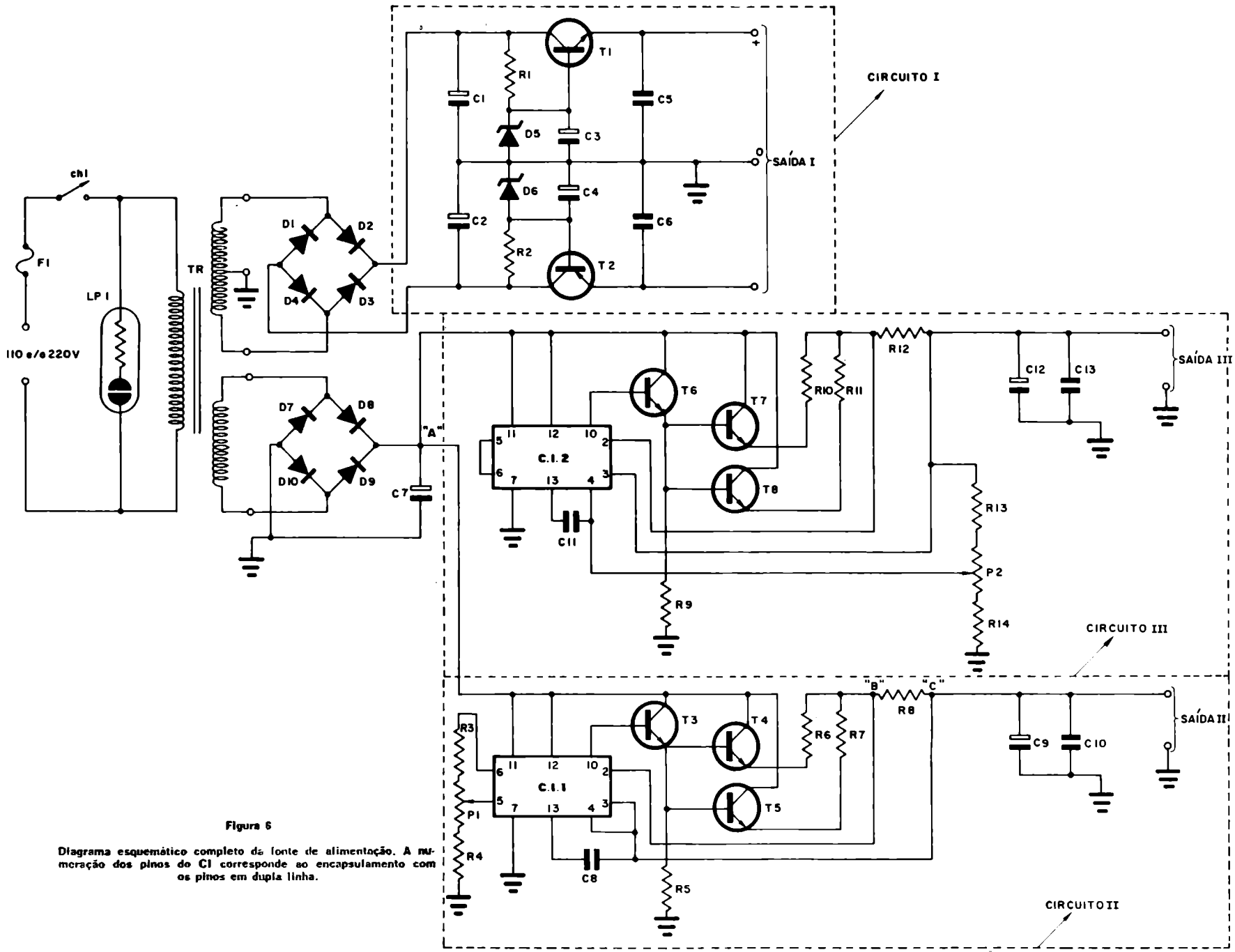


Figura 6

Diagrama esquemático completo da fonte de alimentação. A numeração dos pinos do CI corresponde ao encapsulamento com os pinos em dupla linha.

O circuito II já é bastante mais complexo que o I e difere do circuito III apenas na configuração usada para os dois CI. Portanto, a descrição de apenas um deles corresponde ao retrato técnico do outro.

Tomemos o circuito II para a descrição. Para que a fonte pudesse fornecer à carga uma corrente máxima igual a 2 A foi necessário colocar transistores externos em série (configuração Darlington). Os transistores T4 e T5 estão em paralelo, para suportar o montante total de dissipação de potência. Esta potência total máxima pode ser calculada em função da corrente máxima que a fonte irá fornecer à carga, e também em função da sua tensão de saída. A pior situação, aquela em que os transistores de saída irão dissipar mais calor e sofrer conseqüentemente um maior desgaste, é quando a tensão de saída da fonte estiver no seu nível mais baixo, ou seja, 2 volts. A fórmula abaixo nos fornece esta potência máxima dissipada:

$$PTmáx. = (VA - Vout\ mín.) \cdot ILmáx.$$

onde: VA é a tensão no ponto "A" (fig. 6)
Vout mín. é a tensão de saída mínima, igual a 2 V
ILmáx. é a corrente de carga máxima, igual a 2 A

Como VA é igual a 35 V (tensão de pico do secundário do transformador), temos que:

$$PTmáx. = (35 - 2) \cdot 2 = 66\ W$$

Os transistores de saída utilizados são do tipo 2N3055, cuja capacidade de dissipação de potência máxima é igual a 120 W. Porém, esta potência é aparentemente irreal. E isto é plenamente justificável, pois eles estão trabalhando em regime de operação constante e em se fazendo uma dupla análise, junto à curva "SOAR" e ao gráfico de depreciação de potência máxima do transistor 2N3055, este ponto de operação irá indicar, justamente, a necessidade de dois transistores ligados em paralelo.

Como esses transistores possuem um hFE bastante baixo, foi necessário incluir o transistor T3 em série com a saída do CI, para suprir a base destes transistores com corrente adequada quando se estiver exigindo da fonte elevada corrente de carga. A resistência de drenagem R5 faz com que o transistor T3 trabalhe num ponto ótimo dentro das suas características dinâmicas, e suporte, caso seja necessário, um acréscimo na corrente máxima de saída. Por exemplo, o circuito agüentará uma corrente de carga de até 3 A; porém, para isto será necessário colocar mais um transistor de saída em

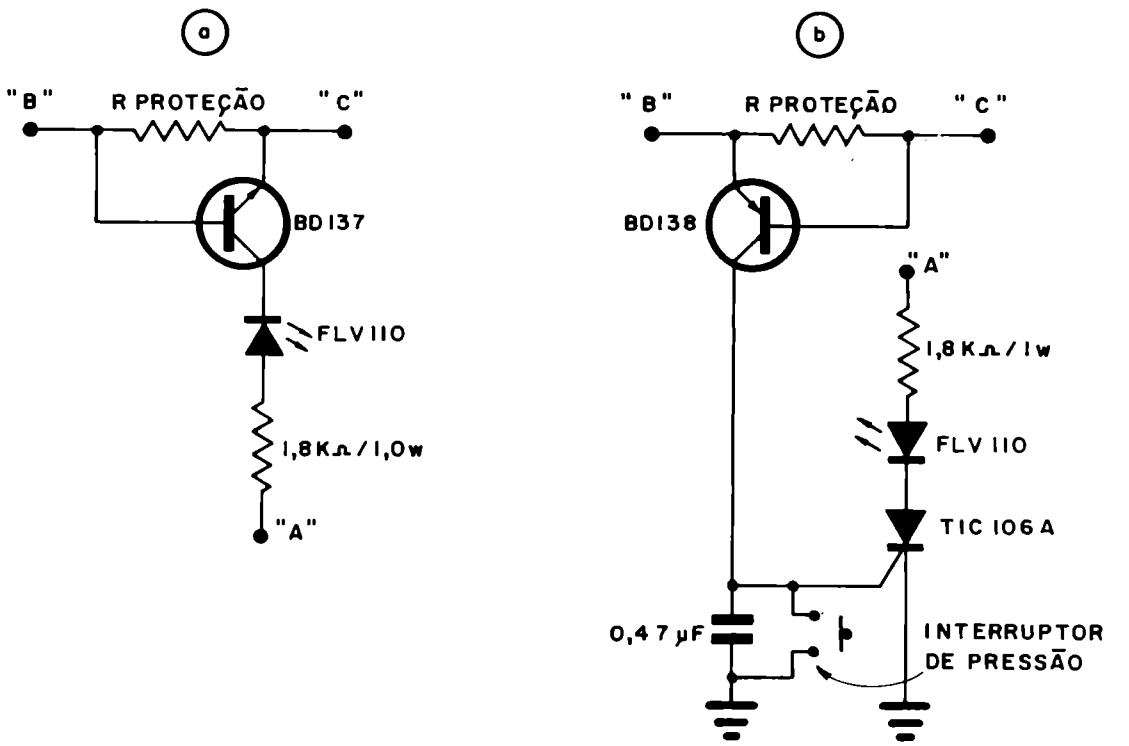


Figura 7

Circuitos para indicação óptica de curto-circuito ou sobrecarga de corrente na saída da fonte. Os pontos A, B e C destes circuitos devem ser ligados aos respectivos pontos indicados no diagrama da figura 6.

paralelo com os outros dois existentes, caso se deseje que a fonte trabalhe em regime de carga máxima permanente.

Os resistores R6 e R7 têm por função corrigir as eventuais diferenças no hFE de cada transistor de saída. Devido ao fato de estarem operando em paralelo, qualquer diferença no hFE provoca uma maior condução de corrente no transistor de maior hFE, ficando ele submetido a um desgaste térmico mais acentuado.

O resistor R8 cumpre a função de ativar o circuito de proteção contra curto-circuito na saída da fonte. Seu valor pode ser calculado pela expressão dada abaixo:

$$R_{proteção} = \frac{0{,}65}{I_{Lmáx.}}$$

No nosso projeto, ILmáx. = 2 A; então, de acordo com a expressão acima, R8 terá um valor aproximado de 0,33 ohms.

Vamos apresentar agora, a título de informação suplementar, dois circuitos que podem ser acoplados à saída da fonte, cuja função é a informação "óptica" de que a saída da fonte está ou esteve curto-circuitada.

O circuito da figura 7-a informa, quando o LED estiver aceso, que os terminais de saída da fonte estão em curto-circuito. Assim que o curto cessar, o LED se apaga. Já o circuito da figura 7-b informa que os terminais de saída da fonte estiveram (ou estão) em curto, ou apenas que houve sobrecarga de corrente. O acionamento do interruptor de pressão é que indicará uma das duas possibilidades. Se ao se apertar o interruptor o LED continuar aceso, é indício de que está havendo curto-circuito permanente. Se o LED deixar de emitir luz, é indício de que apenas houve sobrecarga de corrente.

O TRANSFORMADOR

O transformador é o componente mais problemático, sob o ponto de vista de aquisição de material. Ele dificilmente será encontrado pronto, dentro das exigências requeridas pelo circuito da fonte. A única maneira de conseguí-lo é sob encomenda especial. Como existem diversas empresas que enrolam transformadores sob encomenda, isto não deverá constituir problema sério. Mas, caso o montador encontre dificuldade neste ponto, é possível a utilização de dois transformadores em paralelo e que cumpram as exigências do projeto. Um, só para alimentar o circuito I, e o outro para a alimentação dos circuitos II e III. Ambos são, de certa maneira, facilmente encontrados nas casas especializadas em material eletrônico.

Os dados do transformador são fornecidos na figura 8.

Acreditamos haver fornecido todas as informações necessárias para o leitor montar o circuito completo da fonte e ainda fazer adaptações ou modificações no diagrama esquemático básico para o devido enquadramento às exigências particulares de cada um.

LISTA DE COMPONENTES DO CIRCUITO DA FIGURA 6

Circuito I

R1, R2 — 820 Ω, 1/4 W
C1, C2 — 1 000 μF, 25 V, eletrolítico
C3, C4 — 470 μF, 25 V, eletrolítico
C5, C6 — 0,47 μF, 250 V, poliéster metalizado
D1, D2, D3, D4 — 1N4002, BY126

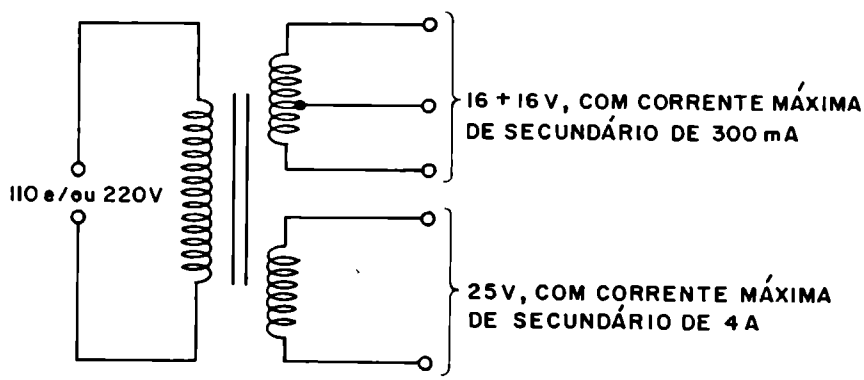


Figura 8

Dados referentes ao transformador de força.

D5, D6 — zener para 15 V, 400 mW
T1 — EM9161, EM9163, TIP31A ou equivalente
T2 — EM9164, EM9166, TIP32A ou equivalente

Circuito II

R3 — 150 Ω, 1/2 W
R4 — 2,2 kΩ, 1/2 W
R5 — 820 Ω, 1/4 W
R6, R7 — 0,47 Ω, 5 W, fio
R8 — 0,33 Ω, 5 W, fio (ou 3 resistores de 1 Ω, 1 W em paralelo)
C7 — 5 000 μF, 50 V, eletrolítico
C8 — 100 pF, 160 V, disco cerâmico
C9 — 2 500 μF, 16 V, eletrolítico
C10 — 0,47 μF, 250 V, poliéster metalizado
T3 — BD137 ou equivalente
T4, T5 — 2N3055
CI1 — CA723
P1 — 4,7 kΩ, potenciômetro linear de carvão
D7, D8, D9, D10 — 1N3881, 60S2, 1N5403 ou equivalente

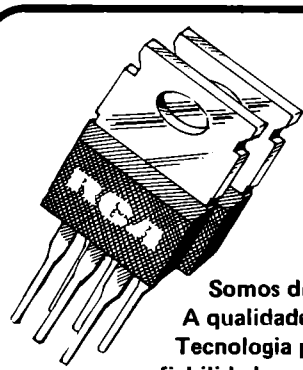
Circuito III

R9 — 1 000 Ω, 5 W, fio
R10, R11 — 0,47 Ω, 5 W, fio
R12 — 0,33 Ω, 5 W, fio (ou 3 resistores de 1 Ω, 1 W em paralelo)
R13 — 330 Ω, 5 W, fio
R14 — 1,5 kΩ, 5 W, fio
C11 — 100 pF, 160 V, disco cerâmico
C12 — 2 500 μF, 50 V, eletrolítico
C13 — 0,47 μF, 250 V, poliéster metalizado
T6 — BD137 ou equivalente
T7, T8 — 2N3055
CI2 — CA723
P2 — 5 kΩ, potenciômetro de fio, 5 W

Diversos

TR — transformador (veja texto e fig. 8)
F1 — fusível para 4 A
Ch1 — interruptor simples
Lp1 — lâmpada néon de painel com resistor incorporado (olho de gato)
Dissipadores de calor:
BR812 — para os transistores T1, T2, T3 e T6
BR120AA — para os transistores T4, T5 e T7, T8

Ω



RCA +PRONTA ENTREGA =

TELERADIO

Somos distribuidores RCA. Só RCA. Mas temos muito a oferecer.
A qualidade que só a tradição da marca RCA garante.
Tecnologia pioneira numa vasta linha de semicondutores, com a mais alta confiabilidade e perfeito desempenho. Transistores de baixo sinal e de potência.
Para comutação, transmissão, darlingtons, alta tensão, mos fet's, circuitos integrados.

DIODOS RETIFICADORES RÁPIDOS
DIACS - SCR's - TRIACS
TRANSISTORES DE POTÊNCIA
PARA COMUTAÇÃO
TRANSMISSÃO
DARLINGTONS
ALTA TENSÃO
MOS FET
CONVERSORES A/D
CIRCUITOS INTEGRADOS
LINEARES E DIGITAIS
MICROPROCESSADORES

VENDAS POR ATACADO

TELERADIO
TELERADIO ELETRÔNICA LTDA

DISTRIBUIDOR RCA Solid State

R. VERGUEIRO, 3134 - FONE: 544-1722
CEP 04102 - SÃO PAULO - SP - TELEX (011) 30926 TG10
(ATRÁS DA ESTAÇÃO VILA MARIANA DO METRÔ)

TESTE SEU 555

TENHA MAIOR CONFIANÇA EM SEUS CI's 555, USANDO ESTE TESTE

Agostinho Silva Santos

Chega a ser até impressionante o número de circuitos integrados que temos que jogar fora, devido ao fato de não podermos testá-los. Em particular, o CI 555 é muito usado e, quando pegamos algum duvidoso, nossa única opção é substituí-lo por outro integrado novo.

Assim sendo, apresentamos aqui um circuito de teste para o CI 555, um circuito simples e de fácil montagem que lhe proporcionará uma grande economia de CI's a serem substituídos, e garantirá ou não o perfeito funcionamento deles.

O circuito do teste é baseado na montagem típica do CI 555, sendo visualizado ou não o seu funcionamento através de 2 LED's.

Características do teste

— Baixo consumo (≅ 20 mA durante o teste).
— Grande confiabilidade de funcionamento.
— Custo baixíssimo.
— Circuito de dimensões reduzidas, podendo-se levá-lo até no bolso.
— Alimentação por meio de 1 bateria (9 V).
— Verifica se o CI 555 está em curto, em aberto, ou se há deficiência no seu funcionamento.
— Facilidade de colocação e remoção do CI, porque usa-se soquete para CI ao invés de fios.

Características e funcionamento do CI 555

Aplicações do CI 555

— Em circuitos: monoestáveis
astáveis
temporizadores
alarmes
moduladores de pulso (através de seu pino n.º 5)
efeitos sonoros, etc.

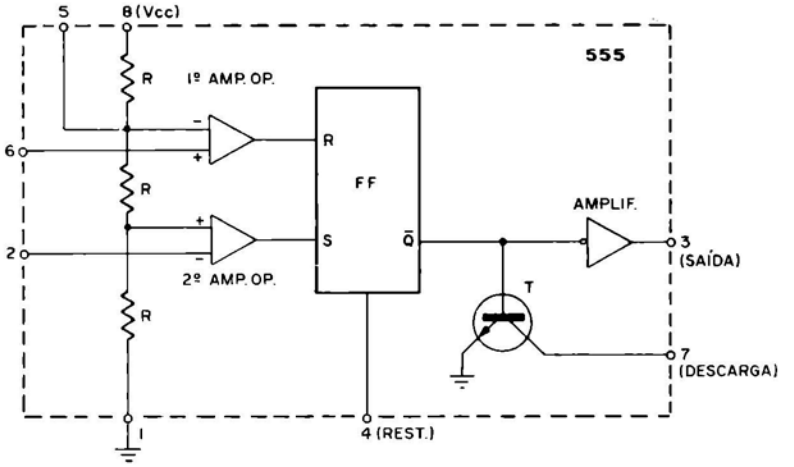


Figura 1

Circuito interno em blocos do CI 555. Obs.: pino 2 = disparador ("trigger"); pino 6 = nível de disparo ("threshold"); pino 5 = tensão de controle.

Características do CI 555

— Tensão de alimentação: 4,5 a 16 V
— Corrente máxima de saída: 200 mA
— Consumo: 1 a 10 mA
— Potência máxima dissipada: 600 mW

O circuito interno do CI 555 é mostrado na figura 1. Como se pode ver, o integrado 555 é formado basicamente por um flip-flop, dois amp. op. (comparadores) e um amplificador de potência.

O flip-flop é, rudimentarmente falando, uma unidade de memória que realiza uma função lógica que será descrita a seguir. Existem vários tipos de flip-flops; o RS é o mais elementar de todos e é constituído por apenas duas portas lógicas NE ou NOU ("NAND" ou "NOR").

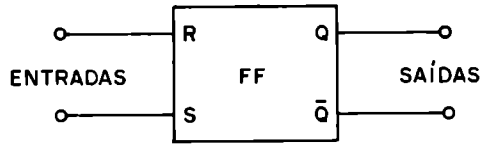


Figura 2

Tabela de verdades do flip-flop RS.

A característica ou função do flip-flop é mostrada por meio de sua tabela de verdades (fig. 2). Pode-se notar que quando suas entradas estão no nível lógico 0, sua saída é imprevisível, pois as saídas Q e $\overline{Q}$ devem ser complementares, mas com esse nível nas entradas as duas saídas tenderão ao mesmo nível binário 1.

Quando se aplicam níveis complementares na entrada, sua saída Q estará em "reset" (nível lógico "0") ou em "set" (nível lógico "1"), dependendo das entradas R e S. Aplicando-se nível 1 nas entradas, os níveis das saídas Q e $\overline{Q}$ permanecerão os mesmos anteriormente apresentados; é com este nível nas entradas que se consegue uma "memorização" de um nível anteriormente armazenado.

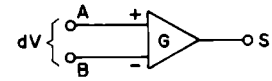


Figura 3

Símbolo típico do amp. op. dV = diferença de tensão entre A e B.

O amplificador operacional (fig. 3), ou abreviadamente amp. op., possui uma alta impedância de entrada e um alto ganho (G) — controlável conforme a configuração usada. O amp. op. "enxerga" entre suas entradas uma diferença de potencial (entre as entradas A e B) e essa diferença é amplificada e transferida pela saída S.

Na configuração usando o CI 555 como multivibrador astável, teremos para o amp. op. uma entrada referenciada pelo divisor resistivo e a outra entrada acoplada ao capacitor do circuito: assim teremos no ponto A (fig. 4) uma tensão de 2/3 Vcc e no ponto B 1/3 Vcc, pois os valores dos resistores do divisor são iguais. No ponto C e no ponto D teremos uma tensão variável com o tempo (carga e descarga do capacitor entre 1/3 Vcc e 2/3 Vcc, aproximadamente), sendo esta responsável pela co-

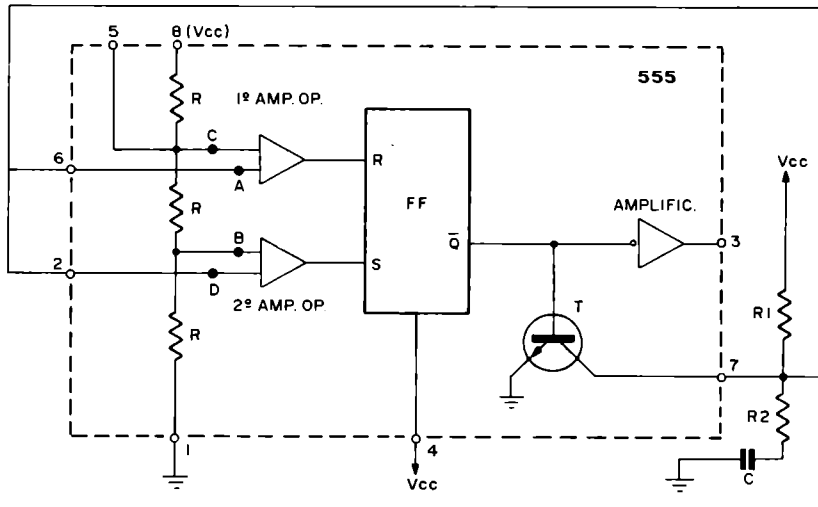


Figura 4

Configuração típica usando o CI 555 como multivibrador astável.

mutação automática da tensão de saída do astável.

Como mostra a figura 4, a carga do capacitor se dá através dos resistores R1 e R2 e a descarga através de R2 e do transistor T.

Inicialmente consideraremos a saída do flip-flop em "1" binário e assim temos o transistor T saturado e o capacitor se descarregando. tendo em vista que a alimentação do circuito de teste é de 9 V. Assim, a tensão no ponto A é de 6 V e no ponto B é de 3 V. Então, quando a tensão no ponto D intercepta (alcança) os 3 V (Vb), observa-se que a saída do 2.º amp. op. comutará e fará a saída do flip-flop comutar também, este de "1" para "0" binário. Este estado promove o corte do transistor (a tensão de base é aproximadamente igual à do emissor) e, conseqüentemente, o capacitor começa a se carregar e em seguida verifica-se que, quando a tensão no ponto A intercepta (alcança) os 6 V, a saída do 1.º amp. op. comuta-se e promove a comutação do flip-flop novamente para "1" binário; reinicia-se então o ciclo saturando o transistor (tensão de base aproximadamente igual a Vcc), com o capacitor descarregando e comutando-se automaticamente. Tem-se assim uma seqüência de "pulsos", conforme se vê na figura 5. Entre o flip-flop e a saída do CI há uma amplificação de potência que nos permite uma saída de até 200 mA.

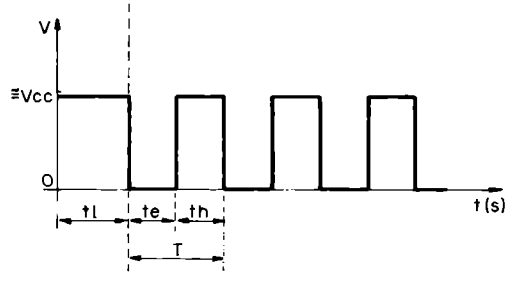


Figura 5

Tensão de saída do CI 555 em função do tempo, onde: te = = tempo necessário inicialmente para a estabilização do circuito (tempo de carga do capacitor de 0 V a Vcc); t1 = tempo de resposta no estado lógico "0" (≅ 0 V); th = tempo de resposta no estado lógico "1" (≅ Vcc); T = período da resposta = t1 + th.

Dois pontos devem ser observados com referência ao funcionamento do 555:

— A tensão no capacitor, nos primeiros instantes de funcionamento do astável, sobe de 0 V até 2/3 Vcc, mas quando se descarrega atingindo 1/3 Vcc, já é feita uma total reciclagem no circuito e o capacitor é solicitado a carregar-se novamente (devido ao corte do transistor); assim sua tensão atinge um valor mínimo de 1/3 Vcc na descarga e 2/3 Vcc na carga.

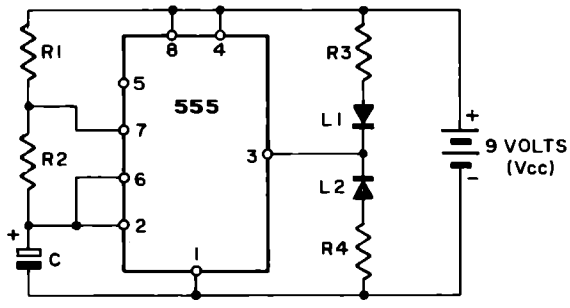


Figura 6

Diagrama esquemático do circuito de teste.

— Para se ter uma forma de onda simétrica de saída, isto é, com o tempo de saída com nível "1" (th) igual ao tempo de saída com nível "0" (t1), há necessidade de se aproximar da igualdade as constantes de carga (RC1) e descarga (RC2):

$$RC1 = RC2$$

$$(R1 + R2)\ C1 = R2 \cdot C2$$

Como o capacitor é o mesmo (C1 = C2), tem-se que:

$$R1 + R2 \cong R2$$

Assim, para efeitos práticos, impomos o valor de R1 bem pequeno.

Considerações:

$$R1 > 1\ k\Omega$$

$$R2 < 20\ M\Omega$$

freqüência de oscilação do multivibrador astável:

$$f = \frac{1{,}44}{(R1 + R2)\ C}\ \text{hertz}$$

A figura 6 mostra o diagrama esquemático do dispositivo de teste. Observe que um LED (L2) está conectado entre a saída e o terra através do resistor R4, e o outro LED (L1) está conectado entre a saída e a alimentação Vcc através do resistor R3. Assim, quando a saída

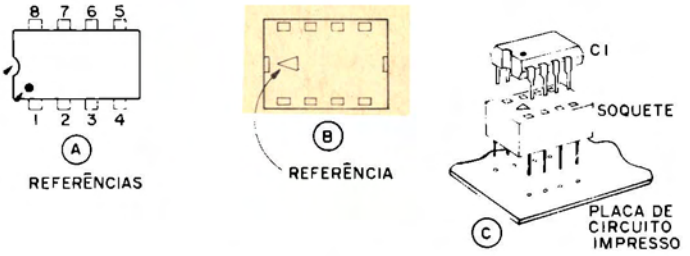


Figura 7

(A) Disposição dos pinos do CI 555, visto de cima. (B) Disposição dos pinos do soquete de 8 pinos, visto de cima. (C) Colocação do CI no soquete e do soquete na placa de circuito impresso.

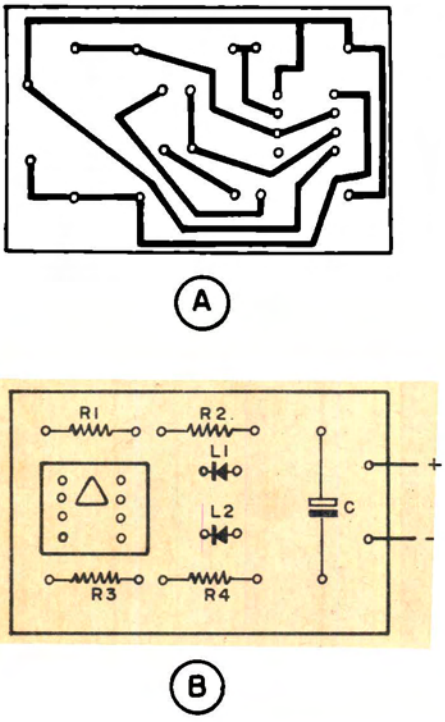


Figura 8

(A) Placa do circuito impresso, vista do lado cobreado. (B) Placa do circuito impresso, vista pelo lado dos componentes. Note a posição do soquete.

estiver em Vcc, o LED L2 acenderá e L1 permanecerá apagado; quando a saída do CI estiver em 0 V, o LED L2 permanecerá apagado e L1 acenderá. Pode-se assim visualizar se ocorre essa comutação ou não; quando ocorrer é sinal de que o CI está em boas condições de funcionamento. Se apenas um LED acender, o CI estará danificado. Para o CI em perfeito funcionamento, cada LED ficará aproximadamente 2 segundos aceso e 2 segundos apagado, alternando-se.

Um cuidado importante, e que deverá ser observado, é a colocação do CI no soquete. Deve-se analisar a posição dos pinos que é indicada pelo chanfro de referência sobre o CI e o chanfro no soquete; estes dois devem ficar do mesmo lado (fig. 7).

A montagem é facílima, não requerendo nenhuma habilidade especial; é necessário apenas um soldador (30-50 W) e um alicate. O desenho da placa de circuito impresso está mostrado na figura 8-A, enquanto que na figura 8-B está mostrada a disposição dos componentes na placa.

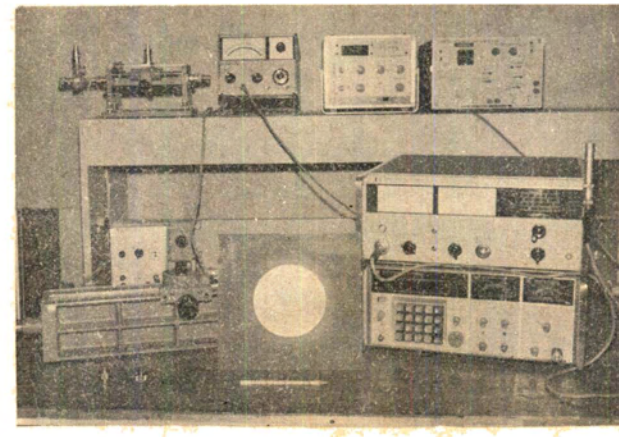
Lista de componentes

L1, L2 — LED FLV110
R1 — resistor 1 kΩ, 1/4 W
R2 — resistor 560 kΩ, 1/4 W
R3, R4 — resistor 470 Ω, 1/4 W
C — capacitor eletrolítico 10 μF, 12 V
1 soquete de 8 pinos para integrado
1 bateria de 9 V

Ω

COMPRAMOS
FALAR C/ SR. DAVID
FONES:
220-4537 - 220-6916
VÁLVULAS RÁDIO-TRANSMISSÃO E SALDOS DE MATERIAL ELETRÔNICO EM QUALQUER QUANTIDADE

PROJETO E EXECUÇÃO DE ANTENAS EM MICROFITAS



Luiz Cezar Martini

I — INTRODUÇÃO

Em muitas aplicações os grandes inconvenientes das antenas convencionais são: o tamanho, a geometria e a fragilidade. Esses problemas, em inúmeros casos, são solucionados pelas compactas antenas em microfitas.

Em países onde o uso de circuitos em microfitas é bastante difundido, os fabricantes de circuitos impressos fornecem placas especialmente desenhadas para projetos de circuitos em microfitas, colocando no mercado placas com maior precisão na construção, espessura bem definida e curvas com características físicas de permissividade dielétrica, condutância, rigidez mecânica, temperatura, etc., dados esses que são essenciais para bons projetos de circuitos integrados utilizando microfitas.

No Brasil a utilização dessas técnicas de construção de dispositivos está pouco difundida. Por essa razão, os fabricantes nacionais não se preocupam em fornecer maiores detalhes das características físicas de seus circuitos impressos, visto que a finalidade dos mesmos é basicamente servir de chassi para a montagem de circuitos. Isso, porém, não impede que construamos circuitos em microfitas utilizando placas de circuito impresso nacionais. Basta levantarmos nós mesmos certas características físicas mais importantes que são essenciais para o projeto que nos dispomos a realizar.

A antena projetada e testada, e que será apresentada no final deste artigo, foi elaborada em uma placa de circuito impresso de fibra de vidro de fabricação nacional e apresentou resultados muito bons e previsíveis, viabilizando a utilização de placas nacionais na construção de arranjos com muitos elementos.

II — TIPOS DE ANTENAS ESTAMPADAS EM CIRCUITOS IMPRESSOS

As antenas estampadas em circuitos impressos são extremamente finas e rígidas, sendo utilizadas em mísseis, radares aéreos, aviões, satélites de comunicações, telemetria, etc.

São classificadas em quatro tipos: antenas "Stripline", antenas "Slot", antenas "Microstrip" e antenas "Coplanar Stripline".

a) Antenas "Stripline"

Podemos apreciar na figura 1 a constituição básica dessas antenas nos planos $X \perp Z$ e $X \perp Y$. A antena é formada por dois planos de terra paralelos, separados por um dielétrico, que em geral é de fibra de vidro, por condutores centrais e uma abertura que possibilita a irradiação ou a penetração das ondas eletro-magnéticas, conforme a antena esteja sendo utilizada como transmissora ou como receptora.

As antenas em "Stripline" proporcionam a propagação no modo TEM (transversal eletro-magnético) dentro da "Stripline", o que facilita o projeto de divisores de potência, acopladores híbridos, etc., que constituem normalmente os circuitos de alimentação dos elementos ativos da antena, porém apresentam alguns inconvenientes:

— impossibilidade de conformar a antena em superfícies não planas por causa da expansão diferencial dos dois planos de terra;

— dificuldade em se conservar as características elétricas dos rebites, que mantêm o conjunto que constitui a antena, em um intervalo grande

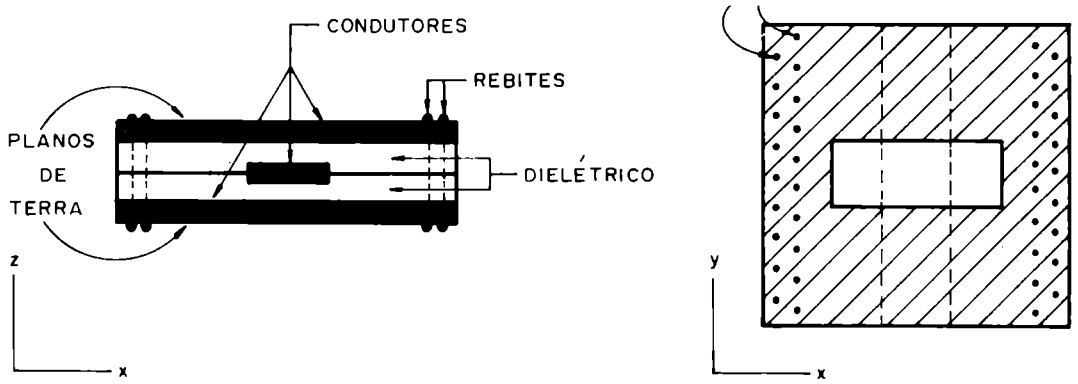


Figura 1

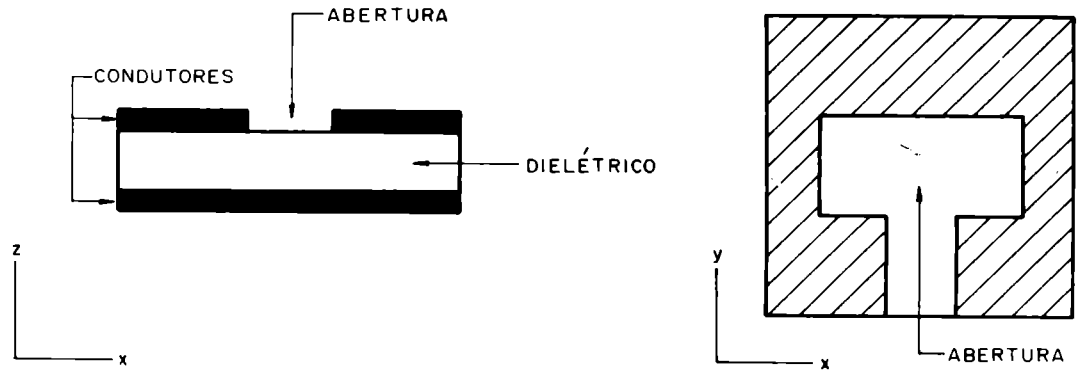


Figura 2

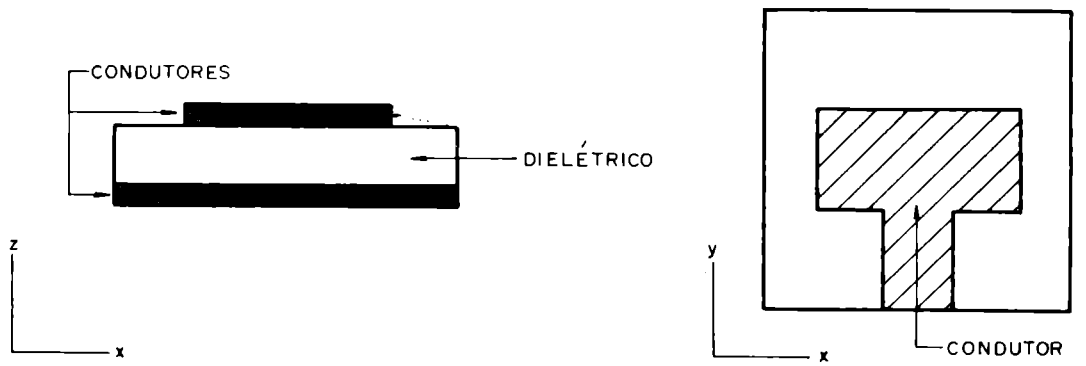


Figura 3

de temperatura, e que é uma característica importante para aplicação em objetos móveis sujeitos a atritos;

— custo relativamente alto por causa do número e da precisão dos rebites, bem como da tolerância que deve existir entre a abertura e a linha central do circuito.

b) Antenas "Slot" (fenda)

A figura 2 apresenta a constituição de uma antena "Slot". A antena é formada por dois planos de terra separados por um dielétrico. Em um dos planos de terra é efetuada uma ou mais aberturas que constituirão elementos da antena.

Como fendas não propagam modos TEM, esse tipo de antena origina polarização elíptica na abertura, complicando dessa forma a construção de divisores de potência e outros dispositivos que constituem o circuito de alimentação, causando também elevada polarização cruzada.

c) Antenas "Microstrip" (antenas em microfitas)

São o objetivo deste trabalho, tendo a constituição básica da figura 3. Possuem apenas um plano de terra e os circuitos que constituem a antena são elaborados na face oposta ao plano de terra. Para a construção dessas antenas podemos utilizar circuitos impressos de dupla face.

De execução mais simples que as antenas em "Stripline", possibilitando a construção de antenas não planas e trabalhando em intervalos de temperatura elevados, é uma boa alternativa para a construção de antenas para satélites tele-guiados e aviões. Tem a desvantagem de originar polarização cruzada, que chega a ser apenas de 8 dB abaixo da polarização principal.

Características das antenas em microfitas

- São muito finas e apresentam grande rigidez mecânica.
- Apresentam tamanho bastante compacto.
- Fornecem economia em termos de projetos.
- Faixa de utilização de 125 MHz a 15 GHz.
- Faixa de passagem relativamente estreita.
- Ganhos elevados que podem ser conseguidos com a formação de arranjos.
- Possibilidade de serem moldadas sobre superfícies curvas.

d) Antenas "Coplanar Stripline"

Apresentadas na figura 4 são, por assim dizer, uma mistura de antenas de microfitas e fendas; apresentam associadas as vantagens dos dois tipos de antenas. A polarização cruzada que surge nessas antenas é da ordem de 20 dB abaixo da polarização principal.

III — PROJETO DE ANTENAS EM MICROFITAS (ANTENAS "MICROSTRIP")

Baseando-nos na figura 5, nos planos $X \perp Z$ e $X \perp Y$, podemos explanar a constituição típica de uma antena em microfitas.

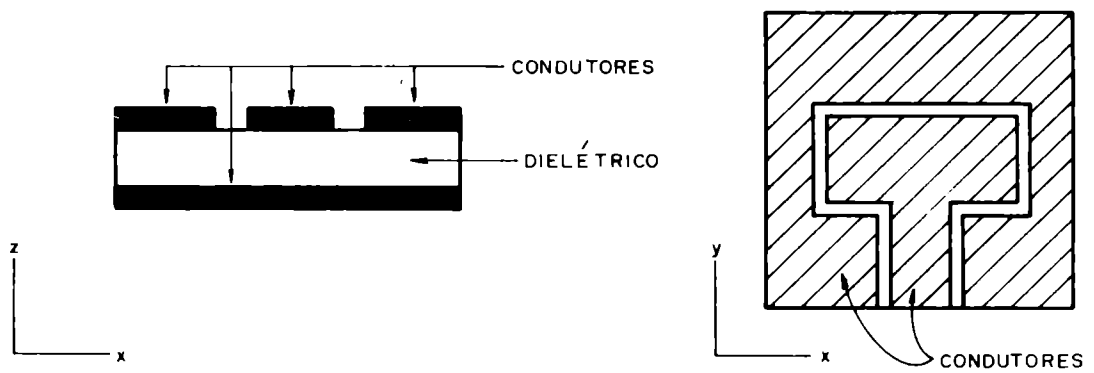


Figura 4

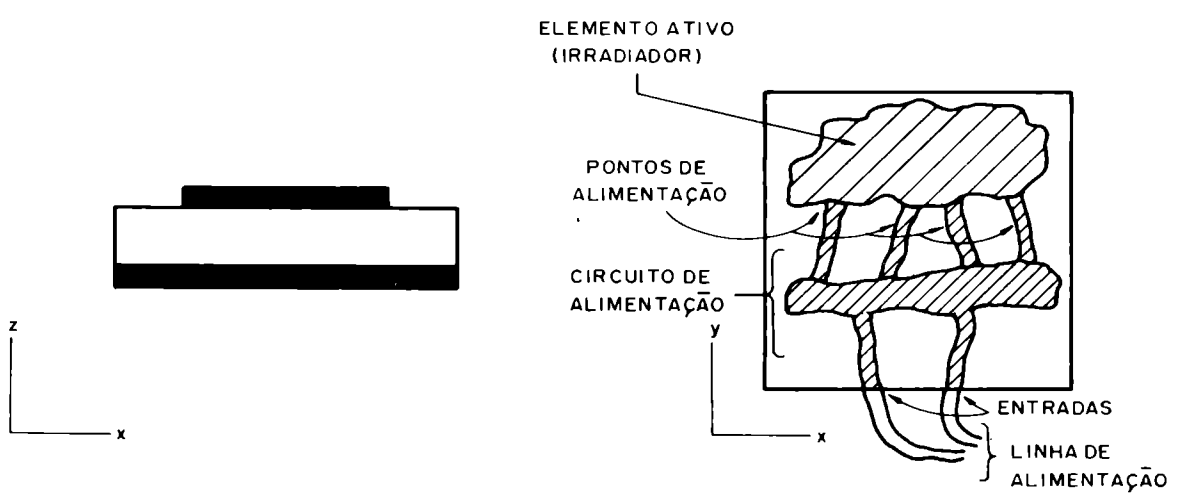


Figura 5

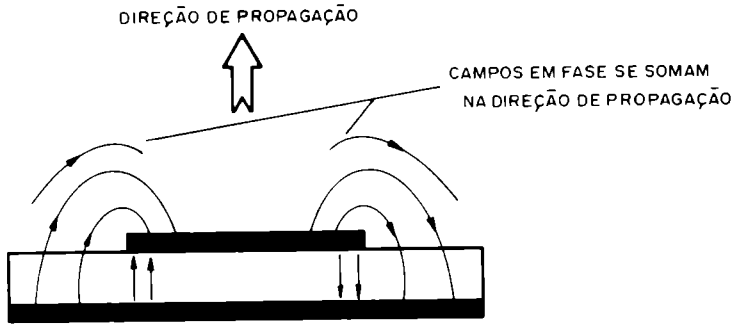


Figura 6

Normalmente, nas antenas comuns os elementos ativos são acoplados diretamente à linha de descida e, em alguns casos, são utilizados "baluns" para casar a impedância da antena com a impedância da linha. Em microfitas o elemento possui em geral impedância bem mais baixa que a impedância da linha e, muitas vezes, precisa ser alimentado em vários pontos, exigindo quase sempre um circuito intermediário, que pode ser um divisor de potência, um acoplador híbrido, um "balum" ou outro circuito qualquer projetado na própria microfita com a função de adaptar os elementos ativos à linha de alimentação.

Na figura 6 podemos apreciar o [illegible] de irradiação das ondas eletro-magnéticas no espaço. O campo eletro-magnético se espalha pelo elemento irradiador, atingindo suas bordas onde então se transfere para o espaço

Antenas omnidirecionais em microfitas

Propagam em todas as direções com variação máxima de 3 dB. Cobrem mais de 99% do campo espacial e são utilizadas em mísseis e foguetes, podendo ser construídas para polarização linear ou circular.

A figura 7 apresenta a instalação de uma antena omnidirecional em um míssil. A antena é construída em uma placa de circuito impresso e amoldada sobre o míssil, onde adquire características de omnidirecionalidade.

Características típicas

— VSWR melhor que 2:1.
— Banda de passagem: cerca de 30 MHz na banda L e 100 MHz na banda K.

Cálculo do elemento irradiador

Podemos (como na fig. 7) utilizar como elemento irradiador uma microfita longa conforme mostra a figura 8.

A condição $h/\lambda < 1$ deve ser satisfeita para que as admitâncias nos pontos a e b possam ser dadas pela fórmula:

$$Ga \cong \frac{\pi}{\lambda_\eta} \left[1 - \frac{(Kh)^2}{24} \right]$$

onde: h = espessura do dielétrico
K = constante de propagação na microfita

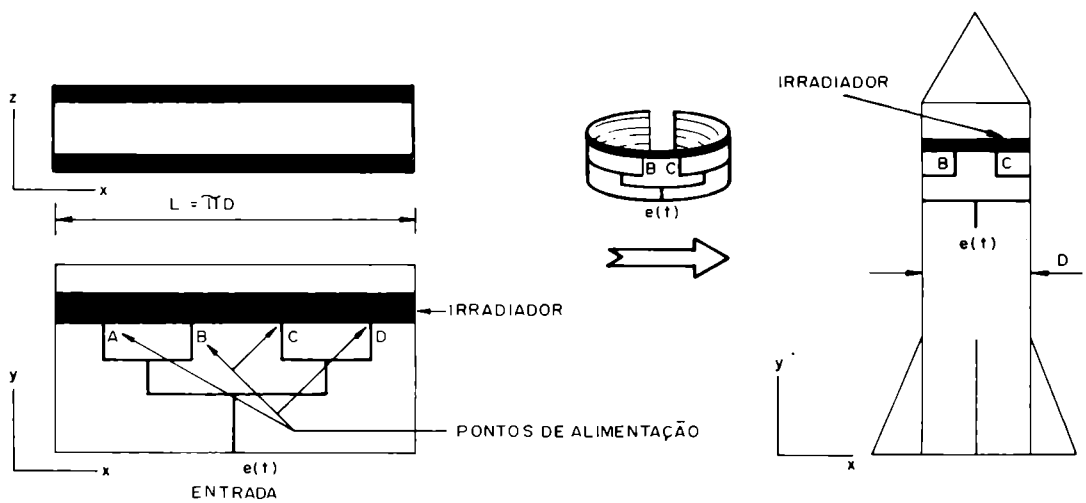
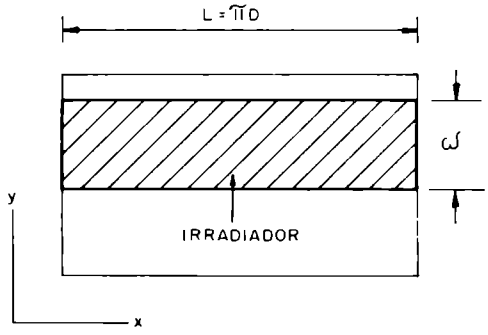


Figura 7



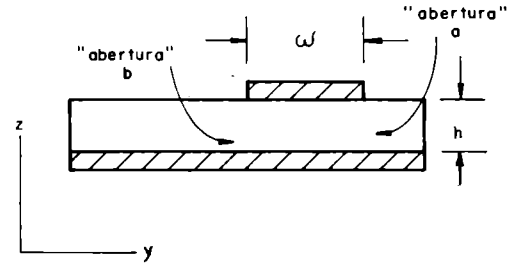


Figura 8

η = 120π é a impedância característica do espaço vazio

λ = comprimento de onda na microfita

Para a maioria dos casos, o produto Kh é bem menor que 24 e, nessas condições, podemos aproximar:

$$Ra \cong Rb \cong 1/Ga \cong 1/Gb \cong \frac{\lambda\eta}{\pi} = 120\lambda \ (\Omega \cdot m)$$

$$Ra \cong Rb \cong \frac{120\lambda}{L} \ (\Omega)$$

Supondo como exemplo que escolhemos $D = 4\lambda/\pi$ teremos:

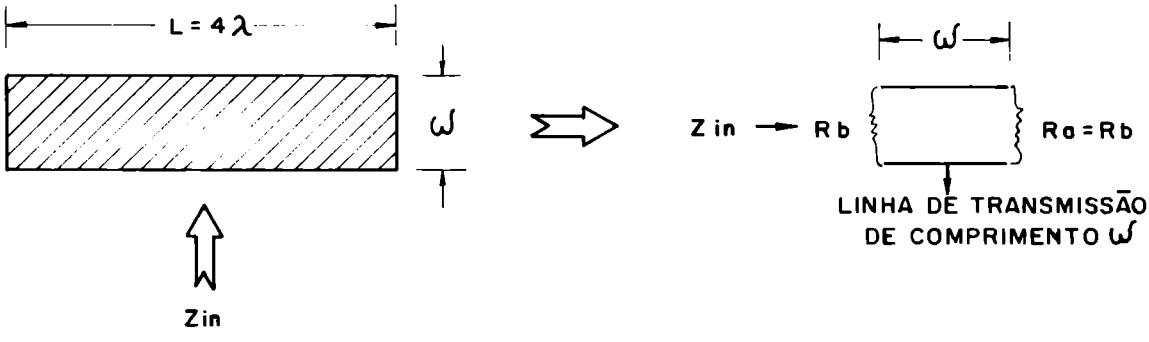
$$L = \pi D = 4\lambda \Rightarrow Ra \cong Rb \cong \frac{120\lambda}{4\lambda}\ \Omega =$$

$$= 30\ \Omega \Rightarrow Ra \cong Rb \cong 30\ \Omega$$

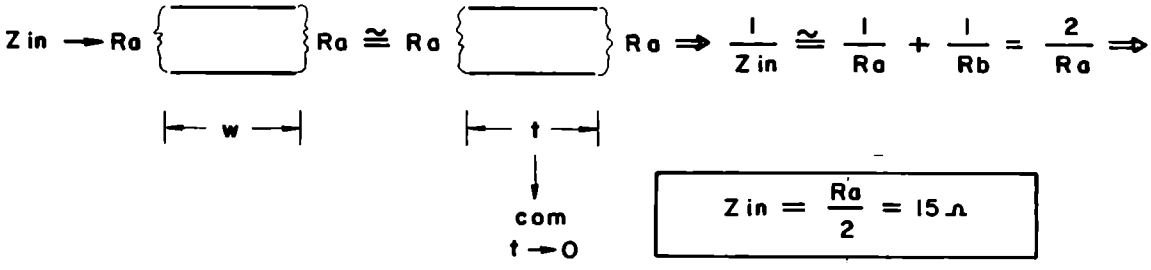
Cálculo da impedância de entrada (Zin) do irradiador

Veja o esquema A.

ω é usualmente escolhido em torno de 0,48λ a 0,49 λ e para $\omega < \lambda$ podemos aproximar (esquema B).



Esquema A



Esquema B

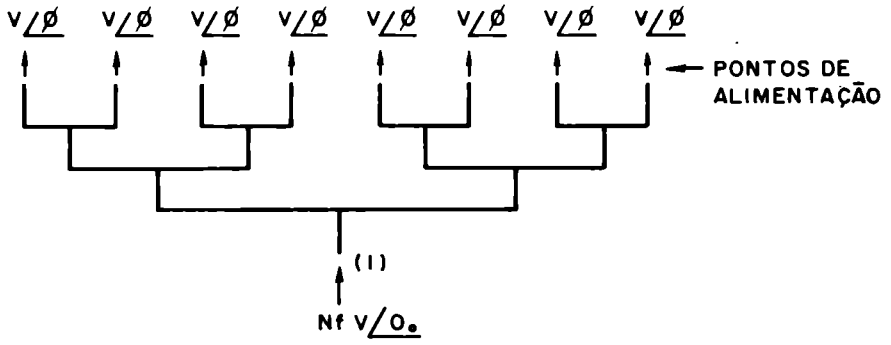


Figura 9

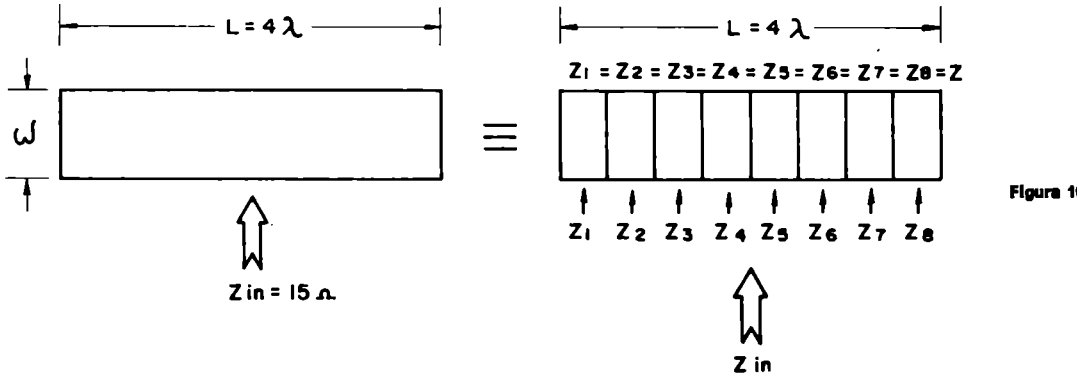


Figura 10

Cálculo do circuito de alimentação

Para o nosso exemplo, estamos utilizando um divisor de potência (fig. 9).

Para a antena funcionando como transmissora, o sinal é acoplado através da linha na entrada (1) do circuito de alimentação e se divide igualmente fornecendo nos pontos de alimentação do irradiador tensões de mesma amplitude V e fase Ø.

Sejam: Nf = número de pontos de alimentação
Ld = número de comprimentos de onda no dielétrico

Se o modo de excitação for o modo TEM, teremos:

— para Nf > Ld serão produzidos no espaço os modos TM_{om};
— para Nf < Ld serão produzidos no espaço modos TM_{nm} (modos de ordem superior), fazendo com que a antena não seja mais omnidirecional.

Para o exemplo que estamos analisando temos:

$$L = 4\lambda$$
$$Ld = L/\lambda = 4$$

Para que a antena seja omnidirecional deveremos impor:

$$Nf > Ld = 4$$

escolhemos Nf = 8

Cálculo da impedância de entrada do irradiador nos pontos de alimentação

O irradiador poderá ser dividido em oito partes iguais, cada uma apresentando uma impedância Z conforme mostra a figura 10.

A impedância de entrada Zin será então formada pela associação paralela das impedâncias individuais nos pontos de alimentação.

$$\frac{1}{Zin} = \frac{1}{Z1} + \frac{1}{Z2} + \frac{1}{Z3} + \frac{1}{Z4} +$$

$$+ \ldots + \frac{1}{Z8} = \frac{8}{Z}$$

resultando

$$Z = 8\,Zin$$

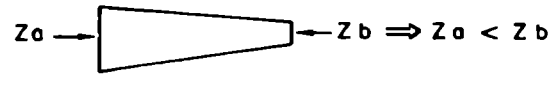


Figura 11

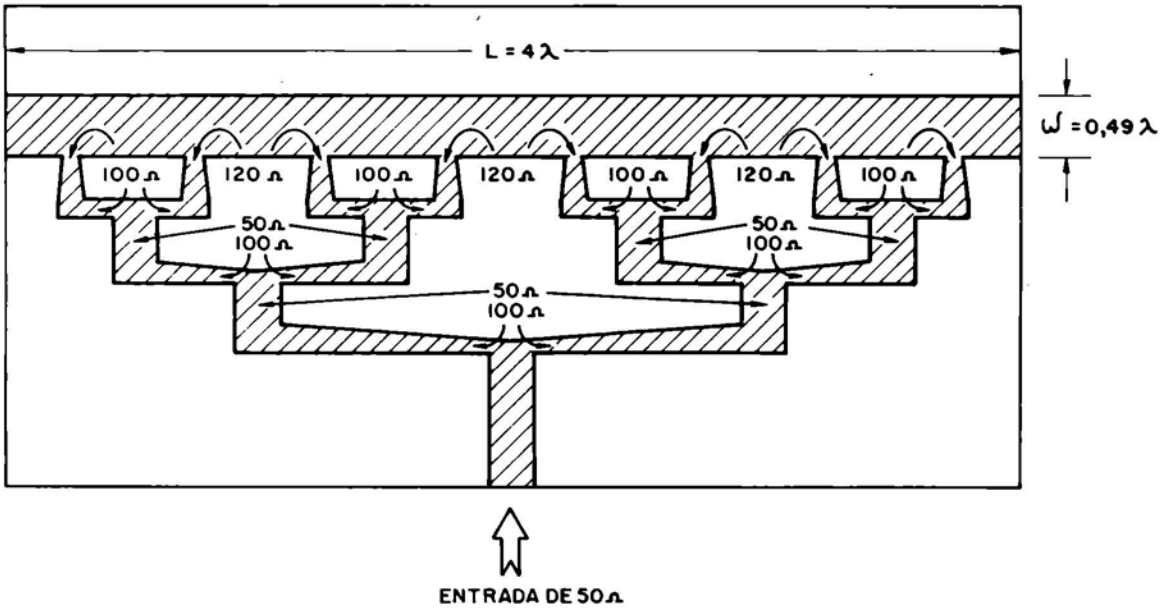


Figura 12

Sendo Zin = 15 Ω, já calculada, obtemos:

$$Z = 120\ \Omega$$

Finalmente, utilizam-se as técnicas de projeto em microfitas para calcular as linhas do circuito de alimentação.

Utilizando transformadores 1/4 de onda, ou então linhas em microfitas que se afilam progressivamente como na figura 11, conseguimos o casamento de impedância desejado, resultando a constituição final da figura 12.

(conclui no próx. número)

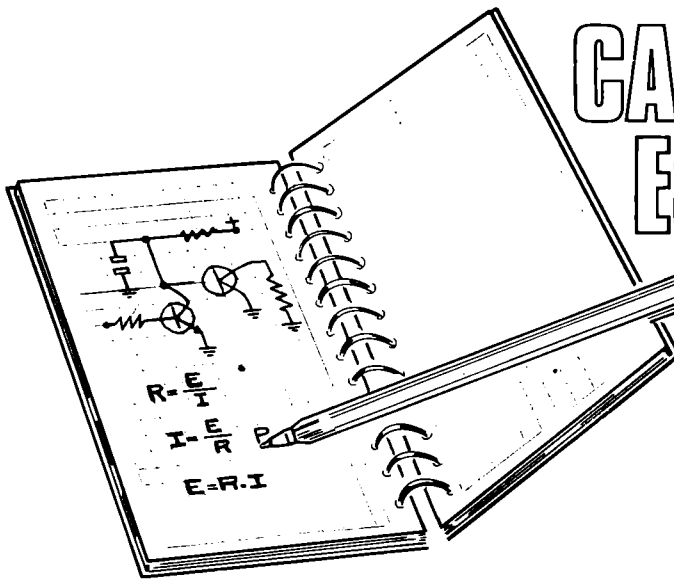
grande sortimento

- Aparelhos de recepção e transmissão
- Soldadores todas as marcas
- Transistor de germânio
- Transistor de silício
- Circuitos integrados
- Diodos M.A.T.
- Diodos retificadores
- Todas as miudezas e componentes
- Instrumentos de medição
- Seletor de canais
- Conversores de UHF
- Válvulas todas as marcas
- Alto-falantes
- Kits de amplificadores M-320 e M-350
- Microfones
- Caixas acústicas
- Amplificadores e sintonizadores
- Gravadores
- Amplificadores stéreo p/ carros
- Tap-decks
- Fitas virgens todos os tipos
- Agulhas e cristais
- Cápsulas magnéticas
- Toca-discos todos os tipos
- Fones stéreos de todos os tipos

Vendas no atacado e varejo

ELETRÔNICA **RUDI** LTDA.

Fones: 221-1376 — 221-1387 — Rua Sta. Ifigênia, 379
CEP 01207 — São Paulo — SP
Endereço telegráfico — "EL-RUDI"



CADERNO DO ESTUDANTE

TÉCNICAS DIGITAIS

Lição 2

REPRESENTAÇÃO DE FUNÇÕES BOOLEANAS

Conclusão

Homero Sette Silva*

2.7. Exercícios resolvidos

2.7.1. Demonstre pela tabela de verdades que:

a) $A(B \oplus C) = AB \oplus AC$

A B C	B ⊕ C	A (B ⊕ C)	A B	A C	AB ⊕ AC
0 0 0	0	0	0	0	0
0 0 1	1	0	0	0	0
0 1 0	1	0	0	0	0
0 1 1	0	0	0	0	0
1 0 0	0	0	0	0	0
1 0 1	1	1	0	1	1
1 1 0	1	1	1	0	1
1 1 1	0	0	1	1	0

b) $\overline{A \oplus B} = \overline{A} \oplus B = A \oplus \overline{B}$

A B	A ⊕ B	$\overline{A \oplus B}$	$\overline{A}$	$\overline{A} \oplus B$	$\overline{B}$	$A \oplus \overline{B}$
0 0	0	1	1	1	1	1
0 1	1	0	1	0	0	0
1 0	1	0	0	0	1	0
1 1	0	1	0	1	0	1

c) $A \oplus AB = A\overline{B}$

A B	AB	A ⊕ AB	$\overline{B}$	$A\overline{B}$
0 0	0	0	1	0
0 1	0	0	0	0
1 0	0	1	1	1
1 1	1	0	0	0

*Engenheiro e professor

2.7.2. Faça o diagrama de portas da equação:

a) $X = ABC + A\bar{B}C + \bar{A}\bar{B}C + \bar{A}\bar{B}\bar{C}$ (fig. 2.17)

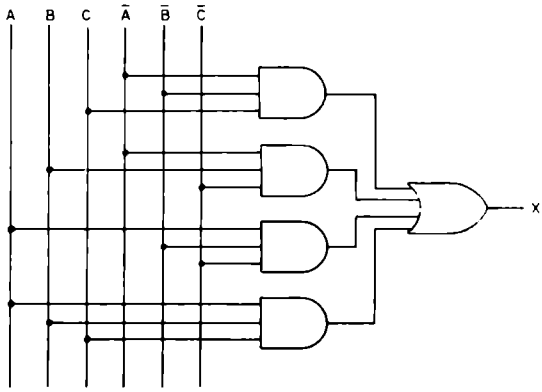


Figura 2.17

Diagrama correspondente ao exercício 2.7.2a.

b) $Y = \bar{A}BC + A\bar{B}C + AB\bar{C} + ABC$ (fig. 2.18)

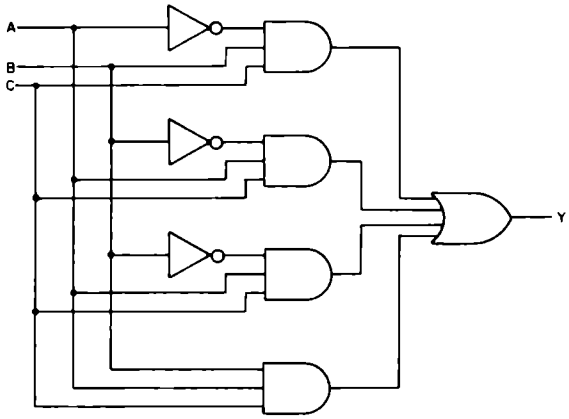


Figura 2.18

Diagrama correspondente ao exercício 2.7.2b.

2.7.3. Dê a equação correspondente ao diagrama de contactos da figura 2.19.

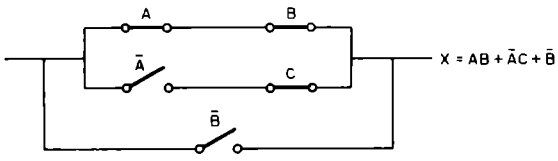


Figura 2.19

Diagrama de contactos do exercício 2.7.3.

2.7.4. Faça o diagrama de contactos correspondente à equação:

a) $AB\bar{C} + \bar{A}BC + \bar{B}$ (fig. 2.20)

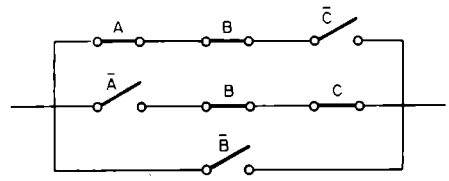


Figura 2.20

Solução do exercício 2.7.4.

2.7.5. Dê as equações correspondentes aos diagramas de Venn dados na figura 2.21.

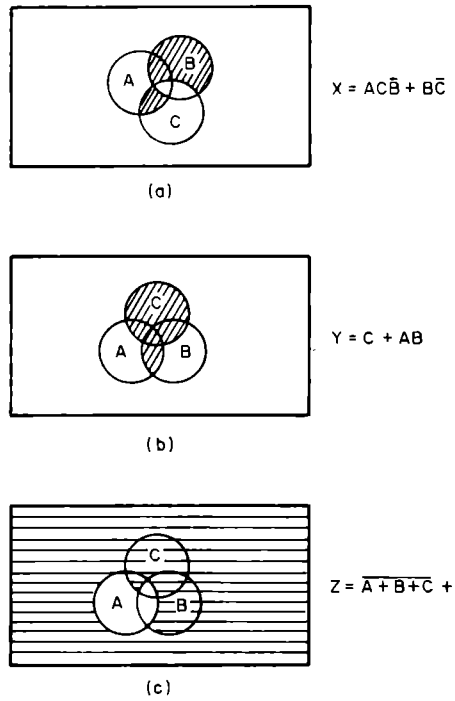


Figura 2.21

Diagramas de Venn correspondentes aos exercícios 2.7.5a-b-c.

2.7.6. Faça o Mapa de Karnaugh correspondente à equação:

$X = \bar{A}\bar{B}\bar{C}D + \bar{A}B\bar{C}\bar{D} + \bar{A}B\bar{C}D + \bar{A}BCD + \bar{A}BC\bar{D} +$

$+ ABCD + A\bar{B}\bar{C}\bar{D} + A\bar{B}C\bar{D}$ (fig. 2.22)

2.7.7. Projete um circuito digital capaz de ligar uma bomba com motor elétrico, trifásico, que deverá encher uma caixa com água retirada de uma cisterna.

Solução:

Em primeiro lugar, devemos reconhecer as variáveis envolvidas. São estas:

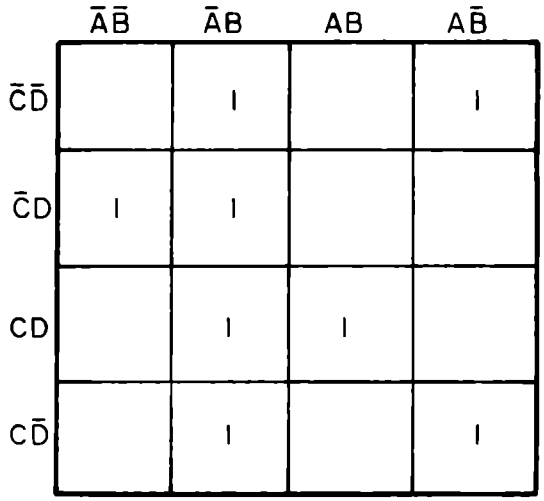


Figura 2.22

Solução do exercício 2.7.6.

a) A condição de ligar ou não o motor. Representamos a condição "motor ligado" por L. Logo, "motor desligado" equivale a $\overline{L}$.

b) O estado da caixa d'água — cheia ou vazia: representamos a situação "caixa d'água cheia" por C = 1.

c) O estado da cisterna — cheia ou vazia: façamos "cisterna cheia" corresponder a R = 1.

d) As 3 fases que alimentam o motor devem estar presentes para que o mesmo possa ser ligado (a ausência de uma fase acarretaria a queima do motor no momento da partida).

As três fases normais correspondem a F = 1.

Uma vez identificadas as variáveis do problema, podemos fazer uma representação sumária do mesmo (fig. 2.23) e então construir a tabela de verdades que retrata o comportamento do sistema.

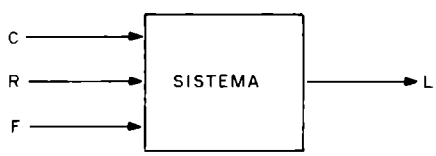


Figura 2.23

Representação em blocos do sistema procurado.

Na tabela de verdades representamos, primeiramente, as combinações das variáveis de entrada, no caso C, R e F. Em seguida, com o conhecimento do modo de operação do sistema, preenchemos a coluna da variável de saída L. Por exemplo: o motor não deverá ligar se a caixa estiver cheia. O mesmo deve acontecer se a cisterna estiver vazia ou as fases não estiverem normais (fig. 2.24).

C	R	F	L
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	0

Figura 2.24

Tabela de verdades do sistema.

Da tabela de verdades retiramos a condição em que L é verdadeiro: caixa vazia e cisterna cheia e as fases normais, que pode ser representada por L = $= \overline{C}\ R\ F$. Dada a simplicidade da função, não há necessidade de simplificação, resumindo-se a mesma a uma porta AND, conforme mostra a figura 2.25.

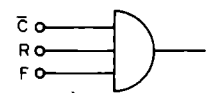


Figura 2.25

Representação do sistema procurado.

Por sua vez, a condição F depende de três variáveis que são as fases F1, F2 e F3 do sistema trifásico. Como a condição F = 1 corresponde às três fases normais, temos F = F1 F2 F3. Não foi conveniente a introdução destas três variáveis no início do problema pelo fato de que seriam então cinco variáveis, o que levaria a uma tabela de verdades com 32 combinações, trabalhosa de construir.

Este recurso, de englobar várias variáveis em uma só, é muitas vezes utilizado a fim de tornar praticável a tabela de verdades, reduzindo o número de possibilidades. Com esta modificação, o sistema fica como o representado na figura 2.26.

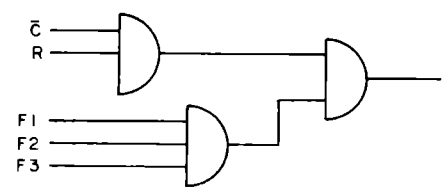


Figura 2.26

Representação do sistema, incluindo o circuito detector de fases.

Na prática, é comum dispor-se de várias portas com igual número de entradas, construídas em um mesmo circuito integrado. Deste modo, quando não forem utilizadas todas as entradas de uma mesma porta, poderão as entradas não utilizadas serem ligadas em paralelo com uma das entradas em uso

ou conectadas diretamente ao estado alto (normalmente a fonte de tensão que alimenta o circuito Vcc) se a porta em questão for do tipo AND ou NAND. No caso de portas OR/NOR, além da ligação em paralelo, como no caso anterior, podemos ligar as entradas não utilizadas ao estado baixo (em geral o terra do sistema, 0 volt).

Entradas não utilizadas **não podem** ser deixadas flutuando, ou seja, sem conexão a um dos níveis lógicos; caso contrário poderão captar ruído e provocar um funcionamento errático no circuito.

Se fossem utilizadas portas de 3 entradas, obteríamos melhor aproveitamento com o circuito da figura 2.27.

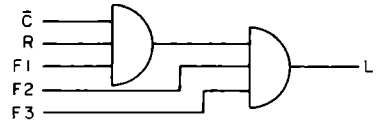


Figura 2.27

O circuito procurado, com portas de 3 entradas.

2.8. Teste de avaliação

2.8.1. Mostre, pela tabela de verdades, que $AB + \overline{A}C + BC = AB + \overline{A}C$.

2.8.2. Determine a expressão de X, no circuito da figura 2.28.

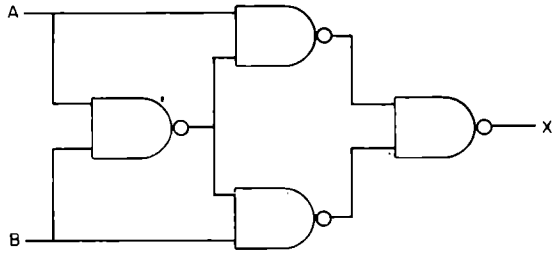


Figura 2.28

Circuito do exercício 2.8.2.

2.8.3. Faça o diagrama de portas correspondente a $X = \overline{AB + C\overline{D}}$.

2.8.4. Faça o diagrama de contactos correspondente à equação do exercício 2.8.3.

2.8.5. Faça o diagrama de Venn correspondente a $X = AB + \overline{A + B}$.

2.8.6. Projete um circuito inversor/não inversor controlado. Neste circuito, de acordo com uma variável de controle C, deseja-se que para um dos dois possíveis estados de C a saída seja o complemento da entrada; para o outro estado a saída deve ser igual à entrada.

2.9. Bibliografia

2.9.1. Técnicas Digitais 1 — Álgebra de Boole
Homero Sette Silva
Departamento de Treinamento da EMBRATEL
— 1980

2.9.2. Sistemas Eletrônicos Digitais — Vol. 1
João Antonio Zuffo
Editora da Universidade de São Paulo — 1976

Respostas do teste de avaliação

2.8.1. Veja a figura 2.29.

A	B	C	AB	$\overline{A}$	$\overline{A}C$	$AB + \overline{A}C$	BC	$AB + \overline{A}C + BC$
0	0	0	0	1	0	0	0	0
0	0	1	0	1	1	1	0	1
0	1	0	0	1	0	0	0	0
0	1	1	0	1	1	1	1	1
1	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0	0	0	0
1	1	0	1	0	0	1	0	1
1	1	1	1	0	0	1	1	1

Figura 2.29

Resposta do exercício 2.8.1.

2.8.2. Veja a figura 2.30.

2.8.3. Veja a figura 2.31.

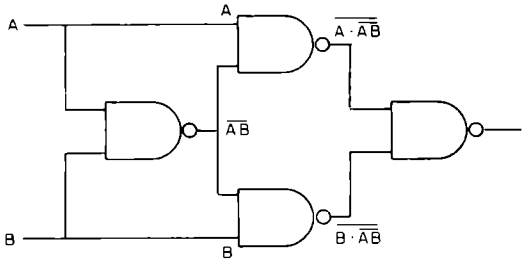


Figura 2.30

Resposta do exercício 2.8.2.

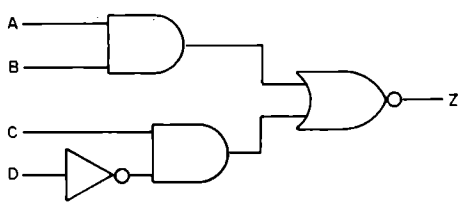
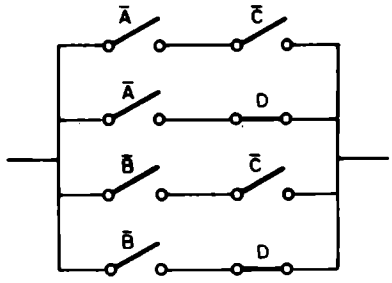


Figura 2.31

Resposta do exercício 2.8.3.

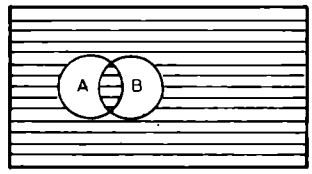


$\overline{AB+C\bar{D}}$

$\overline{AB+C\bar{D}} = (\bar{A}+\bar{B})(\bar{C}+D) = \bar{A}\bar{C}+\bar{A}D+\bar{B}\bar{C}+\bar{B}D$

Figura 2.32

Resposta do exercício 2.8.4.



$AB+\overline{A+B} = AB+\bar{A}\bar{B} = \bar{A}\oplus\bar{B}$

Figura 2.33

Resposta do exercício 2.8.5.

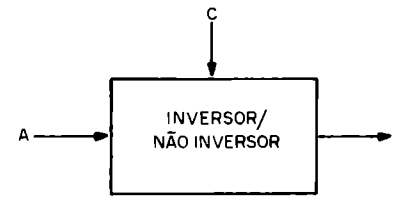


Figura 2.34

Diagrama em blocos do inversor/não inversor controlado.

A	C	X
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Figura 2.35
Tabela de verdades do circuito.

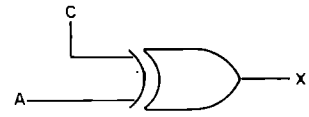


Figura 2.36

Diagrama do circuito inversor/não inversor controlado.

2.8.4. Veja a figura 2.32.

2.8.5. Veja a figura 2.33.

2.8.6. Veja as figuras 2.34, 2.35 e 2.36.
Em primeiro lugar, construímos uma tabela de verdades com as variáveis A, C de entrada e a saída X, conforme a figura 2.35. Em seguida, arbitrariamente, determinamos que para C = 0 o circuito será um não-inversor, e para C = 1 será um inversor, completando então a tabela de verdades. Retirando a equação da tabela, $X = \bar{A}C + A\bar{C}$, vemos que o circuito é uma porta OU-exclusivo.

Ω

CIRCUITOS LÓGICOS

4.ª Parte

João Michel

PORTA AND (E) COM DIODOS

A porta AND é um dispositivo lógico que tem duas ou mais entradas e uma só saída. A operação deste tipo de porta é tal que a saída tem valor binário 1 somente se todas as entradas tiverem valor binário 1. Se qualquer uma das entradas tiver valor binário 0, a saída da porta apresentará um valor binário 0. Se mais de uma ou todas as entradas se apresentarem com valor binário 0, a saída também será 0.

A porta AND é um dispositivo de controle cuja saída é um binário 1 somente quando todas as entradas para a porta estiverem no estado binário 1 ao mesmo tempo.

A figura 1 mostra uma tabela de verdades para uma porta AND contendo duas entradas. Estas são designadas por A e B. A saída é chamada de C. A tabela de verdades indica os valores binários que pode tomar a saída C para todas as possíveis combinações de valores das

TABELA DE VERDADES

Figura 1

ENTRADAS		SAÍDA
A	B	C
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

entradas. Como o número de entradas para esta porta é dois, e como cada uma só pode assumir qualquer um dos valores 0 ou 1, o número de possíveis combinações é dado pela fórmula $2^2 = 4$.

Observando-se a tabela de verdades apresentada nota-se que o valor binário da saída C só é 1 quando as duas entradas têm valor binário 1. Para qualquer outra combinação das entradas, a saída toma o valor 0.

A figura 2-a mostra uma porta AND construída com dois diodos e um resistor. Aqui também há duas entradas A e B e uma saída C.

A figura 2-b mostra o símbolo de uma porta AND contendo duas entradas A e B e uma saída C.

Nas ciências ou em matemática, representa-se um fenômeno físico ou uma figura geométrica com uma equação própria. Também em sistemas digitais utilizam-se as equações para representar o comportamento de determinada porta, de várias portas ligadas convenientemente ou mesmo de um circuito digital inteiro.

Como a saída C da porta AND mostrada na figura 2 é uma função dos valores que são aplicados às entradas A e B, então representa-se o valor da saída C com uma equação:

$$C = A \cdot B \quad \text{ou} \quad C = AB$$

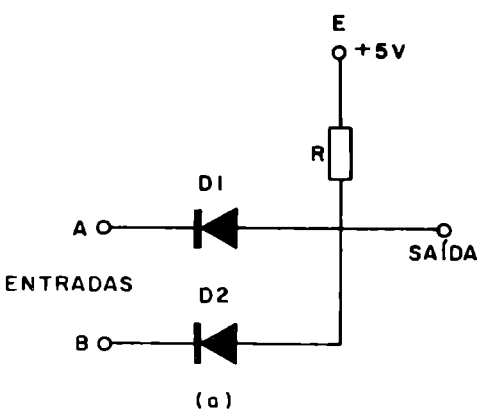
Observe que esta equação é semelhante à que representa um produto de duas variáveis A e B. Esta equação é uma forma de expressão algébrica usada para designar a função lógica que está sendo executada. Interpreta-se ou lê-se a equação como "C é igual a A AND B" ou "C é igual a A E B".

Na equação simbólica, a palavra ou preposição "AND" ou "E" é substituída pelo ponto ".".

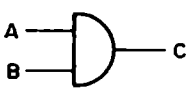
Expressões semelhantes à que foi apresentada para a porta AND são empregadas para análise e projeto de circuitos digitais. O emprego baseia-se na facilidade que as mesmas oferecem, já que permitem manipulação semelhante à que se faz com as expressões algébricas comuns. As equações digitais são manipuladas por regras especiais que pertencem a um ramo da matemática chamado álgebra de Boole.

Os diodos e o resistor mostrados na figura 2 formam um circuito eletrônico capaz de produzir a função AND representada pela equação $C = A \cdot B$. Assumindo que o circuito da figura 2 trabalha com lógica positiva onde o 0 binário é representado por zero volt ou nível de massa, e o 1 binário é representado por +5 volts, e também que os diodos D1 e D2 são diodos perfeitos, o circuito funciona da seguinte forma:

Se as duas entradas A e B estiverem a um valor binário 0, que significa que estão ligadas à massa ou ao negativo da tensão E, então os dois diodos estarão polarizados diretamente, já que o anodo dos dois diodos é ligado ao +5 volts através de R. A saída C, nesta condição, assume um valor binário 0, porque os dio-



(a)



(b)

Figura 2

TABELA DE VERDADES

ENTRADAS		SAÍDA
A	B	C
0V	0V	0V
0V	+5V	0V
+5V	0V	0V
+5V	+5V	+5V

Figura 3

dos perfeitos significam duas chaves fechadas para a massa. A saída C adquire um valor de massa (zero).

Quando somente uma das entradas, A ou B, adquire o valor binário 0, a condição é a mesma que a anterior (saída C igual a zero), já que basta um só diodo para, em polarização direta, curto-circuitar a saída C com a massa.

Se os dois diodos, D1 e D2, receberem nos catodos ou entradas A e B, respectivamente, um nível binário 1, ou seja, +5 volts, então agora a saída C estará com valor binário 1. Nesta condição, os diodos D1 e D2 estão polarizados inversamente e representando chaves abertas, eliminando qualquer corrente através delas para a massa. A saída C recebe toda a tensão de +5 volts da fonte E e toma o valor binário 1.

A tabela de verdades mostrada na figura 3 representa perfeitamente o funcionamento desta porta AND para todas as quatro possíveis condições das entradas A e B. Compare a tabela da figura 3 com a tabela da figura 1.

Quando uma porta AND recebe pulsos de onda quadrada em suas entradas, ao invés de valores estáticos, como foi mostrado no exemplo acima, o comportamento da mesma pode ser analisado como se vê na figura 4. A figura representa uma porta AND com duas entradas A e B e uma saída C, e as formas de onda dos pulsos de entrada e saída.

Observa-se na figura 4 que a saída C só toma valor binário 1 nos instantes em que os pulsos das entradas A e B assumem valor binário 1.

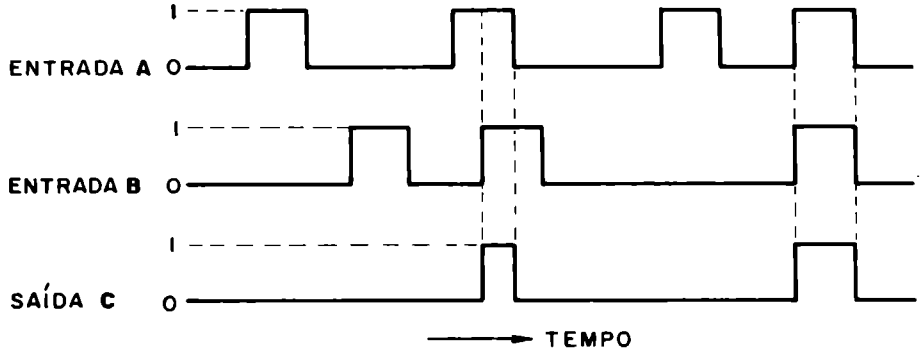


Figura 4

CURSO DE INSTRUMENTAÇÃO ELETRÔNICA

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 30277 - CEP 01000 - SÃO PAULO - SP.

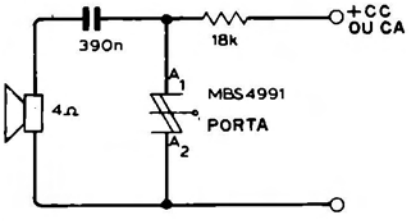
INSTITUTO MONITOR

TRADIÇÃO E EFICIÊNCIA DE ENSINO HÁ 43 ANOS.

IDÉIAS E CIRCUITOS

UM OSCILADOR SIMPLES

Um comutador bilateral de silício (SBS) é um componente bastante útil para a construção de um oscilador de áudio versátil, simples e econômico. Com uma fonte de 12 V CC o circuito oscilará em 100 Hz e consumirá apenas 400 μA. A alimentação pode ser feita com corrente contínua ou alternada e, com componentes adequados, o circuito poderá ser alimentado diretamente pela rede de energia elétrica.



A modulação em freqüência, ou o controle de liga/desliga, poderão ser obtidos introduzindo-se uma tensão ou pulso adequado na porta do SBS. A mínima tensão de alimentação do circuito é de 10 V; essa tensão mínima poderá ser reduzida para cerca de 3 V se for ligado um resistor de 18 kΩ entre a porta e A2. A impedância do alto-falante deverá ser de 4 Ω; pode-se, entretanto, utilizar um alto-falante de 8 Ω, embora haja uma pequena redução na potência de saída.

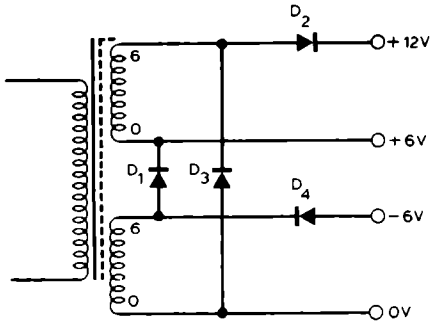
D. Di Mario
Joannesburg
África do Sul
(WW 1531)

FONTE DE ALIMENTAÇÃO ECONÔMICA COM SAÍDA TRÍPLICE

Com os circuitos TTL que utilizam comparadores do tipo 710, são necessárias fontes de alimentação de +5 V, +12 V e −6 V. O arranjo comum é ineficiente e dispendioso em comparação com o circuito que aqui apresentamos, o qual fornece as tensões requeridas a partir de um transformador "standard".

Embora a saída de 5 V deva fornecer uma corrente substancial, as demais saídas necessitam entregar apenas pequenas correntes, que podem ser provenientes de retificação de meia onda. Durante os semi-ciclos positivos o enrolamento inferior alimenta a saída de +6 V através de D1, e os dois enrolamentos em sé-

* Publicação autorizada pela Revista wireless world



rie alimentam a saída de +12 V através de D1 e D2. Os diodos D3 e D4 estão inversamente polarizados. Durante os semi-ciclos negativos, D1 e D2 são polarizados inversamente e os enrolamentos são isolados. O enrolamento superior alimenta agora a saída de +6 V, com retorno através de D3, e o enrolamento inferior alimenta a saída de −6 V através de D4. Assim sendo, a saída de +6 V é alimentada durante ambos os semi-ciclos pelos dois enrolamentos secundários, alternadamente, enquanto que as saídas de baixa corrente são alimentadas por semi-ciclos alternados.

As tensões indicadas no diagrama esquemático serão maiores se a elas forem ligados capacitores eletrolíticos, proporcionando assim uma adequada margem para os reguladores.

R. M. Adelson
Hornby, Lancaster
Inglaterra
(WW 1531)

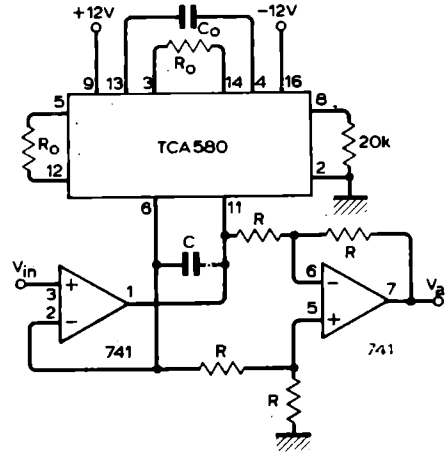
FILTRO PASSA-BANDA COM ALTA IMPEDÂNCIA DE ENTRADA

Combinando-se dois amplificadores operacionais e um CI girador, pode-se construir um filtro passa-banda com alta impedância de entrada. A indutância simulada pelo girador é $R_o^2C_o$ e as equações de projeto são:

$$L = R/2\pi f_o Q \quad e \quad C = Q/2\pi f_o R$$

onde f é a freqüência de ressonância.

A largura de faixa do filtro pode ser ajustada até 10 kHz, onde ele opera com baixo Q e alto ganho A. Para f_o = 1,5 kHz, R é de 10 kΩ, A é 100, L é de 212,2 H e C é de 53 pF. Se L e C forem conectados em série, o circuito operará como um filtro pára-banda com as mesmas condições de projeto.

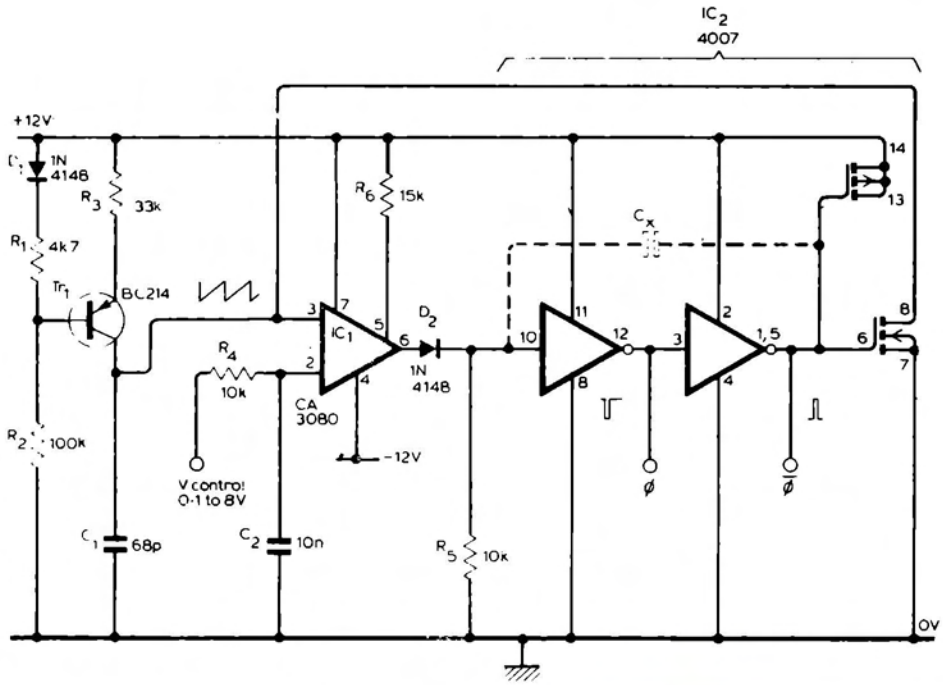


K. Kraus
Rokycany
Tcheco-Eslováquia
(WW 1530)

CONVERSOR TENSÃO/PERÍODO

Em alguns circuitos é mais conveniente ter-se um oscilador cujo período, ao invés da freqüência, tenha uma relação linear com a tensão de controle. Este circuito foi desenvolvido para excitar uma linha de retardo analógica para processamento de sinais de áudio.

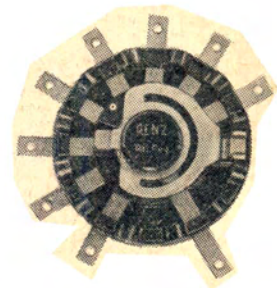
Os resistores R1, R2, R3, o diodo D1 e o transistor Tr1 formam uma fonte de corrente, razoavelmente estável em função da temperatura, a qual carrega C1 até que a tensão de rampa exceda a tensão de controle. O comparador é polarizado por R6 para alta corrente e rápido "slew rate", enquanto que R4 e C2 desacoplam a entrada da tensão de controle, evitando disparos espúrios. A saída é retirada através de D2 e R5, o que evita polarização negativa para o circuito separador CMOS e circuito de des-



carga. Com os valores mostrados, são disponíveis nos pinos 1 e 12 de IC2 saídas em anti-fase iguais à largura do pulso de restabelecimento. A largura desse pulso, da ordem de 100 ns, é determinada por retardos de propagação nos CI.

Se for necessária uma largura de pulso mais longa, deve-se ligar o capacitor Cx de maneira a formar um monoestável com um período de aproximadamente Cx . R5. Se se desejar operação em baixa freqüência, C1 deve ser completamente descarregado e Cx deve ser igual a C1/6. O valor de C1 é limitado pela capacidade de IC2 de descarregá-lo sem se danificar; no protótipo, o valor de 100 nF mostrou-se bastante adequado. Com os valores mostrados no diagrama esquemático, o período varia de cerca de 0,5 μs a 30 μs para tensões de controle de 0,15 a 8 V.

E. J. Leonie-Smith
Royston, Herts
Inglaterra
(WW 1531)



RENZ

CHAVES SELETORAS MOD. CH-42

CAPACIDADE 10 AMPÈRES
POSIÇÕES 1 x 3 A 1 x 11

O eixo da chave é prensado em baquelite juntamente com uma chapa de aço curvado e zincado. Oferece grande resistência mecânica e dielétrica, sendo a isolação de mais de 2 000 volts.

Ind. e Com. de Medidores Elétricos RENZ Ltda.
R. Guarani, 130 — Fones: 433-2893 - 433-3655
C.P. 173 — Ender. Telegr. "Renz" — CEP 12900
Bragança Paulista — SP

NÃO COMPRE SIMPLESMENTE UMA FITA:
EXIJA AUREX

RADIOCOMUNICAÇÃO

RELAÇÃO DE EQUIPAMENTOS HOMOLOGADOS

De acordo com informação recebida do DENTEL em 30/11/80, damos abaixo a relação dos equipamentos homologados.

Marca	Modelo	N.º da Homologação	Prazo de Validade
Brinquedos Mimo	TICO 14 X TICO 15 X	0301/80	06/08/85
CB Eletrônica	CB Sommer 230 CB Sommer 230S	0279/79 0124/80	02/08/84 15/04/85
CCE	CB 1000/40 SSB 5000 CB 1000 SSB 5000/60	0171/80 0125/80 0049/80 0461/80	09/05/85 16/04/85 21/08/85 11/11/85
Motoradio	FA M21 FA M41 FA M61	0367/78 0462/80 0463/80	06/06/83 11/11/85 11/11/85

Ω

AGORA A SUA LOJA DE INSTRUMENTOS!

PARA SUA SEGURANÇA E COMODIDADE, BERNARDINO E MIGLIORATO INSTALOU UMA LOJA ESPECIALIZADA E EXCLUSIVA EM INSTRUMENTOS DE MEDIÇÃO ELÉTRICOS E ELETRÔNICOS, PRÓXIMA À R. SANTA IFIGÊNIA.

"UMA TRADIÇÃO EM INSTRUMENTAÇÃO DESDE 1944"

BERNARDINO MIGLIORATO & CIA. LTDA.

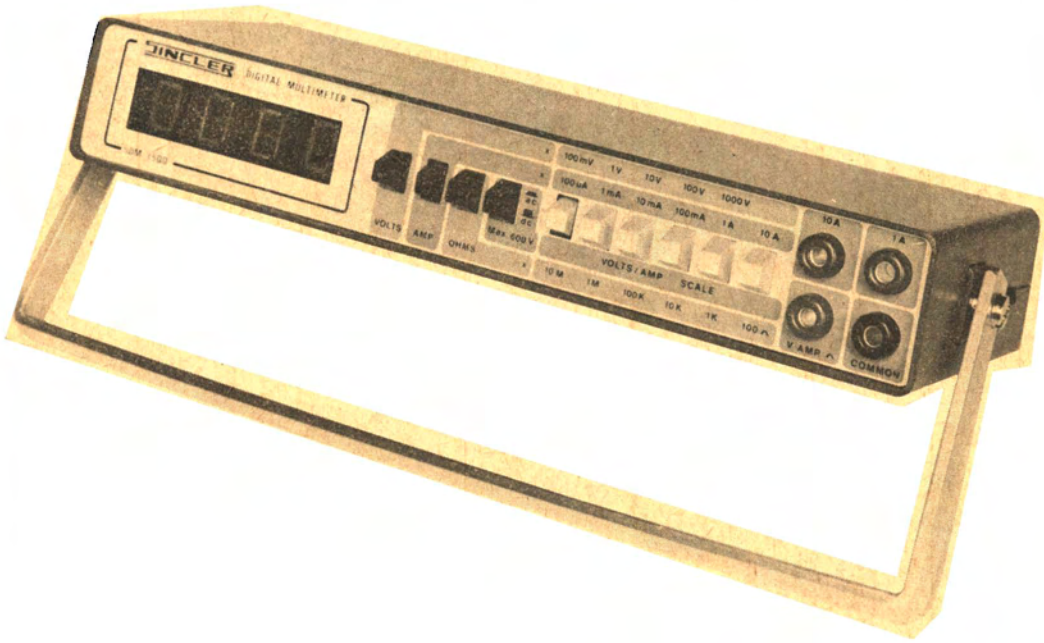
Rua Vitória, 554 — loja térrea — Fone: 220-3986
CEP 01210 — S. PAULO — BRASIL

Vendas com assistência técnica!

NOSSA CAPA

MAIS UM LANÇAMENTO

SINCLER



MULTÍMETRO DIGITAL
SDM 3500

A SINCLER Eletrônica, visando preencher uma lacuna do mercado nacional, coloca agora à sua disposição o multímetro ideal para o seu serviço: SDM 3500.

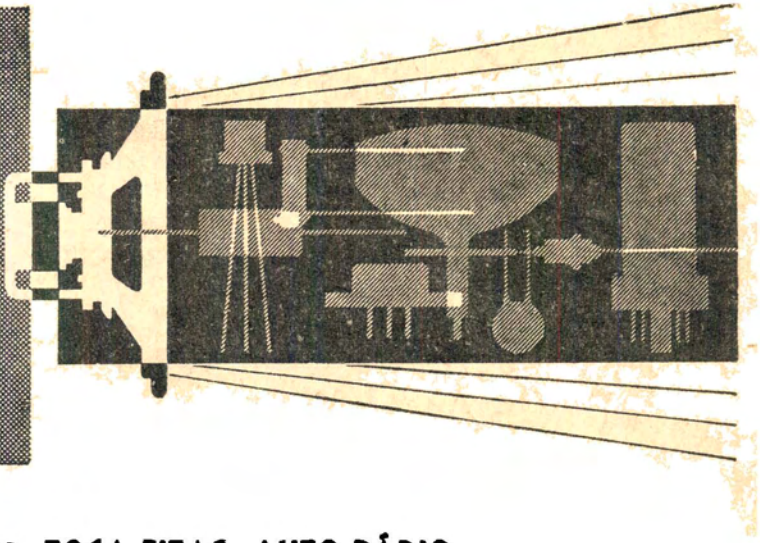
* Tensões até 1 000 V, CA até 600 V
* Correntes até 10 A CA e CC
* Resistências até 20 MΩ
* Precisão melhor que 1%
* Alimentação: 4 pilhas pequenas ou adaptador CA/CC
* Totalmente portátil
* 100% nacional
* Garantia total e assistência técnica permanente
* Dimensões: 230 x 97 x 37 mm
* Peso: 590 g

Procure o revendedor SINCLER mais próximo de você. Ele terá prazer em lhe mostrar o SDM 3500 de perto.

SINCLER ELETRÔNICA LTDA.

RUA CARNEIRO DA CUNHA, 565 - FONES: 275-4598 - 577-6929 - 04144 - SÃO PAULO - SP

NOTICIÁRIO INDUSTRIAL



NOVO TOCA-FITAS AUTO-RÁDIO AM/FM ESTÉREO PHILCO

Nos últimos anos, a Philco brasileira exportou mais de onze milhões de auto-rádios para diversos países do mundo. Hoje, com muita experiência e "know-how", a Philco lança no Brasil um novo Toca-Fitas Auto-Rádio AM/FM Estéreo.

O mecanismo do toca-fitas, desenvolvido na Suiça, foi testado e aprovado pela Divisão Eletrônica da Ford nos Estados Unidos. Pode ser instalado em automóveis de qualquer marca e tem ampla assistência técnica em todo o Brasil. É o único com um novo sistema de avanço e retorno da fita ultra rápidos.

Características principais

— Sistema auto-stop: quando a fita termina, ela é ejetada automaticamente e o rádio entra em funcionamento
— Trava no avanço e retorno da fita
— Controle automático de freqüência (AFC), que evita deslizamentos de freqüência e dispensa os constantes ajustes de sintonia em FM
— Circuito automático de ganho (AGC), que impede a mistura de estações mesmo perto de torres de transmissão
— Resposta de freqüência entre 50 e 10 000 Hz
— Indicador luminoso de recepção em FM estéreo
— Comando de rotação da fita na chave "avanço-retorno"
— Controle de tonalidade contínua para o ajuste de graves e agudos aos níveis desejados

(Philco Rádio e Televisão Ltda. - Rua Santa Virgínia, 299 - Fone: 295-3011 - CEP 03084 - São Paulo - SP).

GOLD BOOK

Sob o título de "Electronics Designs Gold Book", a Editora Hayden edita todos os anos o mais completo guia mundial de fabricantes, distribuidores, marcas, etc., do que se faz em Eletrônica. Cerca de 10 000 nomes de indústrias estão incluídos, com número de telefone, telex, nome dos executivos, produtos que fabricam, endereço dos distribuidores e representantes. Além disso, traz especificações de produtos que muito ajudam ao projetista.

Não se trata de uma publicação relacionada só com os Estados Unidos; é realmente uma publicação internacional. O exemplar da edição de 1980/81 custa 40 dólares e pode ser obtido diretamente de: Circulation Dept., Gold Book, Hayden Publishing Co., Inc., P.O. Box 13803, Philadelphia, PA 19101, USA.

MÁQUINA TRADUTORA DA SHARP ARMAZENA 7 800 PALAVRAS

A Sharp IQ-3000 traduz palavras e expressões idiomáticas do Inglês para o Japonês, e vice-versa; além disso, executa as operações normais de cálculo com um sistema de memória e "display" com 8 dígitos.

O modelo foi posto à venda no Japão no ano passado quando o avanço da tecnologia dos semicondutores, especialmente em CI e LSI, acelerou drasticamente a expansão das aplicações eletrônicas. Mesmo tecnologias que, há poucos anos, eram consideradas impossíveis, materializaram-se como que por milagre.

Espera-se principalmente que a tecnologia de sintetização da voz e as máquinas de tradução venham a expandir ainda mais o campo de aplicação dos produtos eletrônicos. Os círculos industriais concordam em que as tecnologias digitais, primeiramente empregadas em calculadoras, estimularam o desenvolvimento de máquinas tradutoras bem como grande melhoria em LSI.

A IQ-3000 utiliza um mostrador ("display"), com matriz de pontos em cristal líquido, utilizado na calculadora EL-8160 e nos elementos semicondutores de grande capacidade, CMOS LSI de 12 k bit, desenvolvido pela Sharp.

Máquinas tradutoras de bolso estão sendo comercializadas por fabricantes norte-americanos, como a Lexicon e Craig, e têm a capacidade da ordem de 1 000 palavras. A IQ-3000, entretanto, tem a capacidade de 7 800 palavras.

A facilidade de tradução da máquina, entretanto, é limitada a um nível em que somente podem ser feitas traduções de palavra para palavra entre o Japonês e o Inglês. Isto porque a estrutura das sentenças das duas línguas é tão diferente que traduções gramaticamente corretas são consideradas impossíveis no presente.

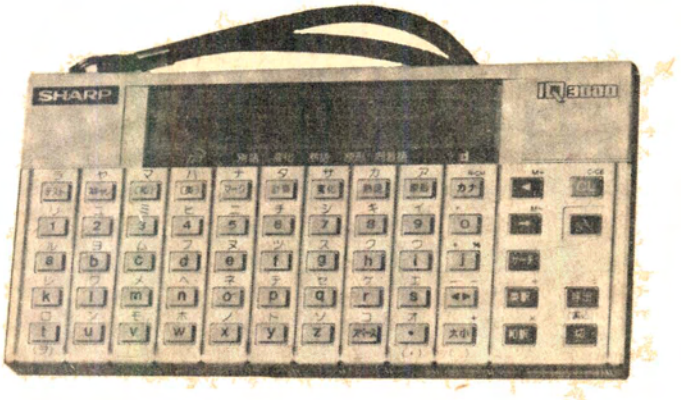
Embora existam máquinas tradutoras que possam traduzir uma sentença enumerando palavras, ou de palavra para palavra, as traduções podem ser pouco significativas devido às diferenças gramaticais entre o Japonês e o Inglês, ou entre o Francês e o Alemão. Este problema é o foco da atenção da maioria dos fabricantes que pretendem comercializar máquinas tradutoras.

Construção de sentenças

A IQ-3000 está enfrentando o problema adotando um módulo em cassete no qual são armazenadas as traduções das sentenças.

Existem 7 800 palavras na IQ-3000, sendo 2 500 palavras e 300 expressões idiomáticas em Inglês e 5 000 palavras em Japonês. As palavras em Inglês, de que a máquina é dotada, são palavras chave classificadas em nível I e nível II, satisfazendo as necessidades dos estudantes em diversos estágios de adiantamento.

O nível I contém cerca de 1 300 palavras e 200 expressões idiomáticas em Inglês e 2 500 palavras e 200 expressões idiomáticas em Japonês. O nível II incorpora 1 200 palavras e 100 expressões idiomáticas em Inglês e 2 200 palavras e 100 expressões idiomáticas em Japonês. Todas elas foram escolhidas por sua freqüência no uso, de maneira a serem utilizadas por principiantes.



A matriz por pontos, sistema exclusivo da Sharp, é utilizada na secção do mostrador, o qual apresenta tanto o alfabeto como os caracteres Kana japoneses, com até 16 caracteres. Quando tiverem que ser mostrados mais que 16 caracteres, uma função mensagem dá início a uma mostragem em deslocamento, da direita para a esquerda, com um máximo de 32 caracteres.

A IQ-3000 incorpora uma secção de memória básica, denominada "file", para memorizar uma palavra traduzida que corresponda a uma certa palavra a ser traduzida. Em outras palavras, algumas traduções, expressões idiomáticas, verbos, adjetivos e suas formas irregulares correspondentes a uma palavra em Inglês, são memorizados em forma de "file".

Quando uma certa palavra em Inglês é introduzida por uma tecla do alfabeto, o "file" correspondente é pesquisado e o significado da palavra japonesa correspondente é mostrado em caracteres Kana, juntamente com um sinal especial que indica se são expressões idiomáticas ou formas irregulares.

Se for desejada a expressão idiomática ou a forma irregular, ela será mostrada em caracteres Kana quando se pressiona um botão especial. Se for dada entrada a uma palavra em Inglês que não esteja contida no sistema, o mostrador exibirá a frase "not found". Por outro lado, se for introduzida uma palavra japonesa para ser traduzida para o Inglês, uma palavra em Inglês é selecionada alfabeticamente do "file" correspondente pela simples compressão de uma tecla.

Outras características

Ao apresentar uma palavra no mostrador, a máquina apresenta também um sinal especial para indicar se existe ou não um homônimo. Se o sinal se acender pode-se fazer aparecer o homônimo pressionando-se a tecla de homônimos.

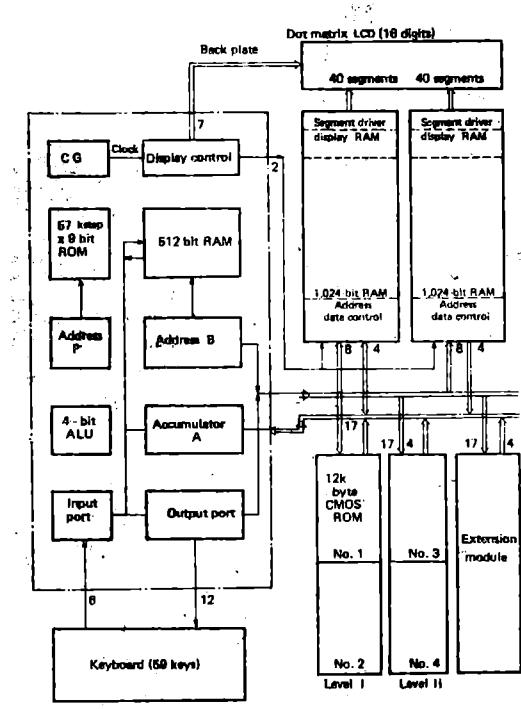
Também é possível fazer-se aparecer no mostrador a pronúncia de uma palavra, seja ela em Inglês ou Japonês; para tanto basta apenas apertar-se a tecla respectiva.

Um mecanismo de acesso aleatório permite que as palavras fornecidas sejam apresentadas em uma seqüência. Isto funciona como um teste para o estudante, de maneira que quando cada palavra em Inglês ou Japonês é introduzida por uma tecla, após a marcação de uma palavra difícil de ser memorizada, a máquina julga a resposta anunciando no mostrador "good" ou "wrong". Essa facilidade é indispensável para se sistematizar a aprendizagem.

A IQ-3000 utiliza sete LSI, quatro dos quais são para as memórias de apenas leitura e dois para excitação do mostrador por matriz de pontos em cristal líquido. A memória de apenas leitura (ROM) é um CMOS de 96 k byte no qual são memorizadas as palavras em Inglês e Japonês, parte das pronúncias, formas irregulares e expressões idiomáticas. O restante CMOS LSI é para o controle dos cálculos. O LSI processa em 8 bit porque o processamento de caracteres é executado dessa forma.

Um fator chave em uma máquina tradutora é seu "software". No caso em que palavras em Inglês são traduzidas para o Japonês, a palavra correspondente pode ser facilmente encontrada. Entretanto, se uma palavra em Japonês deve ser traduzida para o Inglês, a busca da palavra correspondente leva mais tempo porque as palavras em Japonês não estão alinhadas em uma ordem.

Para reduzir o tempo de busca, foi previsto um código de endereços, de maneira que uma palavra inglesa introduzida corresponde facilmente à palavra japonesa memorizada.



System configuration of IQ-3000

A máquina tradutora já deu o seu primeiro passo, mas existem muitos aperfeiçoamentos a serem introduzidos. Nova tecnologia em CI, sintetização de voz, ROM de grande capacidade e impressores poderão acelerar o desenvolvimento de máquinas tradutoras ainda mais avançadas.

Especificações da IQ-3000

— Tradução de línguas: Inglês para Japonês e vice-versa
— Módulo utilizável: 1 (3 000 palavras)
— Número de palavras: 2 500 (Inglês) e 5 000 (Japonês)
— Número de frases: cerca de 300 expressões idiomáticas
— Número de teclas: 60, incluindo caracteres Kana
— Arranjo do teclado: alfabético
— Capacidade de entrada: 32 caracteres
— Mostrador: 16 dígitos de cristal líquido com matriz de pontos de 5 x 7
— Alimentação: 3 baterias de dióxido de prata
— Duração das pilhas: cerca de 1 000 horas
— Dimensões: 160 x 81 x 16,5 mm
— Peso: aproximadamente 150 g
— Diagrama em blocos: veja a figura

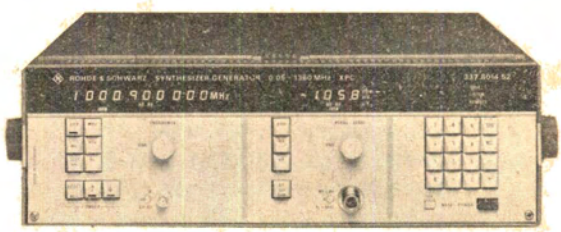
ROHDE & SCHWARZ LANÇA UM NOVO GERADOR

Com o novo gerador XPC, totalmente programável, que atende às mais altas exigências no campo das medições eletrônicas, a Rohde & Schwarz da Alemanha Ocidental continua com a sua tradição no desenvolvimento de geradores de alto desempenho.

Esta unidade cobre uma faixa de freqüências que vai desde 0,05 MHz a 1 360 MHz, com uma excelente pureza espectral (cerca de 150 dB/ /Hz) e proporcionando uma fácil operação.

O sintetizador de freqüência digital permite obter-se freqüências com uma resolução de 0,1 Hz até 100 MHz, e de 1 Hz acima de 100 MHz. O nível de saída do XPC é ajustável em passos de 0,1 dB entre −143 e +13 dBm; também é possível registrar valores em milivolts.

Tanto a freqüência como o nível podem ser inseridos pelo teclado de forma contínua, e variados por meio de "knobs" em passos de qualquer dimensão.



O gerador XPC é empregado em todos os casos onde são necessários sinais de RF de alta pureza. O equipamento é particularmente adequado para operações em sistemas de teste automático e as aplicações típicas são: controle de cristais, geração de freqüências de controle, uso em laboratórios de calibração, medição de intermodulação, etc.

(Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG - Mühldorfstr., 15, D8000 - München 80 - Alemanha)

O REVOLUCIONÁRIO OMNISONIC IMAGER

Desde a sua aparição no mundo do som, a estereofonia revolucionou o áudio de tal forma que atualmente não há praticamente som que não seja estereofônico. Recentemente houve a entrada da quadrifonia, que deu um gigantesco passo na concepção geral do som.

Muitos equipamentos e dispositivos têm colaborado dramaticamente com a qualidade sonora dos equipamentos de áudio, tais como os equalizadores gráficos, os circuitos dbx, o multiplex, etc. Recentemente apareceu no mercado um equipamento que, segundo seus fabri-

cantes, promete ser uma nova revolução no campo da estereofonia. O equipamento é o Omnisonic Imager, de fabricação norte-americana, e proporciona ao som um efeito tridimensional quando conectado a qualquer sistema estereofônico.

O efeito é obtido projetando o som normal estereofônico em um ângulo de até 180° a partir da fonte sonora até a área anterior de audição, fazendo com que o som chegue de praticamente todos os ângulos. Este equipamento pode ser adaptado tanto a toca-discos, toca-fitas, rádios, como em qualquer outra fonte de sinal estéreo.

O efeito do Omnisonic Imager é tal que, independentemente da posição relativa que tome a audição com respeito aos alto-falantes, sempre se tem a mesma sensação de estar no meio da orquestra, isto de tal maneira que parece que os alto-falantes desapareceram e, em seu lugar, o som chega de todas as partes.

Por exemplo, nos equipamentos estereofônicos convencionais, é sabido que se precisa de uma certa colocação dos alto-falantes, uma certa distância entre eles e um ângulo para que o efeito seja acentuado. Mas com o Omnisonic Imager ambos os alto-falantes podem ser colocados lado a lado e o efeito resultante será o mesmo; isto quer dizer que se tem a sensação de um som repartido por todo o local de audição.

Paralelamente, a qualidade intrinseca do som melhora consideravelmente, e isto pode ser notado no fato de que instrumentos que não se ouviam podem ser notados claramente com a utilização do Omnisonic Imager. Em provas realizadas com o equipamento, pôde-se constatar que a qualidade sonora praticamente se dobra com a utilização do mesmo.

A grande vantagem deste equipamento é que qualquer sinal estereofônico processado com o Omnisonic Imager pode ser gravado e posteriormente, ao se reproduzir o disco ou a fita, o efeito adicionado se reproduz fielmente, sem a necessidade do equipamento. Isto permite, por exemplo, que se grave uma fita utilizando o Omnisonic Imager, e posteriormente possa ser desfrutado o singular efeito em qualquer outro sistema de som que não tenha o Omnisonic Imager.

Características técnicas

— Resposta de freqüência: 0,5 dB, de 10 Hz a 100 kHz
— Distorção harmônica: menor que 0,005%, de 10 Hz a 20 kHz
— Relação sinal/ruído: maior que 98 dB
— Consumo: 6 W
— Alimentação: 120 V (220 V opcional)

(G. A. Boleckis - Caixa Postal 1162 - Fone: (021) 711-7528 - CEP 24000 - Niterói - RJ).

CONJUNTO TDA 500 DA MAXSOM

O conjunto TDA500 da Maxsom reúne um moderno toca-discos e um excelente amplificador estéreo com múltiplos recursos técnicos, proporcionando a mesma qualidade de som encontrada em equipamentos sofisticados sem implicar em um custo mais elevado.

O toca-discos do TDA 500 oferece o máximo de automatização, o que torna seu manuseio extremamente simples, evitando que erros de comando venham danificar os discos, agulhas ou seu próprio mecanismo; mantém a seqüência de funcionamento mesmo com diâmetros desiguais de discos através do seu dispositivo sensor de diâmetro.

Apresenta também uma precisão mecânica que garante seu funcionamento durante anos sem necessidade de reajuste. O perfeito balanceamento do seu braço mantém os discos sempre novos. Sua forma tubular com fixação projetada de modo a reduzir a fricção horizontal e vertical torna seu movimento extremamente livre.

Características técnicas do toca-discos:

— Velocidade: 16, 33, 45, 78 rpm
16,6, 33,3, 45,1, 77,9 rpm
(Norma IRAM Standard 40 — 69) + 1% medido em 33,3 rpm com disco de 30 cm de diâmetro
— "Wow": máximo 0,3% (LIN 45507)
— Flutuação: máximo 0,3%
— "Rumble": -10 dB (DIN 45539)
— Ajuste da pressão da agulha: de 2,5 g a 6 g