ELÉCTRON

ELÉCTRON

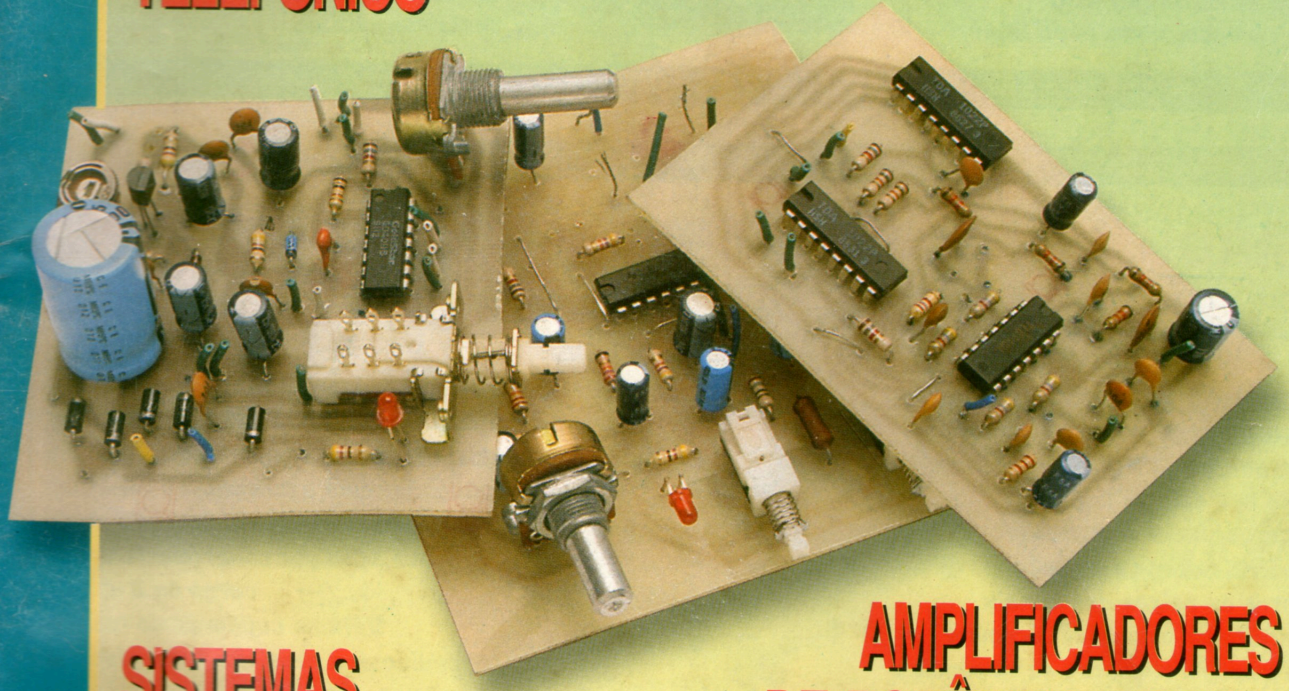
64

R$ 4,40

FITTIPALDI

CÂMARA DE ECO INTEGRADA

ANTIGRAMPO TELEFÔNICO



SISTEMAS DE MODULAÇÃO NA TRANSMISSÃO DIGITAL

AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA E SUAS CARACTERÍSTICAS

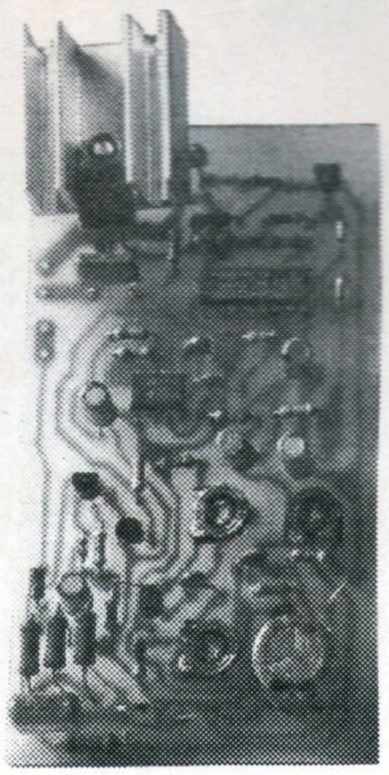
COMUNICAÇÃO DE DADOS EM 900 MHz

O NOVO MODELO DA TELEMÁTICA

ECCEL ELETRÔNICA

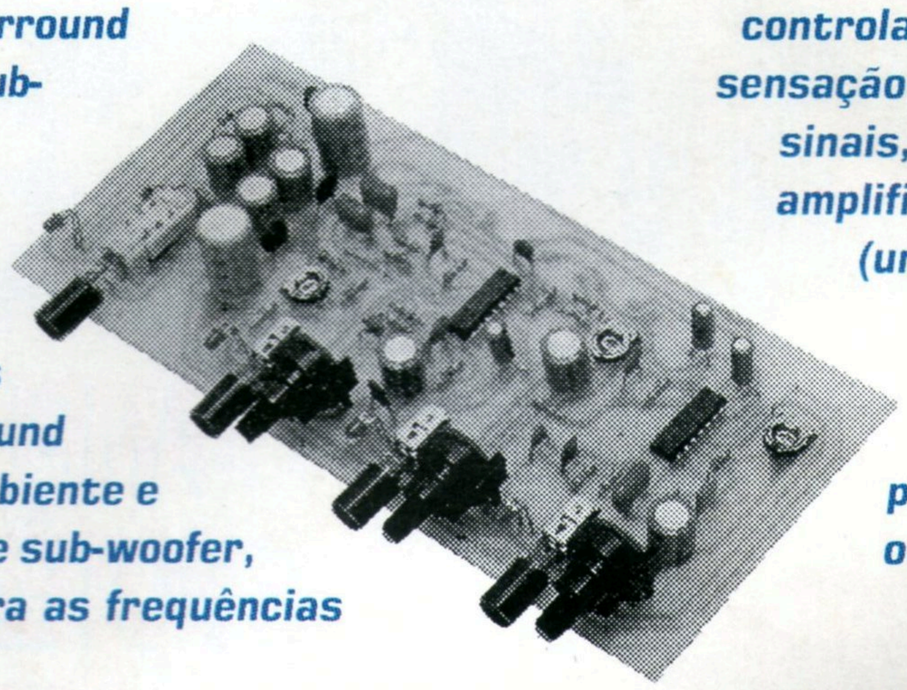
NÃO ESPERE O FUTURO
Assuma o Controle de sua Casa Agora!

Amplie a utilidade dos seus controles remotos, controlando o que você quiser em sua casa ou escritório.
Com esse kit você pode controlar o acionamento de lâmpadas, ventiladores, aquecedores e outros eletrodomésticos ou aparelhos eletro-eletrônicos usando o mesmo controle remoto de seu vídeo-cassete, TV ou aparelho de som.
Ideal para televisores sem controle remoto: você pode ligar e desligar a TV com o controle do vídeo.
Controla diretamente o acionamento de dispositivos de até 400 W (em 110V) ou 800 W (em 220V).
Se você não tem nenhum controle remoto, ou prefere um transmissor independente, o kit KO18 é a solução para o uso em conjunto com o receptor.
Alta sensibilidade sem o uso de lentes; alcance superior a 6 metros.



SURROUND SOUND E AMPLIFICADOR DE 10W
Um cinema em sua casa

Acrescente esse processador de surround com 3 canais (central, surround e sub-woofer) no seu sistema de som e transforme sua sala de aúdio e vídeo em um verdadeiro cinema.
O canal central reforça a pressão sonora entre as caixas dos canais esquerdo e direito, o canal de surround (traseiro) amplia a sensação de ambiente e envolvimento pelo som, e o canal de sub-woofer, com filtro de 24 db / oitava, separa as frequências baixas para uma amplificação controlada e independente, aumentando a sensação de presença. E para amplificar os sinais, utilize um compacto e econômico amplificador com o integrado TDA-2002 (um para cada canal), podendo obter até 10W por canal (em 16V com carga de 2 ohms).
Veja no cupom como fazer o pedido dos seus kits (com placas), ou somente das placas de circuito impresso confeccionadas, perfuradas e revisadas.



Preencha seus dados no cupom e anexe cheque nominal ou vale postal no valor da sua compra, enviando para ECCEL ELETRÔNICA - Cx Postal 16.114 - CEP 03499-970 - São Paulo. Optando pelo pagamento em cheque, envie-o através de carta registrada e nominal à ECCEL ELETRÔNICA.
Se preferir faça um depósito no valor total de sua compra em nossa conta corrente (banco Itaú - agência 0770 - São Paulo - conta 53514-4) e envie-nos seu pedido e comprovante de depósito via FAX. Para compras com cartão de crédito informe-se pelo telefone (011) 911-3738. Atendimento até às 21:00 (segunda a sexta).

Pedido mínimo: R$30,00 - Depesas de envio incluídas
(até 1Kg - encomenda normal)
Prazo de entrega: de 7 a 20 dias.

☑ Sim, desejo receber os itens indicados na folha anexa na quantidade que especifiquei, sendo que estou optando por:
( ) cheque nominal ( ) vale postal ( ) depósito em conta
( ) cartão de crédito (Credicard/Diners) _____

NOME: _____
ENDEREÇO: _____
CIDADE: _____
CEP: _____ ESTADO: _____ FONE: _____
ASSINATURA: _____ DATA: / /

ECCEL ELETRÔNICA - CAIXA POSTAL 16.114
SÃO PAULO - SP - CEP. 03499-970 - TELEVENDAS - TEL/FAX (011) 911-3738
Atendimento até às 21:00 (segunda a sexta)

FITTIPALDI

Rua: Major Ângelo Zanchi, 303 Cx-Postal 14641
CEP: 03633-000 Tel. 941-9603 - São Paulo - SP

DIRETOR PRESIDENTE
SAVÉRIO FITTIPALDI
DIRETOR GERAL
VICENTE FITTIPALDI
DIRETOR EXECUTIVO
MARCELO T. PIRES

ELÉCTRON

EDITOR TÉCNICO
ALDO LOPES
COLABORADORES
RICARDO MATSUMOTO, SÉRGIO R. ANTUNES, NATIVO S. DE OLIVEIRA, MAURICIO S. JORGE, , ZANONI CONSTANTINO, ANDERSON TOMAINO, VERA LÚCIA FAÇANHA, J. C. DE MARCHI, ROGÉRIO CHOLA, ROSEMEIRE MÁTUA, ALEXANDRE LOPES, MARCELLO PRAÇA GOMES, J. MARTIN
TRÁFEGO
SÔNIA F. G. RODRIGUES, INÊS AZEVEDO
CIRCULAÇÃO
JOSÉ LUIZ CAZARIM
COMERCIAL
KILDER CAMARGO, RITA COLOMBO
EDITOR DE ARTE
SÉRGIO A. FERREIRA
DESENHO
ELAINE F. GUALBERTO, MARCELO RODRIGUES
PAST - UP
CLÁUDIA BARROS, MARCIA F. NOGUEIRA, INÊS SOUZA, ROSANA P. SILVA
DIAGRAMAÇÃO
LUCIANA R. PAES, MALTON K. D. SATO
FOTOGRAFIA
NELSON TOLEDO, NILSON GRAZEVICS
COORDENAÇÃO GRÁFICA
MARIA SILVIA PIRES
COMPOSIÇÃO
MEGACOMP LTDA.
FOTOLITO
FTW
IMPRESSÃO
CUNHA FACCHINI
DISTRIBUIÇÃO
DINAP S/A

ANATEC

É proibida a reprodução total ou parcial dos textos e ilustrações, sob pena das sanções estabelecidas em lei. Os artigos publicados são de inteira responsabilidade dos seus **autores**. É proibida a utilização dos circuitos em caráter **industrial** ou **comercial**, salvo com expressa autorização por escrito da Editora. A Editora não se responsabiliza pelo **uso indevido** dos circuitos publicados. Antes de publicados todos os aparelhos são **montados** e intensivamente testados. Os circuitos apresentados nesta publicação são de aparelhos **experimentais**; portanto, não podem ser comparados a produtos industrializados.
O leitor deve se assegurar de que dispõe de **conhecimentos técnicos e práticos** suficientes e comprovados para realizar a montagem com sucesso. Tente sempre iniciar pelas montagens **mais simples** para que, caso o aparelho montado não funcione convenientemente, o leitor possa constatar a falha e saná-la. Antes de iniciar uma montagem, certifique-se de que todos os seus componentes e peças estão **disponíveis no mercado** no momento, para que esta seja bem sucedida.
Se ocorrer alguma **dúvida**, consulte-nos (estritamente pelo correio), que responderemos o mais breve possível na Seção de Correspondência. **Não** respondemos por carta.
Números atrasados poderão ser fornecidos pelas livrarias: **Litec** Rua Timbiras 257 - Tel: 222-0477, **Esquema Vitória** Rua Vitória, 379 Tel: 221-0105, **ECCEL Eletrônica**, caixa postal 16.114 - São Paulo - SP - 03499-970 Tel/Fax: (011) 911-3738

MONTAGENS

4 *CÂMARA DE ECO INTEGRADA*
POR ALDO LOPES

22 *CONTROLE DE VOLUME DIGITAL*
POR NATIVO S. DE OLIVEIRA

36 *ANTIGRAMPO TELEFÔNICO*
POR ALDO LOPES

53 *LUZ NOTURNA AUTOMÁTICA TEMPORIZADA*
POR ALDO LOPES

64 *DELAY PARA VIDRO ELÉTRICO*
POR ALDO LOPES

INFORMAÇÃO

16 *UJT E PUT*
(COMPONENTES) POR ANDERSON TOMAINO

24 *O QUE É UM UPGRADE?*
(INFORMÁTICA) POR RICARDO MATSUMOTO

31 *O GÓDIGO DE HAMMING*
(DIGITAL) POR MARCELLO P. GOMES

38 *DESMAGNETIZAÇÃO AUTOMÁTICA EM CINESCÓPIOS*
(TV & VÍDEO) POR ALDO LOPES

44 *SITEMAS DE MODULAÇÃO NA TRANSMISSÃO DIGITAL*
(TELECOMUNICAÇÃO) POR ALEXANDRE LOPES

58 *AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA E SUAS CARACTERÍSTICAS*
(ÁUDIO) POR ALEXANDRE LOPES

66 *COMUNICAÇÃO DE DADOS COM RÁDIO EM 900 MHz*
(TELECOMUNICAÇÃO) POR MARCELLO P. GOMES

73 *O NOVO MODELO DA TELEMÁTICA*
(INFORMÁTICA) POR MARCELLO P. GOMES

78 *EFEITO CORONA*
(TEORIA) POR ZANONI CONSTANTINO

SEÇÕES

2 *CARO LEITOR / CORRESPONDÊNCIA*

14 *NOTÍCIAS & NOVIDADES*

42 *DATA SHEET - 4040*

CARO LEITOR...

O artigo de abertura desta edição traz um circuito de "Câmara de Eco Integrada" para sofisticar ainda mais o seu sistema de áudio estereofônico, principalmente em conjunto com o "Surround Sound" da edição 61, personalizando qualquer sistema de Home Theater, além de poder ser instalado no automóvel, por utilizar fonte não-simétrica de 12V.

"Antigrampo Telefônico" é outro artigo de montagem, que traz um circuito interessante, simples e compacto, colocando em prática um "truque" para impedir que escutas telefônicas ("grampos") que eventualmente estejam na linha, entrem em funcionamento, garantindo imunidade contra os circuitos de acionamento automático de pequenos gravadores, instalados clandestinamente pelos chamados "agentes de espionagem".

No espaço reservado ao Projeto do Leitor, temos um "Controle de Volume Digital", que substitui o potenciômetro, responsável pelo controle de volume nos aparelhos de som, por um circuito eletrônico controlado por apenas duas teclas.

Monte também a "Luz Noturna Automática Temporizada", e automatize iluminações ambientes, ganhando com a economia de energia elétrica.

Para os estudantes e iniciantes, "UJT e PUT" traz com detalhes o funcionamento destes dois versáteis componentes, incluindo a análise de seus circuitos típicos.

Conheça melhor o funcionamento da comunicação de dados através de rádios no artigo "Comunicação de Dados com Rádios em 900 MHz".

E, a partir desta edição, temos mais duas seções: "Notícias e Novidades", que traz informações, curiosidades e notícias do ramo; e "Data Sheet", que apresenta componentes e dispositivos eletrônicos, trazendo suas principais características técnicas para que possam ser utilizados pelos leitores em seus projetos. Acompanhe!

Na área de informática, "O Novo Modelo da Telemática" e "O Que é um Upgrade ?", são dois artigos que não se pode deixar de ler, a final, conviver com a informática já não é mais questão de opção e gosto, mas sim uma real necessidade do dia-a-dia.

E mais: "O Código de Hamming" - recurso na detecção e correção de erros em transmissão digital, "Desmagnetização Automática em Cinescópios", "Sistemas de Modulação na Transmissão de Sinais Digitais", e outros.

Boa leitura.



FOTOLITO COM IMPRESSORA LASER

Equipe da ELÉCTRON

Possuo um microcomputador PC e já ouví dizer que posso fazer fotolitos com uma impressora laser e utilizá-los para a confecção de placas de circuito impresso, através do processo de silk-screen. Gostaria de saber se existe algum procedimento especial para a impressão dos fotolitos.

Paulo Eduardo dos Santos
São Caetano do Sul - SP

Caro Paulo, a serigrafia, conhecida também como silk-screen, você já sabe tratar-se de um sistema de impressão direta utilizando uma matriz vazada, normalmente feita de uma tela de tecido plástico (nylon), onde as áreas que não serão impressas são vedadas. Essa tela é tensionada sobre uma moldura de madeira e a tinta passa pelos vãos entre os fios da trama, transferindo-se para a superfície a ser impressa.

O desenho a ser impresso - no caso da placa de circuito impresso, as suas trilhas ou a disposição dos componentes na outra face - é transferido para a tela em um processo de revelação, com o auxílio de um fotolito. O fotolito pode ser substituido por uma folha de poliéster ("laser-film", como é mais conhecida) impressa por uma impressora a laser, a partir de um programa (software) que desenvolva o projeto do circuito impresso, como o TANGO, ou mesmo reaproveitando um desenho contido em uma revista, utilizando-se um scanner para capturar a imagem do papel.

Portanto, não há um procedimento especial para se obter o "fotolito alternativo", apenas é importante o uso do papel correto (laser-film). O papel vegetal comum, por exemplo, não suporta a alta temperatura interna da impressora laser, deformando-se totalmente, o que já não ocorre com o laser-film.

PROJETO

Equipe Técnica

Estou enviando por meio desta uma colaboração na forma de um projeto de um prático provador de componentes. Ele testa transistores, diodos, leds e componentes passivos, tais como lâmpadas, fusíveis, chaves, transformadores, etc.. A base desse circuito é um flip-flop com transistores...

Carlos André Culau de Meneses
Porto Alegre - RS

Caro Carlos, coincidência ou não, o projeto que você nos enviou já foi

publicado na **ELÉCTRON 17**, com o título Provador Automático de Transistores, sendo que não podemos publicá-lo novamente, por motivos evidentes. A seção para a publicação dos circuitos dos leitores está aberta para qualquer projeto inédito. Estamos no aguardo.

Prezada equipe da ELÉCTRON

Estou gostando muito deste negócio de escutar VHF e OC, mas tenho muitas dúvidas e gostaria de uma resposta através da seção Correspondência desta conceituada revista. Não consigo distinguir as ondas de rádio: OC, CW, OM, SW, OT, AM. Gostaria de ter uma tabela das faixas de frequências.

Ailton Rodrigues
Votuporanga - SP

Prezado Ailton, algumas das suas dúvidas provavelmente poderão ser eliminadas na próxima edição da **ELÉCTRON**, no artigo "Polarização e Classificação das Ondas de Rádio". Continue acompanhando a revista, no próximo número traremos artigos abordando o assunto, e certamente suas dúvidas serão todas esclarecidas.

SINAIS E DOMÍNIOS

Solicitamos aos leitores providenciarem as seguintes correções no artigo "Sinais e Domínios" publicado na **ELÉCTRON 62**:

a) na figura 6 (espectro de fase da senóide), o ângulo de fase correto é de zero grau (e não noventa).

b) na página 32, no último bloco, onde se lê: "... posto que o eixo horizontal encontra-se expresso em unidades de frequência e não em unidades de tempo...", leia-se: "... posto que o eixo vertical encontra-se expresso em unidades de frequência e não em unidades de amplitude...".

MÁXIMA TRANSFERÊNCIA DE POTÊNCIA

Solicitamos aos leitores efetuarem as seguintes correções no artigo "Máxima Transferência de Potência" publicado na **ELÉCTRON 62**:

a) na página 65, onde se lê: " ... e a potência PL (= v x i) na carga vale:", leia-se: "... e a potência PL (= VL x i) na carga vale:".

b) na equação (2), corrigir v2 para v^2.

c) na página 66, onde se lê: Rg = RL e $\pm$ Xg = $\pm$ XL, leia-se: Rg = RL e +Xg = -XL; -Xg = +XL.

d) a legenda correta na figura 4 é "Circuito Resistivo em H".

e) na página 67, as linhas 20 e 30 do programa HP-BASIC corretas são:

```
20 XAXIS  0, 0.5, 0, 30
30 YAXIS  0, 0.5  0, 20
```

MUGIDO ELETRÔNICO

Exmos Senhores

Sou leitor, infelizmente pouco assíduo, porque aqui em Portugal quase não chegam as vossas revistas.

*O que me traz aqui é o seguinte: na **ELÉCTRON 54** tentei montar o circuito do Mugido Eletrônico, mas não consegui colocá-lo para funcionar. Se não for muito incômodo, gostaria que me ajudassem nesta montagem.*

Manuel José Assunção Gonçalves
Gueifães - Maia
Portugal

Prezado Manuel, realmente ocorreu uma falha na indicação dos valores dos componentes C2 e C5 na lista de material desse artigo. Para que funcione corretamente, conforme já informamos em edição passada, o valor correto dos mesmos é de 47 nF.

COMPRA DE REVISTA

À Editora Fittipaldi

Venho solicitar de vocês informações no sentido de como comprar essa revista, pois onde moro é difícil encontrá-la. Tenho em mãos o número 61, que muito está me sendo útil, pois tenho uma pequena eletrônica para prestação de serviços e preciso muito me atualizar no ramo. Na certeza de ser atendido, desde já agradeço.

Almiro Jardim
Montanha - ES

Caro Almiro, verifique a possibilidade de encomendar a revista em um jornaleiro da sua cidade. Se não conseguir, você tem a opção de recebê-la pelo correio, solicitando à ECCEL ELETRÔNICA.

NÚMEROS ATRASADOS

Podem ser adquiridos ao preço da última edição em banca, acrescido de R$1,10 por exemplar referente à despesa de envio. Solicite através de cheque ou vale postal nominal a ECCEL ELETRÔNICA, Cx. postal 16.114, agência do correio Vila carrão (agência 3162-59). Optando pelo pagamento em cheque, envie-o através de carta registrada e nominal.

ECCEL ELETRÔNICA
Cx Postal 16.114 - São Paulo - SP
CEP 03499-970
tel/fax (011) 911-3738

REVISTA ELÉCTRON
SEÇÃO CORRESPONDÊNCIA
Rua Major Ângelo Zanchi, 303
CEP 03633-000 - São Paulo - SP

Por ALDO LOPES

CÂMARA DE ECO INTEGRADA



Ouvir música para alguns é uma terapia. Um verdadeiro momento de descontração e prazer para aliviar a tensão de um daqueles sofridos dias de trabalho em que o chefe reclamou de tudo e de todos. Para essas pessoas, ligar o som no volume máximo é como abrir uma válvula de escape para reduzir a forte pressão interior. Outros gostam de apreciar e avaliar os acordes, a melodia, o arranjo, enfim, se envolvem e mergulham fundo num mar de sons envolventes reproduzidos em uma sofisticada aparelhagem.

Estamos abrindo esta edição da ELÉCTRON com um projeto que certamente irá agradar a todos, independente do tipo de ligação ou identificação que tenham com a música: uma câmara de eco integrada, elaborada a partir de um circuito integrado especial - o TDA1022 - uma linha de retardo do tipo "bucket brigade".

Nesse projeto está prevista uma aplicação em conjunto com o sistema de som de uma sala de áudio e vídeo ou até mesmo a instalação no automóvel, sofisticando o som de qualquer ambiente.

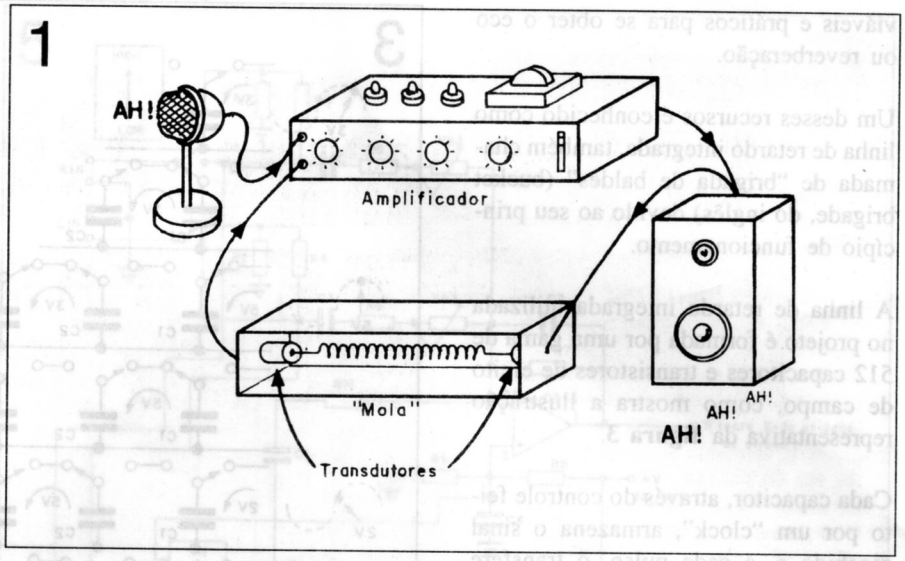
Confira!

Para conseguirmos a produção de eco ou reverberação em gravações, transmissões ou reproduções de som, de alguma forma precisamos provocar um atraso na propagação da onda sonora, obtendo uma onda com um certo delay (lapso de tempo) em relação à onda original. Além disso, um efeito mais real é notado quando outras ondas sonoras, mais atrasadas ainda, e cada uma mais atenuada que sua antecessora, também são reproduzidas, todas simultaneamente. Conseguindo isso, estaremos "imitando" o efeito observado em grutas e cavernas, onde um grito ou outro ruído qualquer ecoa em função das sucessivas reflexões e retornos da onda sonora nas paredes rochosas. Mesmo sem saber que era eco, o homem das cavernas já conhecia esse efeito.

Para simular esse efeito eletronicamente, devemos contar com uma linha de retardo com características especiais. Se esta linha de retardo efetuar o atraso do som em um intervalo de mais de 0,1 segundo, conseguiremos realizar o efeito eco, que nada mais é do que a audição do mesmo som por várias vezes em um intervalo de tempo diferente, como se o som estivesse sendo refletido pelas paredes. Se a linha de retardo efetuar este atraso num intervalo entre 0,05 e 0,1 segundo, causará com isso o efeito que chamamos de reverberação, onde o som parece se "arrastar" ou se "prolongar", como se estivesse sendo transmitido de dentro de um tambor.

CONSEGUINDO O DELAY - Existem vários recursos para se obter este "atraso" do som e gerar o efeito eco ou reverberação. Um desses recursos é mecânico, sendo o processo executado através de um transdutor de fios metálicos semelhante a uma mola.

Nesse processo o som se desloca através do transdutor e reflete-se por várias vezes em seus extremos, sendo reintroduzido na entrada do amplificador com atraso e com várias repetições simultâneas, gerando assim a reverberação ou o eco (**figura 1**).

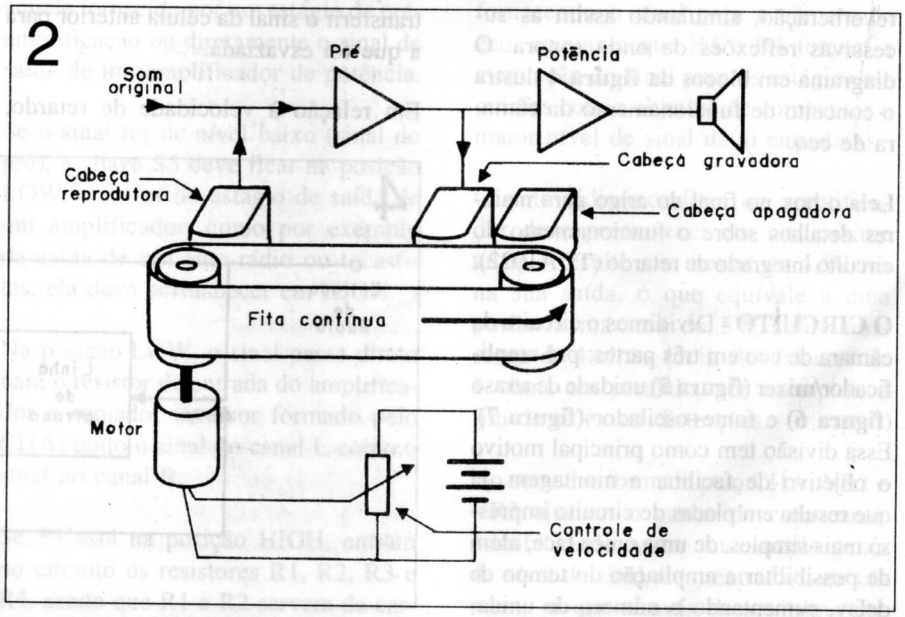


Recurso mecânico para obtenção de eco

Outro recurso utilizado é a aplicação do som por meio de um pequeno altofalante à extremidade de uma extensa mangueira enrolada. Esse mesmo som é captado na outra extremidade com um "atraso". Para conseguirmos um atraso de 0,1 segundo através desse processo, necessitariamos de uma mangueira de 34 metros, pois a velocidade de propagação do som no ar é de aproximadamente 340 metros por segundo.

Também chegou a ser utilizado no passado o processo de gravação em fita magnética. Nesse sistema, visto na **figura 2**, o mesmo sinal que vai para o amplificador de potência é gravado em uma fita magnética por uma cabeça gravadora, sendo lido a uma certa distância por uma cabeça reprodutora, que o aplica novamente na entrada do amplificador. Asim, dependendo da distância entre as cabeças e da velocidade da fita, o sinal entregue ao amplificador pela cabeça reprodutora está atrasado de um certo período em relação ao sinal direto, causando a sensação de eco ou reverberação.

Por sorte, com o avanço da tecnologia eletrônica, surgiram recursos bem mais



Sistema de geração de eco com cabeçotes magnéticos

viáveis e práticos para se obter o eco ou reverberação.

Um desses recursos é conhecido como linha de retardo integrada, também chamada de "brigada de baldes" (bucket brigade, do inglês) devido ao seu princípio de funcionamento.

A linha de retardo integrada utilizada no projeto é formada por uma gama de 512 capacitores e transistores de efeito de campo, como mostra a ilustração representativa da **figura 3**.

Cada capacitor, através do controle feito por um "clock", armazena o sinal recebido e, a cada pulso, o transfere para o subsequente, agindo assim sucessivamente, em sincronismo com os pulsos de clock, até que por fim o sinal chegue com um retardo perceptível.

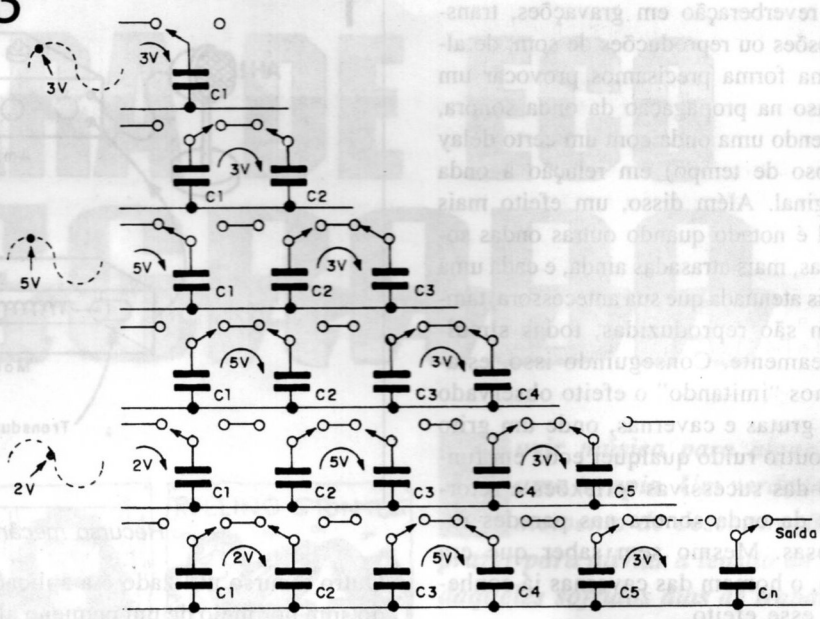
Para a montagem, utilizamos um CI não muito raro no mercado convencional, o TDA1022, que reúne 512 células de retardo do tipo capacitor-FET.

A terefa então consiste em utilizar a linha de retardo em conjunto com um circuito para mixagem e retorno do sinal à entrada, conseguindo assim mixar o sinal "retardado" com o sinal real, gerando o efeito conhecido como eco, e além disso prolongando o eco ou a reverberação, simulando assim as sucessivas reflexões da onda sonora. O diagrama em blocos da **figura 4** ilustra o conceito de funcionamento da câmara de eco.

Leia o box no final do arigo para maiores detalhes sobre o funcionamento do circuito integrado de retardo (TDA1022).

O CIRCUITO - Dividimos o circuito da câmara de eco em três partes: pré-amplificador/mixer (**figura 5**) unidade de atraso (**figura 6**) e fonte+oscilador (**figura 7**). Essa divisão tem como principal motivo o objetivo de facilitar a montagem, já que resulta em placas de circuito impresso mais simples, de uma única face, além de possibilitar a ampliação do tempo de delay, aumentando o número de unidades (placas) de atraso.

3



Representação funcional da linha de retardo eletrônica

A velocidade com a qual o sinal passa pelo CI de atraso e o resultado do retardo final dependem da frequência do "clock", que no circuito visto na **figura 7** é gerado no CI C-MOS 4011. Esse clock apresenta uma característica particular: fornece sinais defasados (CK1 e CK2), devido ao fato de a transferência do sinal se dar em células alternadas, sendo necessário em um ciclo esvaziar a célula, tranferindo o sinal para a próxima, e no próximo ciclo transferir o sinal da célula anterior para a que foi esvaziada.

Em relação à velocidade de retardo, obtida pelo clock, temos algumas limitações a serem observadas: se a velocidade for muito baixa, obteremos um maior delay, no entanto, será mais difícil a filtragem do resíduo do clock transferido ao sinal sem afetar o áudio.

A melhor faixa de frequência do clock para se trabalhar é entre 15 e 20 kHz. Nessa faixa obtemos o eco e reverberação com sons graves e parte dos médios.

Vale ressaltar que o efeito de eco em sons agudos não é satisfatório, e nem mesmo os equipamentos profissionais trabalham com esta faixa de frequência.

4

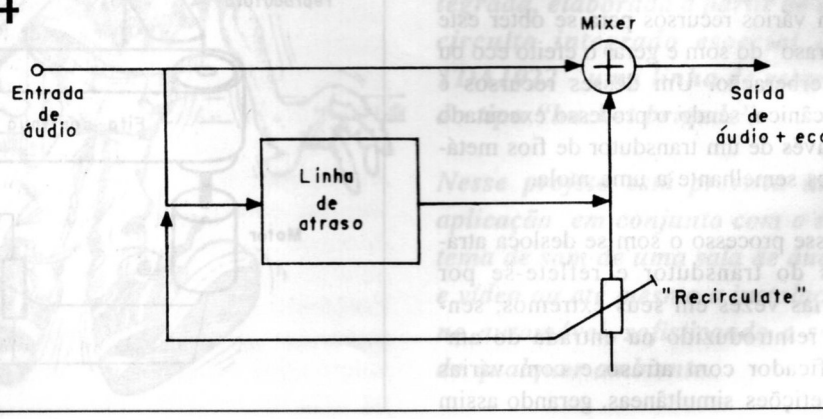


Diagrama em blocos simplificado

LISTA DE MATERIAL (FIGURA 5)

SEMICONDUTORES
CI1 - TL074C - amplificador operacional quádruplo
LD2 - led vermelho

RESISTORES
R1 e R2 - 100 ohms x 1W
R3 e R4 - 1,8M ohms (marrom, cinza, verde)
R7 - 22k ohms (vermelho, vermelho, laranja)
R5, R6, R8, R9 - 47k ohms (amarelo, violeta,laranja)
R10 e R11 - 1,8k ohms (marrom, cinza, vermelho)
R15 e R16 - 2,7k ohms (amarelo, violeta, vermelho)
R12 - 470 ohms (amarelo, violeta, marrom)
R13, R14, R17 e R18 - 27k (vermelho, violeta, laranja)
VR1 - 4,7 k ohms - trim-pot horizontal mini
VR2 e VR3 - 220k ohms - trim-pot horizontal mini
P1 - 4,7k ohms ou 5k ohms - potenciômetro linear rotativo

CAPACITORES
C1, C3, C5, C9 e C10 - 1 µF x 16V - eletrolítico
C2 - 220 pF - cerâmico
C4 - 100 µF x 16V - eletrolítico
C6, C7, C8, C11 e C12 - 10 µF x 16V - eletrolítico

DIVERSOS
S3 e S4 - chave 2 pólos x 2 posições push-button com trava (pequena)
Tomadas RCA, conectores RCA, knobs para potenciômetros e chaves, suporte para led, placa de circuito impresso, fios, solda, etc.

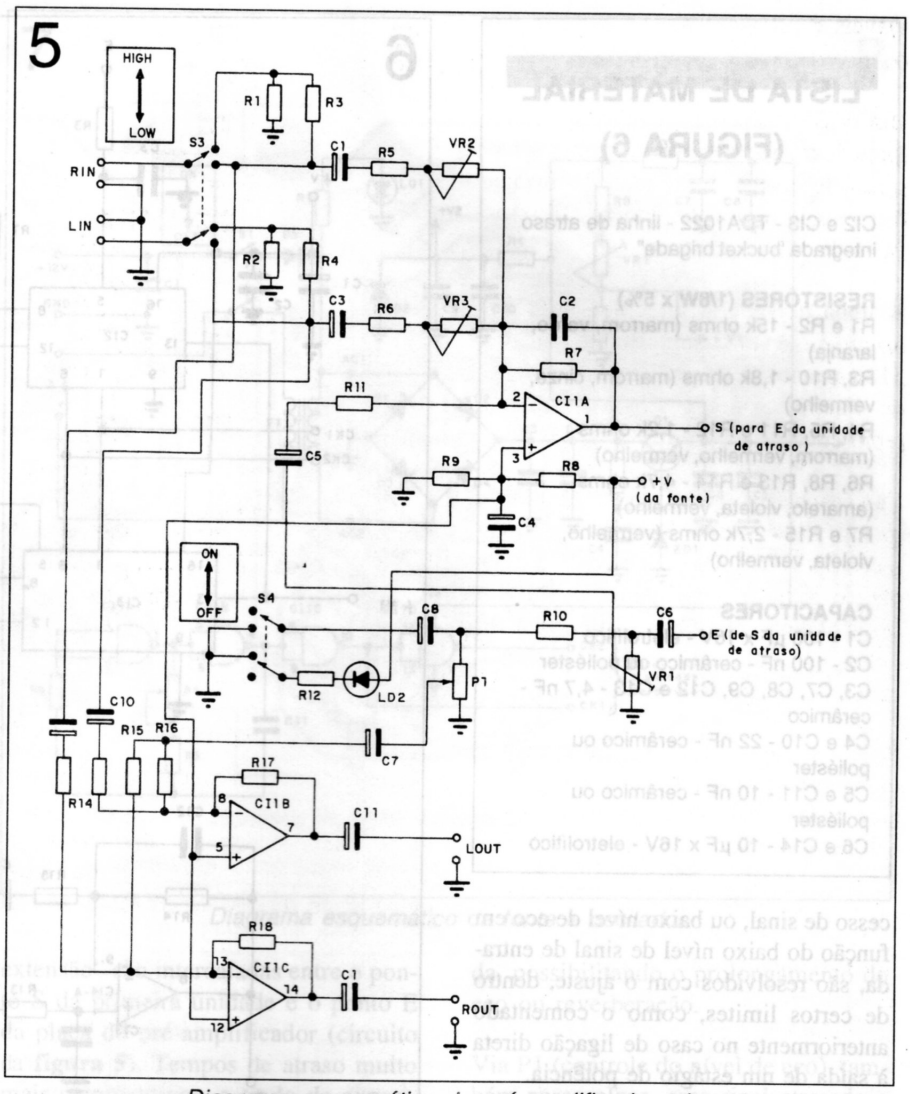


Diagrama esquemático do pré-amplificador mixer

No circuito proposto o clock é ajustável, possibilitando assim uma variação de sua frequência para um ajuste do tempo de atraso conforme a preferência pessoal do usuário.

FUNCIONAMENTO - Vamos acompanhar o funcionamento da câmara de eco analisando os três circuitos que a compõem, iniciando pelo de pré-amplificação (**figura 5**), ao qual injetamos o sinal que será ecoado.

Como sinal de entrada, podemos ter aquele fornecido por um estágio de pré-amplificação ou diretamente o sinal de saída de um amplificador de potência.

Se o sinal for de nível baixo (sinal do pré), a chave S3 deve ficar na posição LOW, e se for do estágio de saída de um amplificador, como por exemplo da saída de um auto-rádio ou toca-fitas, ela deve permanecer em HIGH.

Na posição LOW, o sinal passa direto para o resistor de entrada do amplificador e somador inversor formado pelo CI1A; tanto o sinal do canal L como o sinal do canal R.

Se S3 está na posição HIGH, entram no circuito os resistores R1, R2, R3 e R4, sendo que R1 e R2 servem de carga para o estágio de potência que está fornecendo o sinal para a câmara de eco, enquanto que R3 e R4 forçam a atenuação do sinal para os estágios seguintes com o objetivo de compensar o maior nível de sinal da(s) entrada(s).

O auto-rádio/toca-fitas ou amplificador deve permanecer em um volume tal que resulte em menos de 4,5Vrms na sua saída, o que equivale a uma potência máxima de 5W sobre uma carga de 4 ohms (dois alto-falantes de 8 ohms em paralelo, por exemplo), a fim de se evitar distorções.

No somador formado pelo CI1A, VR2 e VR3 ajustam o ganho de cada canal, possibilitando assim uma ampla gama de nível de sinal na(s) entrada(s) da câmara, já que através desses trim-pots, possíveis distorções provocadas por ex-

LISTA DE MATERIAL (FIGURA 6)

CI2 e CI3 - TDA1022 - linha de atraso integrada 'bucket brigade"

RESISTORES (1/8W x 5%)
R1 e R2 - 15k ohms (marrom, verde, laranja)
R3, R10 - 1,8k ohms (marrom, cinza, vermelho)
R4, R5, R11 e R12 - 1,2k ohms (marrom, vermelho, vermelho)
R6, R8, R13 e R14 - 4,7k ohms (amarelo, violeta, vermelho)
R7 e R15 - 2,7k ohms (vermelho, violeta, vermelho)

CAPACITORES
C1 - 100 µF x 16V - eletrolítico
C2 - 100 nF - cerâmico ou poliéster
C3, C7, C8, C9, C12 e C13 - 4,7 nF - cerâmico
C4 e C10 - 22 nF - cerâmico ou poliéster
C5 e C11 - 10 nF - cerâmico ou poliéster
C6 e C14 - 10 µF x 16V - eletrolítico

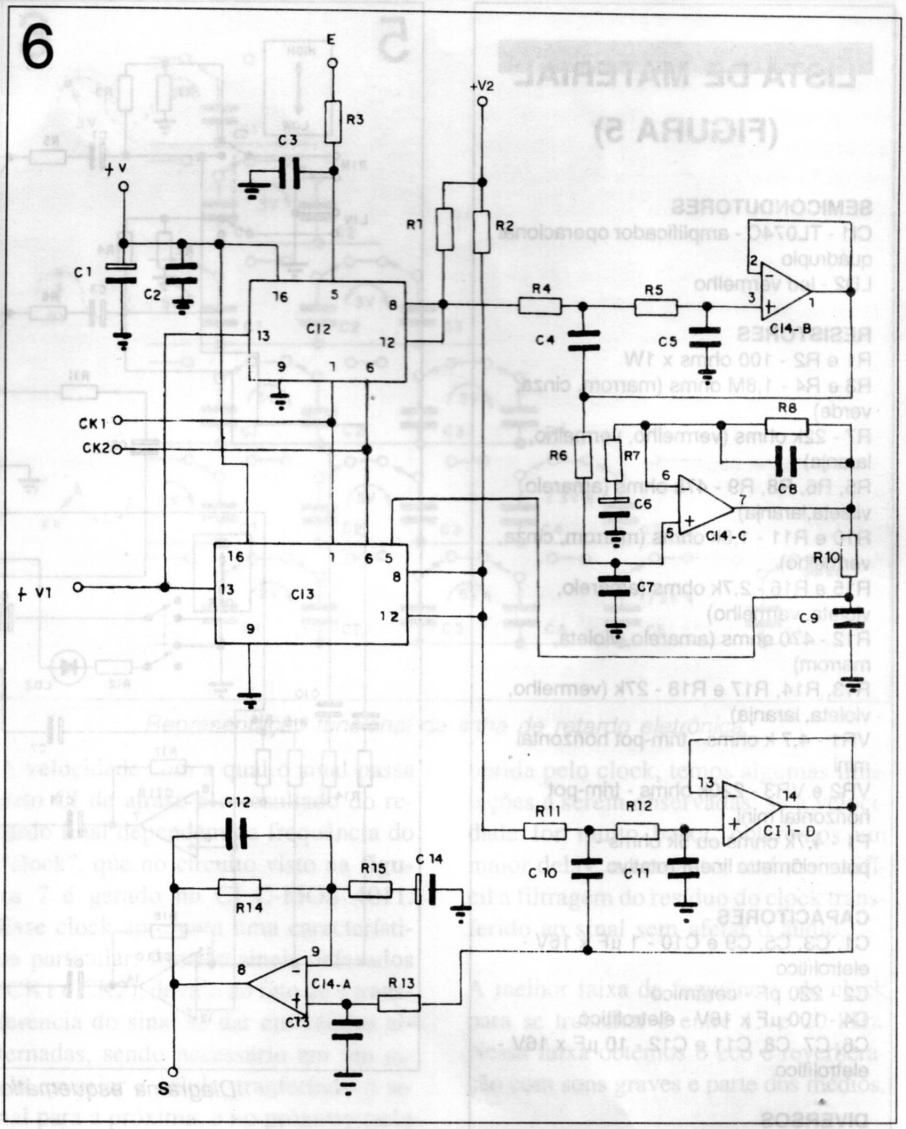


Diagrama esquemático da unidade de atraso

cesso de sinal, ou baixo nível de eco em função do baixo nível de sinal de entrada, são resolvidos com o ajuste, dentro de certos limites, como o comentado anteriormente no caso de ligação direta à saída de um estágio de potência.

A entrada positiva do CI1A é fixada em aproximadamente 4,3V, através do divisor resistivo formado por R8 e R9, com filtragem e desacoplamento desse pino feitos pelo capacitor C4.

Com esse artifício, o operacional pode funcionar alimentado com fonte convencional, dispensando a fonte simétrica, viabilizando assim o uso da câmara de eco no automóvel.

A saída do CI1A (S) será acoplada à entrada do primeiro CI ou linha de retardo - pino 5 do CI2 da **figura 6**, passando antes por um ciltro passa-baixa formado por R3 e C3.

Como o nível DC de polarização da entrada positiva do operacional de pré-amplificação aparece também na sua saída, o sinal para a entrada da linha de retardo já está pronto para ser deslocado entre os capacitores intrínsecos da mesma. R3 e C3 eliminam as frequências mais altas, sendo essa também a função do capacitor C2 do estágio de pré, já que não nos interessa eco para os sinais mais agudos, para podermos trabalhar com uma frequência de clock mais baixa sem o risco de distorções.

No circuito da fonte (**figura 7**), o trim-pot VR1 ajusta uma tensão de referência (+V1) para o pino 13 das duas linhas de retardo (CI2 e CI3 da **figura 6**), afetando a qualidade do sinal resultante nas saídas desses CIs (pinos 8 e 12).

Na unidade de atraso, CI1B e CI1C formam um filtro passa-baixas que elimina as altas frequências do sinal das saídas do CI2. Esse sinal de saída é composto de pulsos sincronizados com o clock, porém com amplitude dependente do sinal de áudio, ou seja, caracteriza-se como um sinal PAM (Modulação por Amplitude de Pulsos).

A relação entre os resistores R8 e R7 determina um fator de ganho para esse filtro, com o objetivo de compensar a perda de sinal que ocorre no processo de atraso do sinal.

O sinal de saída desse filtro é levado à entrada do segundo CI de retardo (CI3).

Utilizamos dois CIs TDA1022 para

LISTA DE MATERIAL (FIGURA 7)

SEMICONDUTORES
CI1 - 4001 - circuito integrado C-MOS com quatro portas NAND
Q1 - BC337 - transistor NPN
D1 a D5 - 1N4001 - diodo retificador de 1 A
ZD1 - BZX79C9V1 ou 1N757 - diodo zener de 9,1V x 0,5W
ZD2 - BZX79C4V7 ou 1N750 - diodo zener de 4,7V x 0,5W
LD1 - led vermelho de 3 mm

RESISTORES (1/8W x 5%)
R1, R3, R4, R7 e R8 - 470 ohms (amarelo, violeta, marrom)
R2 - 680 ohms (azul, cinza, marrom)
R5 - 10k ohms (marrom, preto, laranja)
R6 - 2,2k ohms (vermelho, vermelho, vermelho)
P1 - 4,7k ou 5k ohms - potenciômetro linear rotativo
VR1 - 4,7k ohms - trim-pot horizontal mini

CAPACITORES
C1, C3, C6, C8 e C10 - 100 nF - cerâmico
C2 - 2200 µF x 25V - eletrolítico
C4 - 220 µF x 16V - eletrolítico
C5, C7 e C9 - 100 µF x 16V - eletrolítico
C11 - 5,6 nF - cerâmico

DIVERSOS
S1 - chave 2 pólos x 2 posições push-button com trava - tipo liga-desliga
S2 - chave H-H 110/220V
T1 - transformador primário 110/220V, secundário 9VAC x 250 mA
F1 - fusível 50 a 100 mA

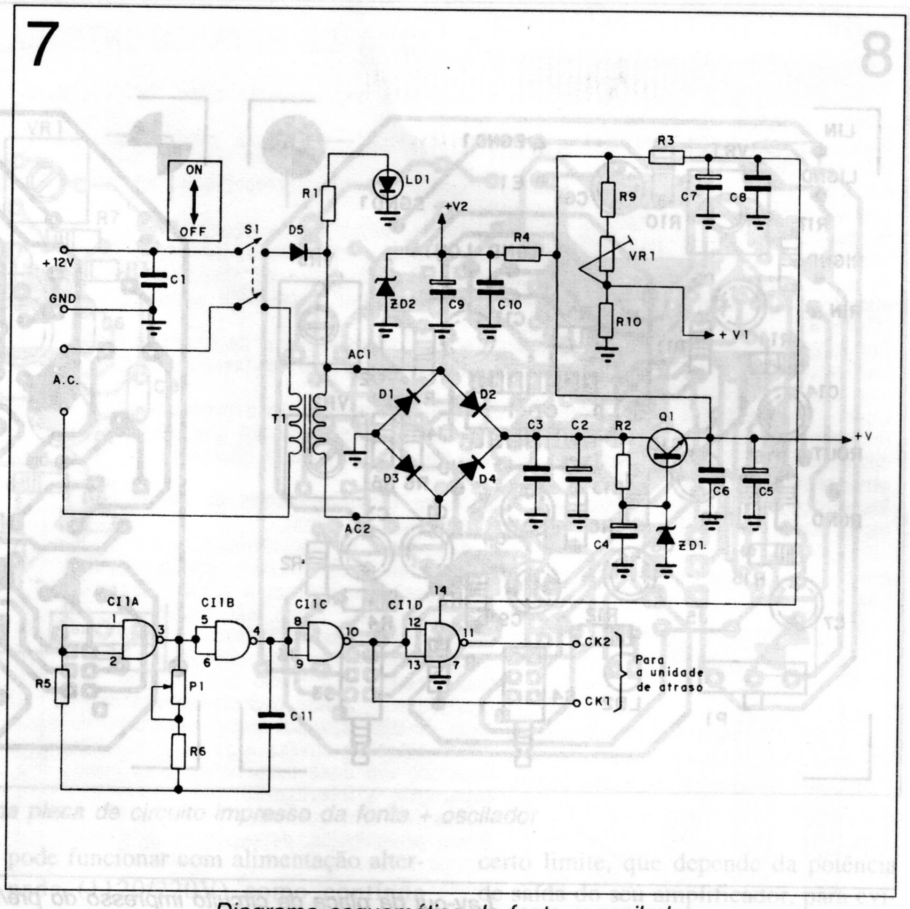


Diagrama esquemático da fonte + oscilador

conseguir o tempo de atraso necessário para "sentir" o eco, e não apenas a reverberação.

Na saída do CI3, novamente temos um filtro passa-baixas, agora formado por CI1D e CI4A.

Os leitores mais exigentes, que pretendem investir um pouco mais para melhorar o desempenho da sua montagem, podem acrescentar na saída do CI4A mais unidades de retardo, aumentando ainda mais o tempo de atraso. Para isso, basta montar placas adicionais de retardo. Essas "unidades de extensão" são intercaladas entre o ponto S da primeira unidade e o ponto E da placa do pré-amplificador (circuito da **figura 5**). Tempos de atraso muito mais significativos, a título de experiência, podem ser conseguidos "cascateando" outras unidades de extensão.

Os clocks para os CIs de retardo, como já comentamos, são gerados no CI1 do circuito oscilador, sendo a frequência dos mesmos ajustada no potenciômetro P1, que forma um controle de "delay".

O CI1D inverte a saída do CI1C, e assim temos duas saídas com pulsos de clock defasados entre si, como exige o TDA1022.

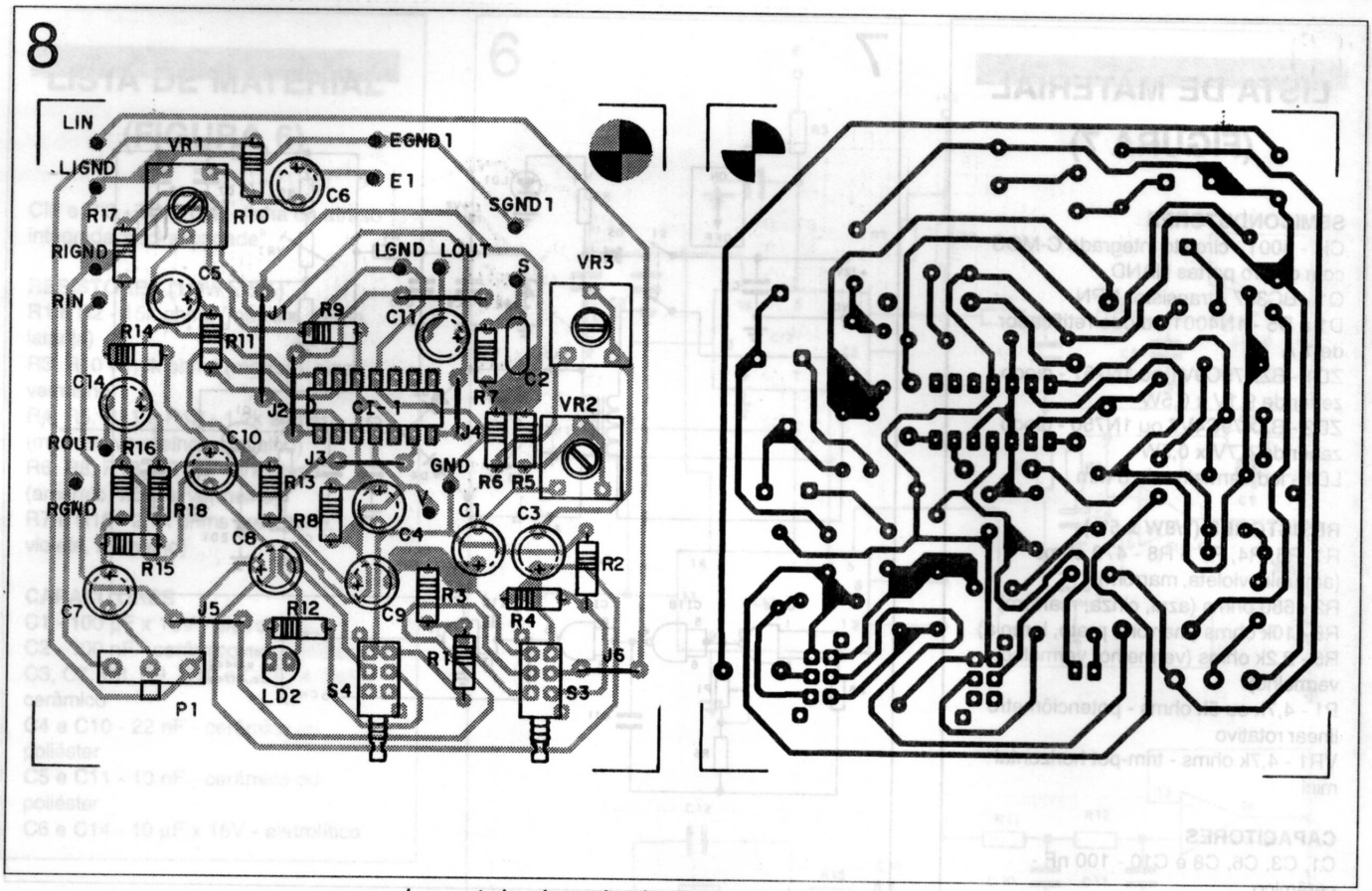
O sinal da saída do segundo filtro passa-baixas da unidade de atraso estará consideravelmente atrasado em relação ao sinal real aplicado à entrada. Através do trim-pot VR1 da placa de pré-amplificação, uma parcela desse sinal atrasado é mixada novamente na entrada, possibilitando o prolongamento do eco ou reverberação.

Via P1 (controle do nível de eco), também nessa placa, esse sinal atrasado e prolongado resultante é mixado com o sinal real das entradas L e R no CI1B e no CI1C, formando respectivamente as saídas L e R com eco.

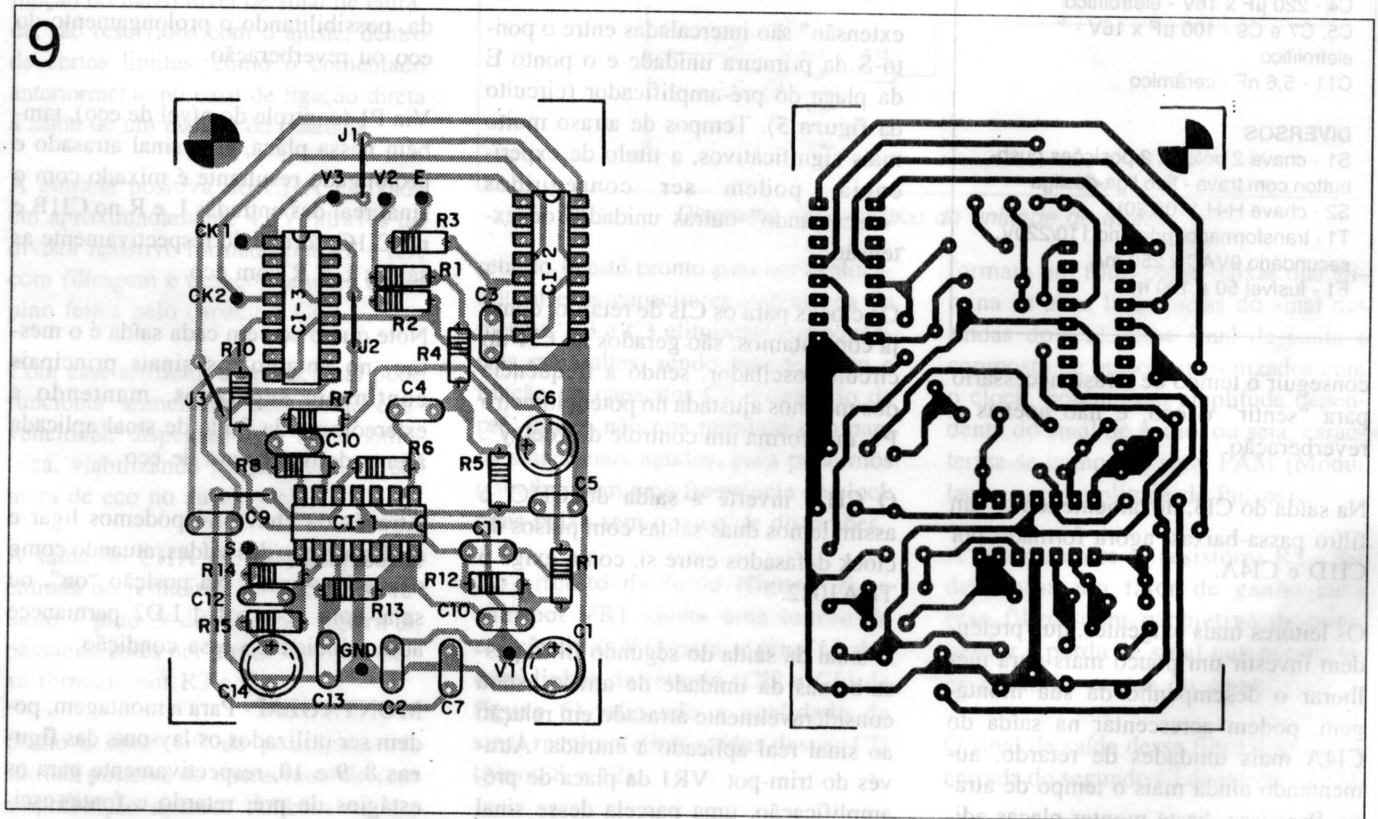
Note que o eco em cada saída é o mesmo, no entanto, os sinais principais continuam separados, mantendo a estereofonia da fonte de sinal aplicada à entrada da câmara de eco.

Através da chave S4 podemos ligar e desligar o eco das saídas, atuando como chave "by-pass". Na posição "on", ou seja, com eco, o led LD2 permanece aceso, indicando essa condição.

MONTAGEM - Para a montagem, podem ser utilizados os lay-outs das **figuras 8**, **9** e **10**, respectivamente para os estágios de pré, retardo e fonte+oscilador. Caso o leitor tenha optado pela

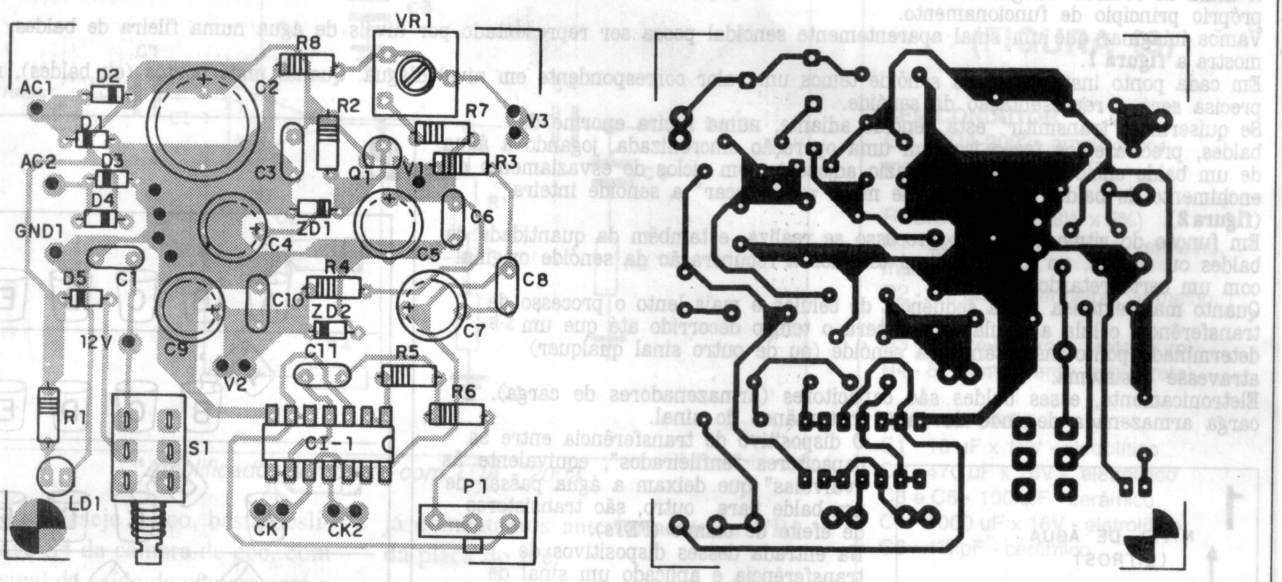


Lay-out da placa de circuito impresso do pré/mixer



Lay-out da placa de circuito impresso da unidade de retardo

10



Lay-out da placa de circuito impresso da fonte + oscilador

inclusão de mais uma unidade de retardo, deverá montar mais uma placa seguindo o lay-out da **figura 9**.

Recomendamos não demorar na soldagem dos CIs de retardo, em função da sensibilidade dos FETs internos às altas temperaturas.

Por se tratar de uma montagem em que os sinais de áudio são de pequena intensidade, lembramos que todas as entradas, saídas e ligações aos potenciômetros devem ser feitas através de cabos blindados. A mesma recomendação é válida para a ligação da(s) unidade(s) adicionais de retardo, caso seja(m) usada(s).

O circuito foi projetado para uma alimentação de 12V, visando a aplicação automotiva. Neste caso, a chave S1 na unidade de alimentação estará comutando a tensão da bateria (+12V), e o circuito dispensa os componentes antes da ponte de diodos (inclusive a própria ponte).

É possível ainda manter os componentes necessários para a rede elétrica e assim ter uma câmara de eco que tanto pode funcionar com alimentação alternada (1120/220V) como contínua (12V). Note que metade da chave S1 não tem ligação à placa, devendo o pólo correspondente à mesma ser utilizado para comutar a tensão da rede, utilizando-se dos seus pinos para ligação de fios disponíveis na parte superior (veja detalhe na **figura 11**).

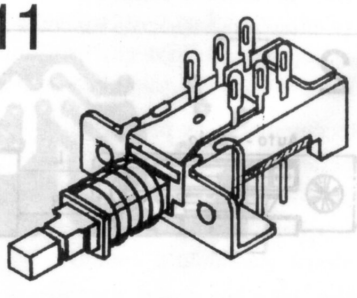
É importante nunca ligar as duas alimentações simultaneamente (alternada e contínua de 12V), uma vez que uma falha na isolação dessa chave poderia provocar graves acidentes, principalmente sendo a fonte de +12V uma bateria de chumbo-ácido (bateria de automóvel).

AJUSTES E USO - Como já comentamos, o sinal de entrada para a câmara de eco pode ser proveniente de uma fonte de baixo sinal (pré-amplificador, video-cassette, tape-deck, etc.), como de uma fonte de sinal alto (toca-fitas, amplificador, etc.), mantendo-se S3 na posição correspondente.

Com fonte de sinal de alto nível, deve-se manter seu volume abaixo de um certo limite, que depende da potência de saída do seu amplificador, para evitar distorções por excesso de sinal, conforme também já comentamos. Até um certo ponto, pode-se evitar essa distorção na própria câmara de eco, através do ajuste de VR2 e VR3, mantendo esse primeiro estágio compatível com o nível do sinal de entrada.

Para facilitar o ajuste de VR2 e VR3, recomendamos deixar VR1 da placa do pré+mixer com o cursor ligado ao terra, ou seja, sem realimentação de sinal, facilitando assim a avaliação do ponto onde se começa a perceber alguma distorção.

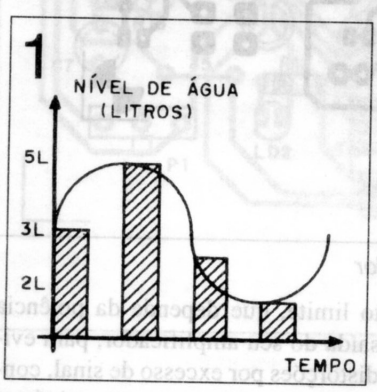
11



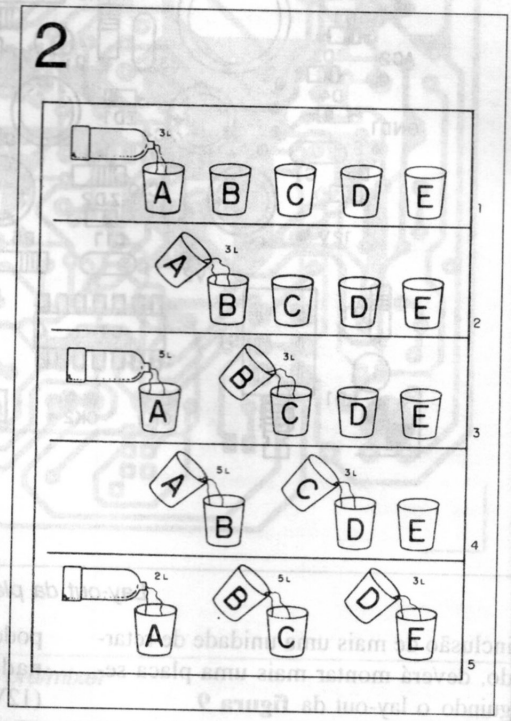
Pinos superiores da chave liga/desliga em detalhe

A LINHA DE RETARDO INTEGRADA

A linha de retardo integrada também é conhecida popularmente como "brigada de baldes" (Bucket Brigade) devido ao seu próprio princípio de funcionamento.
Vamos imaginar que um sinal aparentemente senoidal possa ser representado por níveis de água numa fileira de baldes, como mostra a **figura 1**.
Em cada ponto instantâneo da senóide temos um valor correspondente em nivel d'água. Quanto mais pontos (ou baldes), mais precisa será a representação da senóide.
Se quisermos "transmitir" esta senóide adiante, numa fileira enorme de baldes, precisaremos fazer isso em uma operação sincronizada, jogando a água de um balde cheio em um balde vazio adjacente, em ciclos de esvaziamento e enchimento de baldes alternados, de modo a "deslocar" a senóide inteira (**figura 2**).
Em função do rítmo em que o processo se realiza, e também da quantidade de baldes ou células, no extremo final teremos a recuperação da senóide original com um certo retardo de tempo.
Quanto mais extensa for a sequência de células e mais lento o processo de transferência célula a célula, maior será o tempo decorrido até que um determinado ponto instantâneo da senóide (ou de outro sinal qualquer) atravesse o sistema.
Eletronicamente, esses baldes são capacitores (armazenadores de carga). A carga armazenada depende do valor instantâneo do sinal.

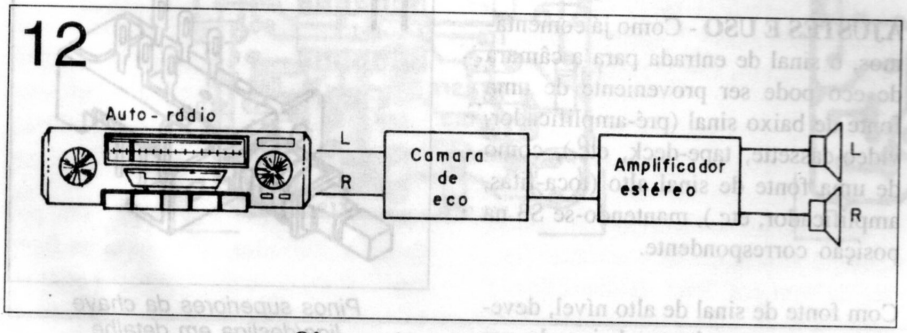


O dispositivo de transferência entre os capacitores "enfileirados", equivalente às "válvulas" que deixam a água passar de um balde para outro, são transistores de efeito de campo (FETs).
Na entrada desses dispositivos de transferência é aplicado um sinal de clock, que comanda o deslocamento do sinal de um capacitor para o outro.
Pouco antes de chegar à saída, o sinal é separado em duas sequências. Com essa separação, a interligação das duas saídas faz com que todos os espaços sejam preenchidos, deixando de existir o espaço correspondente ao capacitor "vazio" necessário no processo de transferência, aumentando a relação sinal/ruído.



Evidentemente, nessa aplicação, a saída da câmara de eco deve alimentar um amplificador de potência, que será ligado às caixas acústicas, para formar os canais com eco. No automóvel, por exemplo, os alto-falantes passariam a ser ligados no amplificador adicional, e não mais na saída do auto-rádio/toca-fitas, como mostra a **figura 12**.

O diagrama esquemático de um amplificador bastante econômico, que proporciona até 10W de saída RMS (com 16V em carga de 2 ohms) é mostrado na **figura 13** e o lay-out da placa de circuito impresso para a montagem do mesmo pode ser visto na **figura 14**. Esse amplificador é o mesmo que utilizamos com o Surround Sound na **ELÉCTRON 61**, devendo ser montado um para cada canal, com o circuito integrado recebendo um dissipador com área mínima de 18 cm² (6 x 3 cm) com 2 mm de espessura.

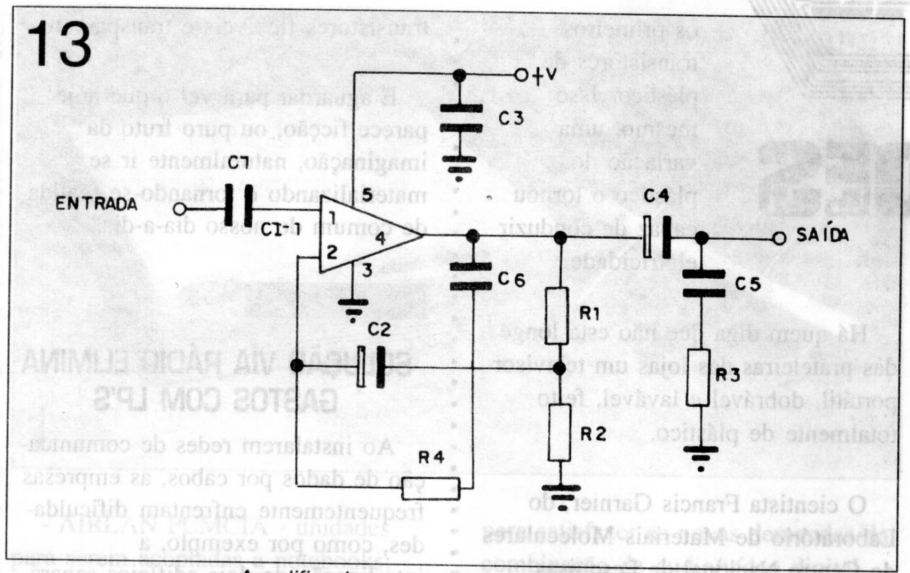


Câmara de eco no automóvel

Para incluir a câmara de eco antes do amplificador interno de um sistema integrado de som, ou mesmo do auto-rádio/toca-fitas, devemos providenciar uma saída e uma entrada no mesmo para desviar o sinal em direção à câmara de eco e retornar para ele o sinal modificado (com eco), a fim de ser amplificado.

Um ponto ideal para fazer essa adaptação é imediatamente antes do amplificador de potência de saída, ou seja, no controle de volume, como mostra a **figura 15**.

O sinal é desviado antes de chegar aos potenciômetros de volume, fazendo-se assim uma saída para a câmara de eco. Na volta, o sinal com eco é entregue para o potenciômetro, que passará a controlar o volume do sinal resultante (original + eco).



Amplificador compacto com TDA - 2002

Caso não se deseje o eco, basta desligar a chave S4 da câmara de eco, com o que o sinal da saída da câmara será o mesmo da entrada (sinal original sem eco). A única desvantagem dessa ligação é a necessidade de sempre ligar a alimentação da câmara de eco, mesmo para ouvir o som na forma original.

Os leitores mais habilitados a trabalhos manuais delicados, podem arriscar-se adaptando o circuito e os controles da câmara de eco no próprio painel do seu equipamento de som, embutindo as placas da câmara dentro do gabinete do amplificador, por exemplo, caso haja espaço vago suficiente para isso.

Além do ajuste dos trim-pots VR2 e VR3, de acordo com o nível do sinal de entrada, na câmara de eco também devem ser ajustados os trim-pots VR1 da placa de alimentação, que também já comentamos anteriormente, e VR1 da placa do pré.

Este último trim-pot é extremamente importante para obter-se o máximo desempenho do projeto.

Se o nível de sinal com retardo realimentado para a entrada for muito baixo o eco obtido terá pouca prolongação, ficando pobre. Mas, se esse nível for "exagerado", haverá uma saturação e o circuito ficará instável, iniciando um comportamento oscilatório, deteriorando totalmente o som, gerando um ruído bastante característico.

Portanto, este ajuste é crítico, dependendo inclusive do nível de sinal com que o circuito vai trabalhar (nível de entrada e ajuste dos trim-pots VR2 e VR3). Não deixe o trim-pot em um ponto "perigoso". É preferível perder um pouco da prolongação do que ter um funcionamento problemático com a dinâmica da música, quando ela atingir picos momentâneos.

Como sugestão para os que montaram o Surround Sound da **edição 61**, a câmara de eco, com os amplificadores, pode substituir os canais principais (L e R) do sistema de som da sala de áudio e vídeo, e com isso, além dos canais de surround, central e subwoofer, ganha-se mais um: o eco, presente nos dois novos canais principais. ●

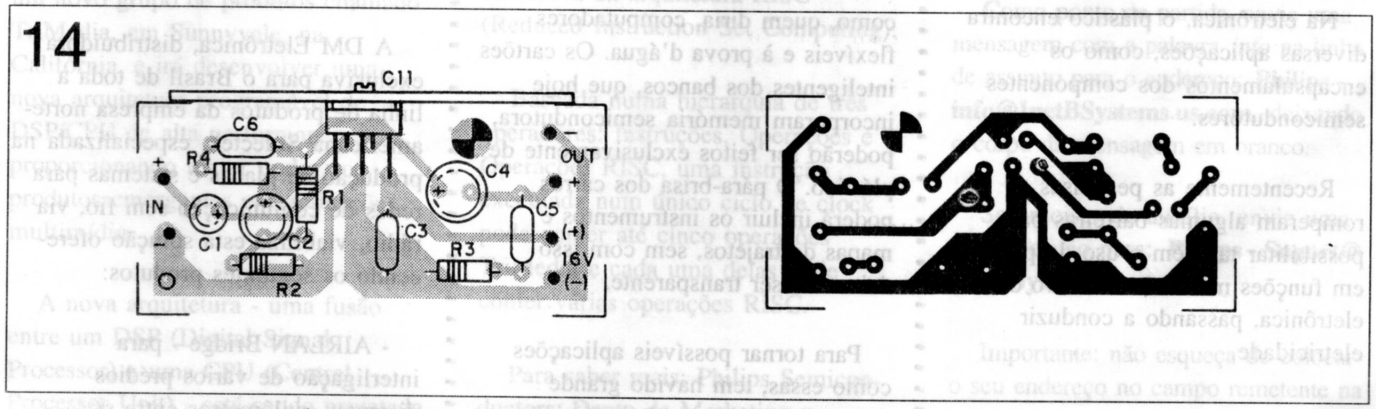
LISTA DE MATERIAL (FIGURA 13)

SEMICONDUTOR
CI1 - TDA-2002 - amplificador monolítico em classe B

RESISTORES (1/8W x 5%)
R1 - 220 ohms (vermelho, vermelho, marrom)
R2 - 2,2 ohms (vermelho, vermelho, ouro)
R3 - 1 ohm (marrom, preto, ouro)
R4 - 56 ohms (verde, azul, preto)

CAPACITORES
C1 - 10 uF x 16V - eletrolítico
C2 - 470 uF x 16V - eletrolítico
C3 e C5 - 100kpF - cerâmico
C4 - 1000 uF x 16V - eletrolítico
C6 - 47kpF - cerâmico

DIVERSOS
Dissipador de alumínio de 6 x 3 cm com 2 mm de espessura, tomadas de entrada e saída, porca e parafuso para fixação do dissipador, cabo blindado, etc.



Lay-out da placa de circuito impresso do amplificador com TDA - 2002

NOTÍCIAS & NOVIDADES

O TRANSISTOR DE PLÁSTICO

Há muito tempo que o plástico tem seu espaço garantido na indústria, substituindo com vantagens diversos materiais em determinadas aplicações, como a madeira, o ferro, o aço, e outros metais.

O plástico foi descoberto no século passado e o baquelite, inventado em 1910, foi o primeiro plástico completamente sintético a ser comercializado. Algum tempo depois, quase todo telefone existente era preto e de baquelite.

Em 1922, o alemão Hermann Staudinger descobriu que substâncias como a borracha eram formadas por cadeias de moléculas, que ele chamou de macromoléculas. Estava descoberto o polímero. Devido à sua maleabilidade, pequenas alterações nas unidades básicas atribuem grande variedade de propriedades aos polímeros, tornando-os bastante úteis e populares em diversas aplicações, tornando-se imprescindíveis nos dias de hoje.

Na eletrônica, o plástico encontra diversas aplicações, como os encapsulamentos dos componentes semicondutores.

Recentemente as pesquisas romperam algumas barreiras para possibilitar também o uso do plástico em funções mais ativas dentro da eletrônica, passando a conduzir eletricidade.

Em 1994, cientistas desenvolveram os primeiros transistores de plástico. Isso mesmo, uma variação do plástico o tornou capaz de conduzir eletricidade.

Há quem diga que não está longe das prateleiras das lojas um televisor portátil, dobrável e lavável, feito totalmente de plástico.

O cientista Francis Garnier, do Laboratório de Materiais Moleculares do Centro Nacional de Pesquisas Científicas da França, foi quem apresentou em setembro de 1994, na revista "Science", o primeiro transistor feito inteiramente de plástico.

O segundo transistor utilizando o plástico como elemento ativo foi desenvolvido pela equipe de Alan Heeger, da Uniax Corporation, empresa da Califórnia (EUA). Os resultados de Heeger foram publicados na edição de novembro da revista "Nature".

Uma semana depois, a "Nature" apresentou novos componentes eletrônicos à base de plástico, desenvolvidos por pesquisadores de universidades suecas.

Sem dúvidas, essas descobertas podem originar uma nova era eletrônica, com aplicações ilimitadas, como, quem diria, computadores flexíveis e à prova d'água. Os cartões inteligentes dos bancos, que hoje incorporam memória semicondutora, poderão ser feitos exclusivamente de plástico. O pára-brisa dos carros poderá incluir os instrumentos e mapas de trajetos, sem com isso deixar de ser transparente.

Para tornar possíveis aplicações como essas, tem havido grande demanda nos setores industriais por transistores flexíveis e transparentes.

É aguardar para ver o que hoje parece ficção, ou puro fruto da imaginação, naturalmente ir se materializando e tornando-se realidade comum do nosso dia-a-dia.

SOLUÇÃO VIA RÁDIO ELIMINA GASTOS COM LP'S

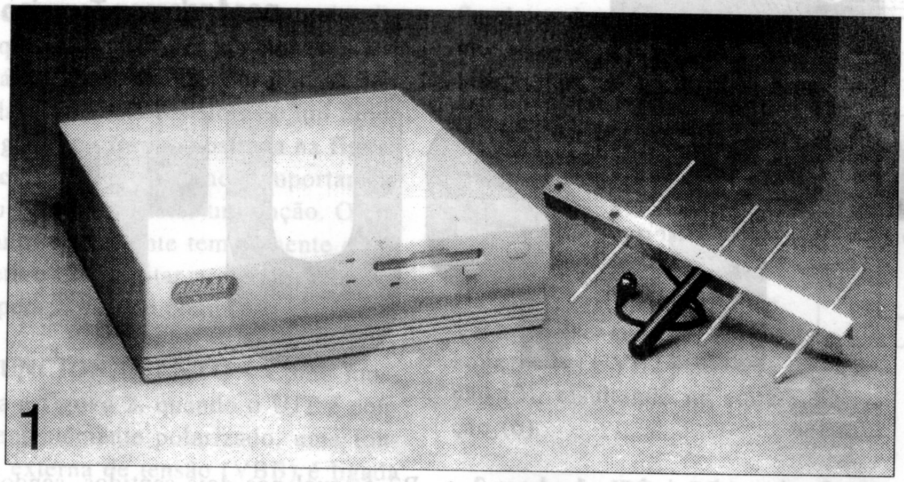
Ao instalarem redes de comunicação de dados por cabos, as empresas frequentemente enfrentam dificuldades, como por exemplo, a interligação de dois edifícios separados por uma rua. Em tais casos, muitas vezes a empresa é obrigada a alugar uma linha telefônica privada (LP), que tem um alto custo mensal e apresenta limitações na velocidade de transferência de dados.

Atualmente, no entanto, uma nova tecnologia advinda das necessidades militares oferece soluções a esses e outros problemas, e vem conquistando a preferência dos usuários: trata-se da comunicação via rádio (**figura 1**); fácil de instalar, fácil de operar e oferecendo total mobilidade ao usuário, possibilitando conectar equipamentos distantes entre si por vários quilômetros.

Na LAN (Local Area Network) sem fio, a taxa de transmissão é equivalente à velocidade das redes Ethernet, via cabos.

A DM Eletrônica, distribuidora exclusiva para o Brasil de toda a linha de produtos da empresa norte-americana Solectek, especializada na produção de placas e sistemas para redes de comunicação sem fio, via rádio, viabiliza esta solução oferecendo os seguintes produtos:

- AIRLAN Bridge - para interligação de vários prédios distantes quilômetros entre si;



1

- AIRLAN PCMCIA - unidades para serem acopladas a notebooks;

- AIRLAN Internal - para a montagem direta no slot de microcomputadores;

- AIRLAN Access Point (hub) - para centralizar o controle e o fluxo de dados de vários computadores em uma única unidade;

- Amplificadores bilaterais Hyperlink - para restaurar o sinal que provém da antena até o nível máximo permitido por lei.

Para saber mais: DM ELETRÔNICA - São Paulo - SP - tel (011) 873-1144 / fax (011) 872-0001.

TRIMEDIA - NOVA ARQUITETURA PARA SISTEMAS MULTIMÍDIA

A Philips Semiconductors criou um novo grupo de produtos chamado TriMedia, em Sunnyvale, na Califórnia, e irá desenvolver uma nova arquitetura programável de DSP/CPU de alta performance, proporcionando maior poder aos produtos emergentes em aplicações multimídia.

A nova arquitetura - uma fusão entre um DSP (Digital Signal Processor) e uma CPU (Central Processor Unit) - está sendo projetada para satisfazer as novas demandas da combinação de áudio/vídeo digital com arquiteturas programáveis.

Essa fusão será ideal para aplicações que anteriormente precisavam de vários DSPs ou um DSP e um microcontrolador, a exemplo dos PCs multimídia, equipamentos de vídeo-conferência, vídeo digital, etc.

A Philips Semiconductors planeja transformar a arquitetura TriMedia num padrão para qualquer aplicação multimídia, e para tanto vem desenvolvendo intensas pesquisas em torno de um microprocessador de nova geração com inovadoras ferramentas de desenvolvimento, incorporando a arquitetura VLIW (Very Long Instruction Word) programável. Essa arquitetura, capaz de executar numerosas operações num único ciclo de clock, é considerada como sucessora da arquitetura RISC (Reduced Instruction Set Computing).

Baseada numa hierarquia de três operadores: Instruções, Operações e Operações RISC, uma instrução executada num único ciclo de clock pode conter até cinco operações TriMedia e cada uma delas pode conter várias operações RISC.

Para saber mais: Philips Semiconductors, Depto de Marketing e Vendas de Semicondutores - fax (011) 829-1849

MICROCONTROLADORES 80C51 ESTÃO NA INTERNET

A Philips Semiconductors está enviando, via rede mundial Internet, novas informações e artigos de atualização sobre os microcontroladores da linha 80C51. Sendo assinante deste serviço (sem ônus), o usuário saberá em primeira mão dos avanços tecnológicos, das mudanças de mercado e recentes aplicações, além de ter a oportunidade de receber informativos periódicos sobre novos produtos.

Para conseguir a assinatura do periódico, envie uma mensagem via Internet com a palavra *subscribe* na linha de assunto para o endereço: **Philips - News@InetBSystems.us.com.**

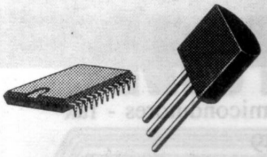
Para receber instruções e participar do fórum de discussão sobre microcontroladores 80C51, envie a mensagem para o endereço: **Philips - forum - request@InetBSystems.us.com.**

Para obter informações sobre produtos ou edições anteriores do boletim, digite a palavra *help* na linha de assunto e envie a mensagem para o endereço: **Philips - archive@ InetBSystems.us.com.**

Como ponto de partida, envie uma mensagem com a palavra *info* na linha de assunto para o endereço: **Philips - info@InetBSystems.us.com**, deixando o corpo da mensagem em branco.

Se precisar de auxílio, envie uma comunicação para: **Philips - Supòrt@ InetBSystems.us.com**.

Importante: não esqueça de colocar o seu endereço no campo remetente na mensagem a ser enviada.



COMPONENTES

por Anderson Tomaino

UJT E PUT

Vamos abordar nas próximas linhas um componente muito simples, mas desconhecido de muitos leitores, principalmente dos iniciantes na Eletrônica. Vamos estudar o transistor unijunção ou UJT, que nada mais é do que um tipo especial de transistor usado como chave eletrônica e não como um dispositivo amplificador.

O UJT é um transistor unipolar que, associado a outros componentes em circuitos eletrônicos, é capaz de gerar formas de ondas úteis no desempenho de muitas funções. Além do UJT básico, existe também um tipo especial denominado transistor unijunção programável ou PUT (Programmable Unijunction Transistor).

Basicamente o PUT funciona da mesma maneira que o UJT comum, no entanto é construído de modo que suas caracteristicas elétricas possam variar consideravelmente, através da modificação de componentes externos (resistores).

CONSTITUIÇÃO BÁSICA - Como o proprio nome sugere, o transistor unijunção tem uma única junção semicondutora, daí ser tratado como transistor unipolar.

Consiste basicamente de uma pastilha de material semicondutor tipo N com um pequeno grão de material tipo P fundido em sua estrutura. A pastilha tipo N recebe um terminal em cada uma de suas extremidades, que são chamados de **base 1** e **base 2** (**figura 1a**).

Ligado ao grão de material tipo P, temos ainda o termial tratado por **emissor**.

Na indicação desses terminais em esquemas e diagramas eletrônicos utiliza-se respectivamente as letras B1, B2 e E. O símbolo representativo do UJT é muito parecido com o de um transistor bipolar comum, com a seta no terminal emissor apontando para dentro, indicando que o emissor do UJT é do tipo P (**figura 1b**).

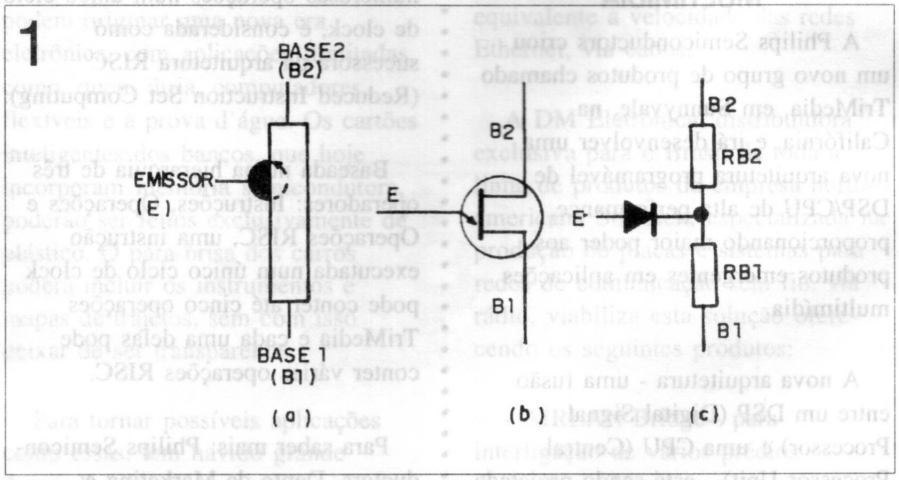
Por ser levemente dopada, a pastilha tipo N apresenta alguns portadores majoritários que possibilitam um fluxo de corrente, embora entre as bases B1 e B2 a resistência seja relativamente alta.

Essa resistência medida entre B1 e B2 é igual nos dois sentidos, sendo chamada de "resistência interbase" e na maioria dos UJTs ela fica entre 3k ohms e 15k ohms (medida com o emissor em aberto).

Na região de contato entre o grão tipo P e a pastilha tipo N forma-se uma junção PN com características semelhantes às de um diodo de junção comum.

Analiticamente, o UJT pode ser representado através do circuito equivalente mostrado na **figura 1c**; os 2 resistores (RB1 e RB2) representam respectivamente a resistência da pastilha N abaixo do emissor (em direção à base B1) e acima do emissor (em direção à base B2); um diodo conectado entre esses dois resistores representa a junção PN formada pelo grão tipo P difundido na pastilha tipo N.

Fica mais fácil analisar a operação



Constituição básica e símbolo do UJT

do UJT quando utilizamos o circuito equivalente em vez da sua estrutura básica, no entanto, deve ficar bem claro que dois resistores e um diodo ligados da forma mostrada na **figura 1c** não terão o mesmo comportamento de um transistor unijunção. O circuito equivalente tem somente o objetivo de facilitar a compreensão da operação desse componente.

FUNCIONAMENTO - Como mostra a **figura 2**, quando o UJT é convenientemente polarizado, uma fonte externa de tensão (VBB) é ligada entre os terminais B1 e B2 de maneira que B2 fique positivo em relação a B1.

Entre o lado positivo de Vs e o emissor (E) é colocado um resistor, com a função única de limitar a corrente através desse terminal a um nível seguro. Quando a tensão Vs ficar abaixo da tensão de polarização direta do diodo equivalente, a corrente que flui entre B1 e B2 será pequena, podendo facilmente ser calculada pela lei de Ohm, dividindo a tesão VBB pela resistencia total entre B1 e B2 (RB1+RB2).

Portanto, a tensão VBB é distribuida através de RB1 e RB2, sendo VB1 a tensão sobre RB1 e VB2 a tensão sobre RB2 (**figura 2**).

A relação entre VB1 e a tensão da fonte (VBB) é conhecida como relação intrínseca de equilibrio, que matematicamente é expressa pela equação (1):

$$\eta = VB1/VBB \quad (1)$$

A letra grega η (eta) é usada para representar essa relação.

Da lei de Ohm, sabemos que:

$$VB1 = IBB \times RB1 \quad (2)$$

$$VB2 = IBB \times RB2 \quad (3)$$

$$VBB = VB1 + VB2 \quad (4)$$

Sendo assim, podemos reescrever a equação (1) substituindo nela as equações (2) e (4):

$$\eta = \frac{IBB \times RB1}{VB1 + VB2} \quad (5)$$

Na equação (5), novamente, VB1 pode ser substituido pela equação (2) e VB2 pela equação (3), resultando na equação (6).

$$\eta = \frac{IBB \times RB1}{IBB \times RB1 + IBB \times RB2} \quad (6)$$

Colocando IBB em evidência no denominador, teremos o cancelamento com IBB do numerador, resultando na equação final (7).

$$\eta = \frac{RB1}{RB1 + RB2} \quad (7)$$

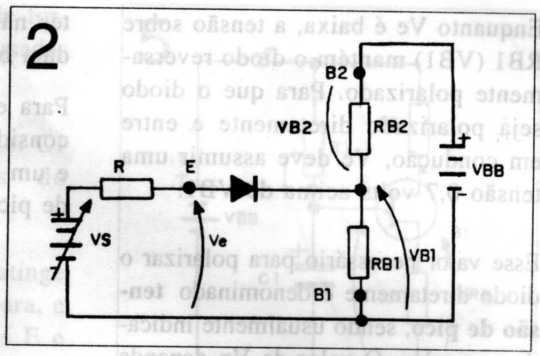
Assim, concluimos que a relação intrínseca de equilibrio é determinada pelas resistências internas do UJT, ou seja, o que determina o seu valor é a construção física do dispositivo, e não as tensões ou correntes de polarização.

Conforme o tipo e fabricante de UJT, os valores típicos para η variam de 0,5 a 0,8.

Como RB1 e RB2 formam um divisor de tensão, uma vez conhecida a relação intrínseca de equilibrio de um determinado UJT, a tensão sobre RB1 (VB1), que é aproximadamente a mesma tensão do emissor, pode ser determinada para qualquer valor de tensão (VBB) aplicada, utilizando-se a equação (8).

$$VB1 = \eta \cdot VBB \quad (8)$$

Se um UJT tem relação intrínseca de equilibrio de 0,6



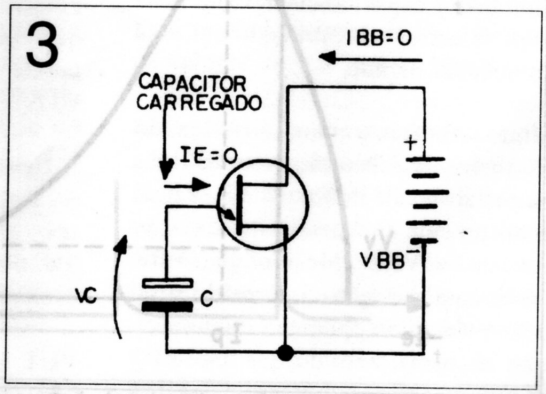
Polarização do UJT

e está sujeito a uma tensão VBB de 15V, a tensão sobre RB1 deve ser igual a 0,6 vezes 15, ou seja 9V.

DISPARO - Até agora, analisamos o UJT com Vs insuficiente para polarizar diretamente o diodo de emissor e fazê-lo conduzir. Nessa condição, a resistência entre emissor e B1 ou B2 é muito elevada (da ordem de milhões de ohms). Um capacitor carregado com uma tensão abaixo de VB1 se manterá indefinidamente carregado, sem nada acontecer, como mostra a **figura 3**.

Mas, quando o Vs é elevado a ponto de polarizar esse diodo diretamente, o UJT passa a apresentar características consideravelmente diferentes, responsáveis pela sua aplicabilidade em circuitos mais completos.

Isso ocorre quando Vs assume uma tensão que leva o emissor (E) a uma tensão Ve maior do que a de queda sobre RB1 mais a tensão necessária para a condução do diodo interno, que é de aproximadamente 0,7V.



Com Vc < VB1 o capacitor não descarrega

Enquanto Ve é baixa, a tensão sobre RB1 (VB1) mantém o diodo reversamente polarizado. Para que o diodo seja polarizado diretamente e entre em condução, Ve deve assumir uma tensão 0,7 volts acima de VB1.

Esse valor necessário para polarizar o diodo diretamente é denominado **tensão de pico**, sendo usualmente indicado como Vp. O valor de Vp depende da tensão da fonte VBB e da relação intrínseca de equilibrio, como mostra a equação (8) - equação de VB1.

Quanto maior a tensão da fonte, maior será o valor de Vp, o mesmo se aplicando à relação intrínseca, já que a tensão VB1 é proporcional a ambos.

Considerando ainda a tensão de queda direta no diodo (Vf), podemos representar Vp matematicamente pela equação (9).

$$Vp = \eta \cdot VBB + Vf \qquad (9)$$

Onde Vf = tensão de queda direta (f - forward) no diodo.

Como Vp tem essa dependência da polarização, usualmente os fabricantes não indicam esse valor em seus data books.

Para exemplificar o cálculo, vamos considerar um UJT com um η de 0,6 e um VBB de 15 volts , sua tensão de pico será:

$$Vp = (0{,}6 \times 15) + 0{,}7$$

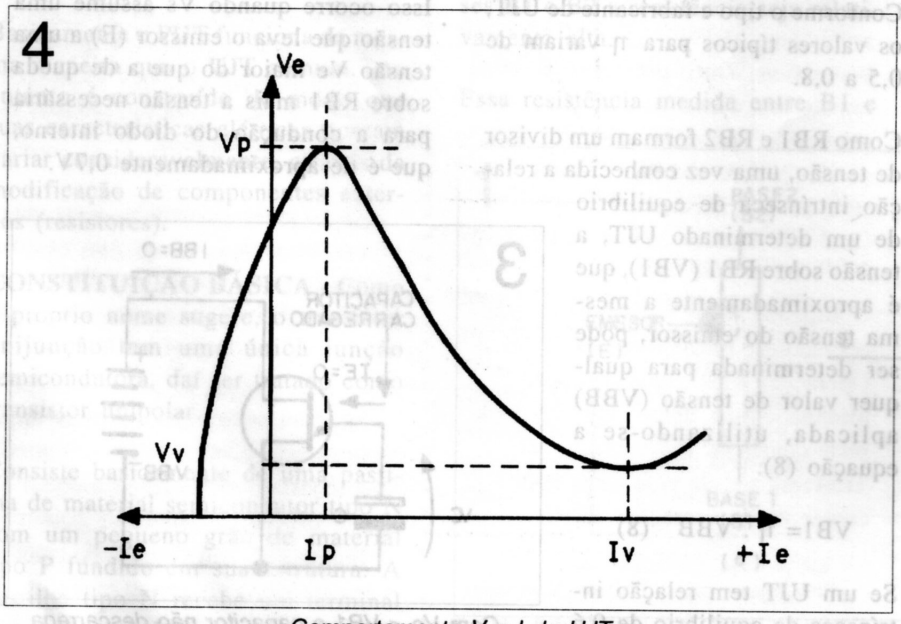
$$Vp = 9 + 0{,}7$$

$$Vp = 9{,}7\ V$$

Quando Ve atingir 9,7V, o diodo interno será polarizado diretamente. Antes disso, a única corrente que atravessa o diodo é a pequena corrente reversa de fuga que flui pelo terminal de emissor.

Quando o valor de Vp é atingido, dizemos que ocorre o disparo do diodo (ou do UJT), permitindo a circulação de uma corrente (Ie) na direção direta, através do emissor e da junção do diodo.

Quando a corrente direta existir, ao passar pela resistência RB1 essa corrente iniciará um processo "regenerativo", introduzindo muitos portadores de carga (lacunas) na pastilha tipo N levemente dopada, em direção ao terminal B1.



Comportamento V x I do UJT

Mais portadores de carga significa maior condutividade da pastilha entre o emissor e a base B1, ou seja, a resistência que era da ordem de milhões de ohms cai, aumentando ainda mais a corrente Ie e com isso os portadores de carga. Conclusão: o processo é cumulativo; menor resistencia resulta em maior corrente e portanto mais portadores, que por sua vez diminui RB1 ainda mais, podendo cair a valores tão baixo como 20 ohms ou menos, afetando também a tensão do catodo do diodo (VB1), que também cai.

Essa ação acumulativa se torna ainda mais evidente quando a tensão da fonte (Vs) é aumentada. Com Vs maior, Ie se eleva rapidamente por causa da redução da resistencia de RB1. Note que a corrente aumenta de valor enquanto a tensão Ve diminui à medida que se aumenta Vs, ou seja, o UJT tem um comportamento de resistência negativa para RB1 depois de disparado (**figura 4**).

Em um determinado ponto, se Vs for aumentado um pouco mais, Ie irá parar de crescer e realmente começara a subir lentamente. Nesse ponto, dizemos que termina a resistência negativa (semelhante a um processo de "saturação" em um transistor bipolar), e o acréscimo de Ie será acompanhado por um acréscimo em Ve.

REDUÇÃO DE RB2 - Vimos que RB1 diminui quando o UJT é disparado, mas a resistência RB2 também cai um pouco, uma vez que alguns portadores de carga também são produzidos nessa região da pastilha tipo-N. Comparada com a queda de RB1, RB2 diminui muito pouco, e a resistencia total (RB1+RB2) , embora menor, não permite que a corrente IBB alcance um valor elevado.

A atividade entre os terminais E e B1, com a capacidade para o disparo em um valor específico de Vp e o

comportamento de resistência negativa de RB1 por um certo período de tempo após o disparo, é que possibilita as mais úteis aplicações do UJT.

COMPORTAMENTO V x I - O comportamento do UJT e a atividade que ocorre entre os seus terminais E e B1 podem ser representados graficamente, como ilustra a **figura 4**.

Essa curva relaciona a corrente Ie que flui pelo emissor de um UJT típico (eixo das abscissa) e a tensão Ve que aparece sobre os terminais E e B1 (eixo das ordenadas). Tal curva poderá ser plotada a partir de um circuito como o da **figura 2**, sendo a variação de Ve provocada pela variação de Vs, até ocorrer o disparo (Vs = Vp) e ter início o comportamento de resistência negativa de RB1.

Conforme o traçado gráfico, quando Ve assume o valor zero uma pequena corrente negativa (-Ie) circula pelo emissor. Essa corrente de fuga é devida à tensão relativamente grande sobre RB1 (VB1). Com o aumento de Ve, se opondo a VB1, essa corrente de fuga diminui.

O UJT dispara quando Ve atinge a tensão de pico (Vp), originando a "corrente de pico" (IP). A partir do ponto Vp, Ve diminui à medida que Ie aumenta, conforme a característica de resistência negativa do componente. A partir de um certo ponto, Ve começa a crescer novamente, e o UJT perde a característica de resistência negativa. A tensão mínima atingida por Ve antes de começar a subir novamente é chamada de "tensão de vale" (Vv).

A corrente correspondente à tensão de vale é chamada de "corrente de vale" (Iv).

APLICAÇÕES - A característica de resistência negativa do UJT sugere seu uso em circuitos para a geração de sinais cíclicos, como o oscilador de relaxação mostrado na **figura 5**.

Este circuito gera dois tipos de formas de onda que podem ser usadas em diversas aplicações.

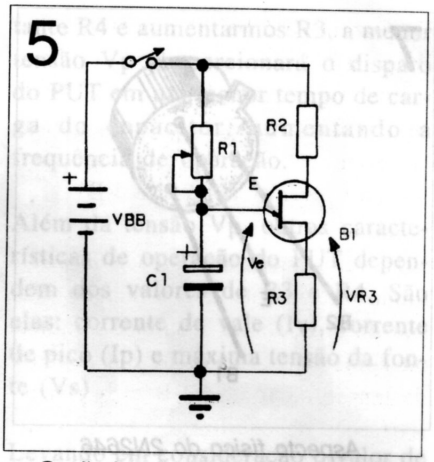
Quando S1 é fechada, o capacitor C1 inicia sua carga atráves do potenciômetro R1.

Assim que a tensão sobre C1 atinge o valor de Vp do UJT ele dispara, e a resistência entre os terminais E e B1 diminui muito, como estudamos antes.

A condução do diodo interno e a significativa redução da resistência RB1 faz com que o capacitor se descarregue atravé do UJT e do resistor R3 (que via de regra tem um valor muito baixo).

A tensão do capacitor rapidamente diminui até o valor de Vv do UJT, fazendo com que ele seja desligado (sai da condução).

Fora da condução, a resistência de emissor volta a ser altíssima, e o capacitor começa a se carregar navamente, até que Vp seja outra vez alcançado, provocando novo disparo

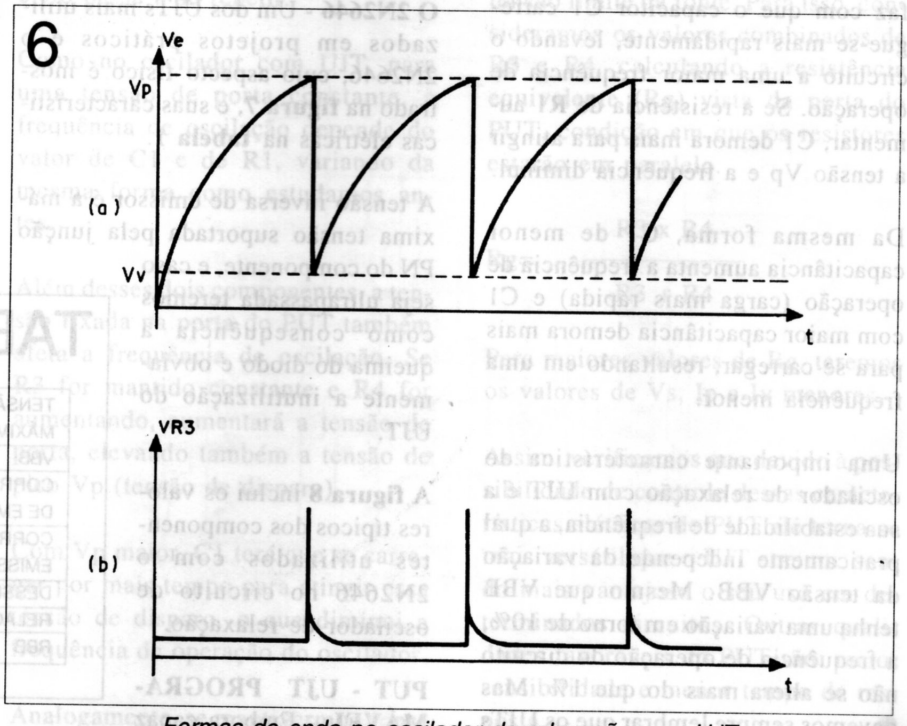


Oscilador de relaxação com UJT

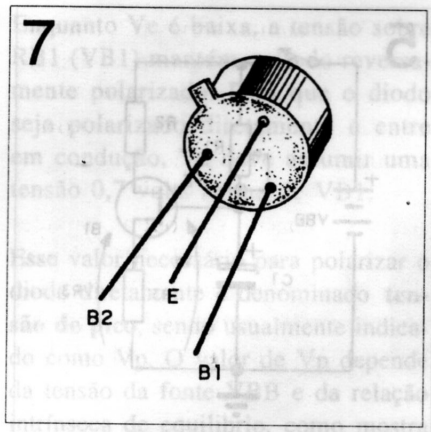
do UJT e ocorrendo nova descarga do capacitor.

Este ciclo continua, com a tensão sobre C1 subindo lentamente até Vp e decaindo rapidamente até Vv, assumindo uma forma de onda dente-de-serra, que depois do primeiro disparo varia entre Vv e Vp (**figura 6a**).

A cada disparo do UJT, o capacitor C1 se descarrega sobre R3, provocando pulsos momentâneos de corrente que causam uma forma de onda de tensão pulsada sobre R3 (VR3),



Formas de onda no oscilador de relaxação com UJT



Aspecto físico do 2N2646

como nos mostra a **figura 6b**.

Os pulsos gerados são muito estreitos ou agudos e a tensão mínima nunca cai completamente a zero, devido a uma pequena corrente que circula pelo UJT mesmo fora do disparo, já que a pastilha de material tipo N comporta-se como um material resistivo (com resistência entre 5k ohms e 15 k ohms, conforme já dissemos).

A frequência de oscilação depende dos valores de R1 e C1. Fazendo R1 ajustável (trim-pot ou potenciômetro), essa frequência pode ser controlada. R1 com menor resistência, faz com que o capacitor C1 carregue-se mais rapidamente, levando o circuito a uma maior frequência de operação. Se a resistência de R1 aumentar, C1 demora mais para atingir a tensão Vp e a frequência diminui.

Da mesma forma, C1 de menor capacitância aumenta a frequência de operação (carga mais rápida) e C1 com maior capacitância demora mais para se carregar, resultando em uma frequência menor.

Uma importante característica do oscilador de relaxação com UJT é a sua estabilidade de frequência, a qual praticamente independe da variação da tensão VBB. Mesmo que VBB tenha uma variação em torno de 10%, a frequência de operação do circuito não se altera mais do que 1%. Mas devemos sempre lembrar que os UJTs servem exclusivamente para operarem na faixa de frequências de áudio, ou seja, não alcançam frequências acima de algumas dezenas de quilohertz.

O resistor R1 pode ter valores tão pequenos como 4k7 e tão grandes como 1M ohms, sendo que o uso de um potenciômetro possibilita, com um único capacitor fixo para C1, variar a frequência numa largura de faixa de até 220/1.

A aplicação mais tradicional para a forma de onda pulsada sobre R3 do circuito da **figura 5** é no disparo de SCRs ou TRIACs, aplicando-se esses pulsos ao "gate" dos tiristores.

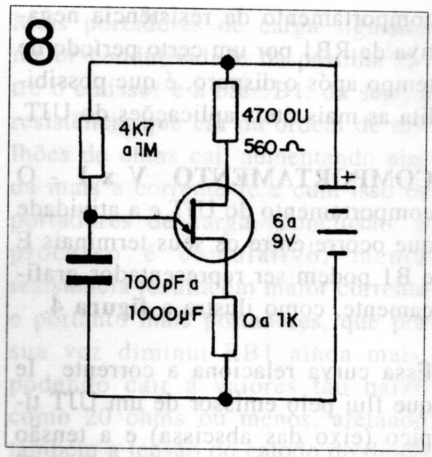
Existem ainda outras aplicações onde o UJT não opera como oscilador. Por exemplo, sobre comando de um sinal de entrada, ele pode constituir um elemento biestável (de dois estados) e chave, comutando entre seus estados ligado e desligado (cortado e disparado), conforme o sinal aplicado ao emissor. Outra aplicação é como divisor de tensão controlado.

O 2N2646 - Um dos UJTs mais utilizados em projetos práticos é o 2N2646, cujo aspecto físico é mostrado na **figura 7**, e suas características elétricas na **tabela 1**.

A tensão inversa de emissor é a máxima tensão suportada pela junção PN do componente, e caso seja ultrapassada teremos como consequência a queima do diodo e obviamente a inutilização do UJT.

A **figura 8** inclui os valores típicos dos componentes utilizados com o 2N2646 no circuito de oscilador de relaxação.

PUT - UJT PROGRAMÁVEL - Embora capaz de atuar da mesma forma, o PUT (Programmable Unijunction Transistor) não é construido como o UJT comum. Ele possui quatro camadas semicondutoras e tem três terminais, denominados catodo, anodo e porta (**figura 9**), tal como os SCRs.



Valores típicos no oscilador de relaxação com 2N2646

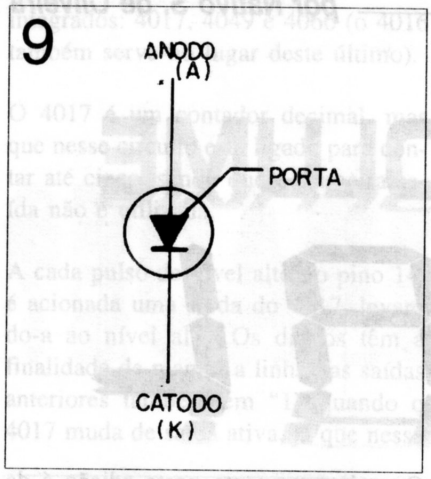
A diferença principal entre o UJT e o PUT fica por conta da tensão de pico (Vp), que no PUT é controlável, podendo ser "programada" externamente. No UJT, como vimos, para uma mesma tensão VBB, a tensão Vp tem seu valor fixo, não podendo ser definida externamente, já que depende da relação intrínseca do componente.

O anodo e o catodo do PUT são usados da mesma forma que os terminais E e B1 do UJT, com o anodo sempre ficando positivo em relação ao catodo.

TABELA 1

TENSÃO INVERSA MÁXIMA DE EMISSOR	30V
VBB	35V
CORRENTE DE PICO DE EMISSOR	2A
CORRENTE EFICAZ DE EMISSOR (MÁXIMA)	50mA
DESSIPAÇÃO MÁXIMA	300mW
RELAÇÃO INTRÍNSECA	0,56 a 0,75
RBB	4,7 a 9,1kohms

Características do 2N2646

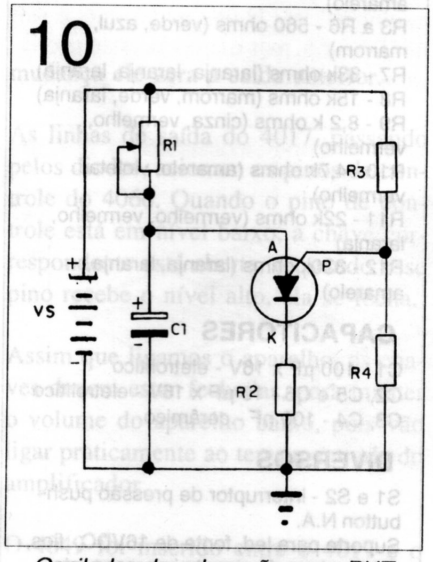


Aspecto físico do 2N2646

Como o UJT, o PUT também tem uma região de resistência negativa entre os pontos de pico e vale após o disparo e as caracteristicas V x I entre os terminais de anodo e catodo são idênticas às dos terminais E e B1.

O valor de Vp do PUT depende da tensão entre a porta e o catodo, com a porta sempre positiva em relação ao catodo.

A **figura 10** mostra um circuito oscilador de relaxação com PUT, que produz as mesmas formas de ondas mostradas na **figura 6** para o oscilador de relaxação com UJT comum.



Oscilador de relaxação com PUT

A tensão de programação do PUT (tensão entre a porta e o catodo) é fixada pelo divisor resistivo formado por R3 e R4, sendo a própria tensão sobre R4 de valor bastante baixo.

A tensão de anodo é a desenvolvida como carga do capacitor C1, que tem sua corrente de carga proveniente da fonte de alimentação Vs através de R1.

O PUT se mantém no seu estado desligado ou de não condução enquanto a tensão de C1 não atinge a tensão de 0,7V acima da tensão de porta. Atingindo a tensão Vp (igual a tensão sobre R4 somada a 0,7V) ocorre o seu disparo.

Com o disparo, o capacitor C1 se descarrega pelos terminais de anodo e catodo e através de R2, produzindo nesse resistor os pulsos equivalentes aos produzidos pelo UJT comum em R3 do circuito da **figura 5** (forma de onda vista na **figura 6b**).

Com a descarga, a tensão sobre C1 chega ao valor da tensão de vale (Vv) do PUT, o dispositivo se desliga e o ciclo passa a se repetir.

Como no oscilador com UJT, para uma tensão de porta constante, a frequência de oscilação depende do valor de C1 e de R1, variando da mesma forma como estudamos antes.

Além desses dois componentes, a tensão fixada na porta do PUT também afeta a frequência de oscilação. Se R3 for mantido constante e R4 for aumentando, aumentará a tensão de porta, elevando também a tensão de pico Vp (tensão de disparo).

Com Vp maior, C1 terá que se carregar por mais tempo para atingir essa tensão de disparo, o que diminui a frequência de operação do oscilador.

Analogamente, se mantivermos constante R4 e aumentarmos R3, a menor tensão Vp proporcionará o disparo do PUT em um menor tempo de carga do capacitor, aumentando a frequência de operação.

Além da tensão Vp, outras características de operação do PUT dependem dos valores de R3 e R4. São elas: corrente de vale (Iv), corrente de pico (Ip) e máxima tensão da fonte (Vs) .

Levando em consideração o valor de Vs, podemos ajustar a relação entre R3 e R4 de modo a fixar qualquer Vp específico desejado. Devemos frisar no entanto, que é a relação de R3 e R4 que determina Vp, e não seus valores individuais.

Já as correntes Ip (corrente de pico) e Iv (corrente de vale) do PUT são dependentes do valor real de cada resistor, além é claro da tensão Vs da fonte. A relação entre os valores dessas correntes e o divisor de tensão resistivo é um tanto complexa, mas pode ser simplificada se o objetivo for apenas ter uma noção do comportamento das correntes e da tensão limite da fonte. Para isso, consideramos os valores combinados de R3 e R4, calculando a resistência equivalente (Rg) vista da porta do PUT, condição em que os resistores estarão em paralelo.

$$Rg = \frac{R3 \times R4}{R3 + R4}$$

Para maiores valores de Rg, teremos os valores de Vs, Ip e Iv menores.

Assim, verificamos que devido à possibilidade de controle dessas características elétricas do PUT ele torna-se mais versátil que o UJT comum, sendo mais vantajoso o seu uso em determinados circuitos. Outras qualidades favoráveis do PUT são: maior sensibilidade e menor tempo de resposta. ●

por Nativo S. de Oliveira

CONTROLE DE VOLUME DIGITAL

Em cada edição da **ELÉCTRON**, reservamos um espaço para divulgar os projetos dos leitores aficcionados pela eletrônica. A escolha dos circuitos a serem publicados fica a critério de nossa equipe técnica, estando a revista desobrigada de publicar qualquer projeto que julgue não atender a finalidade da mesma. Consideramos a originalidade, inovação e aplicação do projeto, e não sua complexidade ou extensão.
O circuito deve vir acompanhado de uma descrição de funcionamento e da lista completa de material, não havendo limites no número de páginas.
Os leitores que tiverem seus projetos publicados serão contemplados com uma assinatura de 6 números da revista e dois livros de eletrônica. Participe!

O projeto proposto nesta edição é de um circuito de controle de volume digital, utilizando circuitos integrados fáceis de se conseguir mesmo longe dos grandes centros.

O CIRCUITO - O circuito completo, visto na **figura 1**, utiliza três circuitos

1

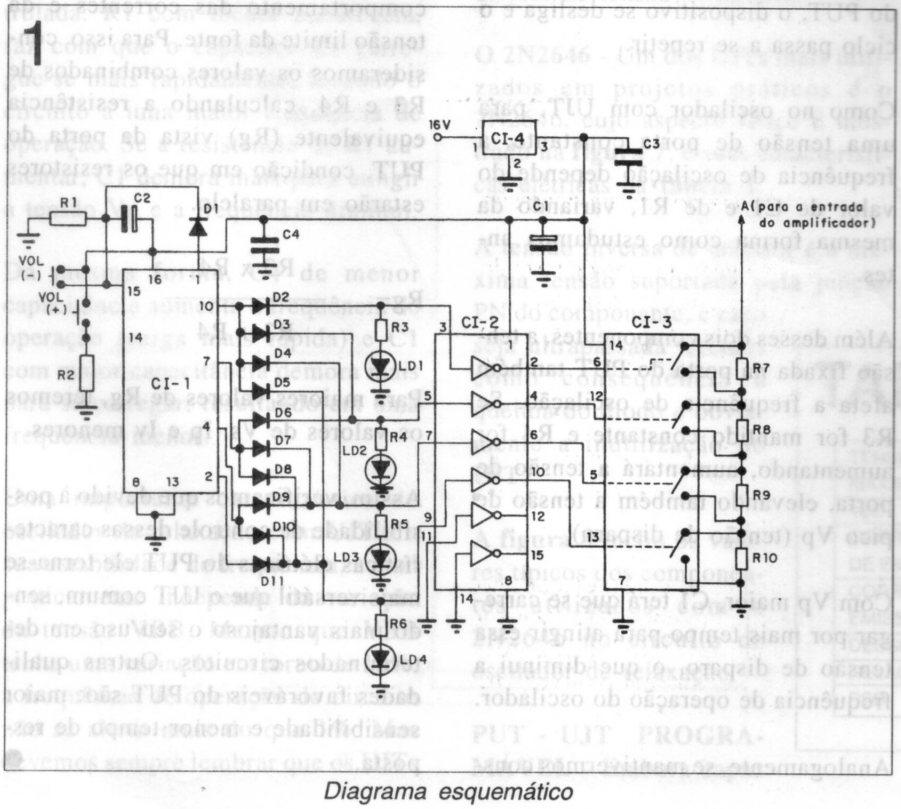


Diagrama esquemático

LISTA DE MATERIAL

SEMICONDUTORES

CI1 - 4017 - contador decimal
CI2 - 4049 - seis inversores
CI3 - 4066 ou 4016 - chave analógica
CI4 - 7812 - regulador positivo de 12V
D1 a D11 - 1N4148 - diodo de uso geral
LD1 a LD4 - led vermelho de 5 mm

RESISTORES (1/8W x 5%)

R1 - 10k ohms (marrom, preto, laranja)
R2 - 470k ohms (amarelo, violeta, amarelo)
R3 a R6 - 560 ohms (verde, azul, marrom)
R7 - 33k ohms (laranja, laranja, laranja)
R8 - 15k ohms (marrom, verde, laranja)
R9 - 8,2 k ohms (cinza, vermelho, vermelho)
R10 - 4,7k ohms (amarelo, violeta, vermelho)
R11 - 22k ohms (vermelho, vermelho, laranja)
R12 - 330k ohms (laranja, laranja, amarelo)

CAPACITORES

C1 - 100 µF x 16V - eletrolítico
C2, C5 e C6 - 10 µF x 16V - eletrolítico
C3, C4 - 100 nF - cerâmico

DIVERSOS

S1 e S2 - interruptor de pressão push-button N.A.
Suporte para led, fonte de 16VDC, fios, solda, placa de circuito impresso, etc..

integrados: 4017, 4049 e 4066 (o 4016 também serve no lugar deste último).

O 4017 é um contador decimal, mas que nesse circuito está ligado para contar até cinco, sendo que a primeira saída não é utilizada.

A cada pulso de nível alto no pino 14, é acionada uma saída do 4017, levando-a ao nível alto. Os diodos têm a finalidade de manter a linha das saídas anteriores também em "1" quando o 4017 muda de saída ativa, já que nessa mudança ele zera a saída anterior.

As linhas de saída do 4017, passando pelos diodos, acionam os pinos de controle do 4066. Quando o pino de controle está em nível baixo, a chave correspondente está aberta, e quando esse pino recebe o nível alto, ela se fecha.

Assim que ligamos o aparelho, as chaves devem estar fechadas, para manter o volume do aparelho baixo, pois vão ligar praticamente ao terra a entrada do amplificador.

O 4049 foi inserido entre o 4017 e o 4066 justamente para manter os pinos 13, 5, 12 e 6 do 4066 em nível alto (chaves fechadas), já que o 4017 inicialmente terá todas as saídas em nível baixo.

Assim, a cada toque na chave de controle de volume (+) , a saída em nível alto do 4017 abre uma ou mais chaves do 4066, tornando a resistência mais alta e, consequentemente, desviando menos sinal da entrada do amplificador para o terra.

Na redução de volume, a tecla volume (-) está ligada ao pino de reset do 4017, fazendo com que essa diminuição não seja lenta, e sim brusca, indo direto para o volume mínimo, como no início.

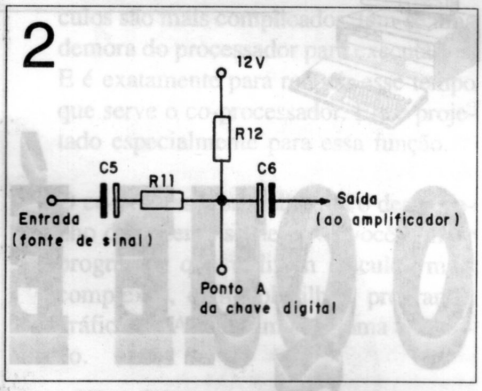
Os resistores das chaves podem ser mudados de valores, com razão de 1/2 de um para outro.

Acresecentamos às considerações do autor, que o ponto onde será ligada a chave de controle digital no amplificador deve ter um certo nível DC para evitar distorções, e além disso, uma certa resistência série, que pode ser até mesmo a própria impedância de saída de um estágio anterior de pré-amplificação. Na dúvida, para utilizar a chave digital entre qualquer fonte de sinal, na entrada de qualquer amplificador de potência, sugerimos passar o sinal de áudio pelo circuito da **figura 2**.

O lay-out da placa de circuito impresso da **figura 3** já inclui esse circuito, cujos componentes poderão ser incluidos caso o leitor julgue ser vantajoso.

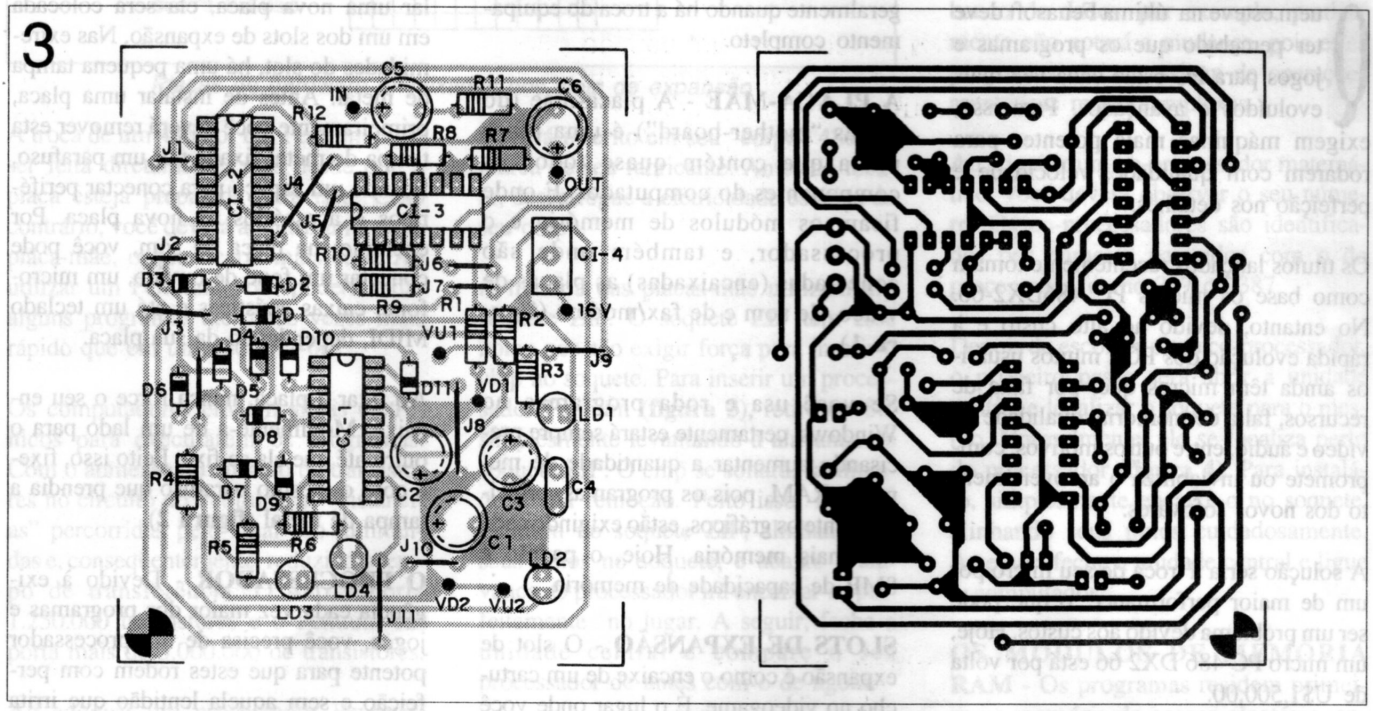
É importante não esquecer de interligar os terras dos dois circuitos (da chave digital e do amplificador a ter o volume controlado). ●

2

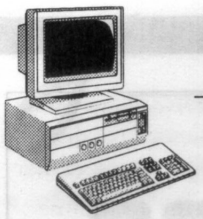


Nível DC para o sinal de aúdio

3



Lay-out da placa de circuito impresso



INFORMÁTICA

por Ricardo Matsumoto

O QUE É UM UPGRADE?

Quem esteve na última Fenasoft deve ter percebido que os programas e jogos para PC estão cada vez mais evoluídos e avançados. Para isso, exigem máquinas mais potentes para rodarem com qualidade, velocidade e perfeição nos detalhes.

Os títulos lançados recentemente tomam como base os micros PC 486DX2-66. No entanto, devido ao alto custo e à rápida evolução dos PCs, muitos usuários ainda têm micros que, por falta de recursos, falta de memória, qualidade de vídeo e áudio, entre outros motivos, compromete ou inviabiliza o aproveitamento dos novos softwares.

A solução seria a troca de seu micro por um de maior performance, o que pode ser um problema devido aos custos. Hoje, um micro PC 486 DX2 66 está por volta de U$1.500,00.

Outra solução seria melhorar a performance do seu micro ou fazer um upgrade, atualizando o processador, hard disk, placa de vídeo ou acrescentando memória RAM.

Alguns computadores podem apresentar problemas na hora de fazer um upgrade. Por isso, é importante saber se o seu micro permite as alterações desejadas. Em caso de dúvidas, consulte um técnico experiente e de sua confiança para obter as informações necessárias.

Existem diversas formas de atualizar um microcomputador. A vantagem de se fazer um upgrade é a possibilidade de fazê-lo aos poucos, sem gastar muito dinheiro de uma só vez, como ocorre geralmente quando há a troca do equipamento completo.

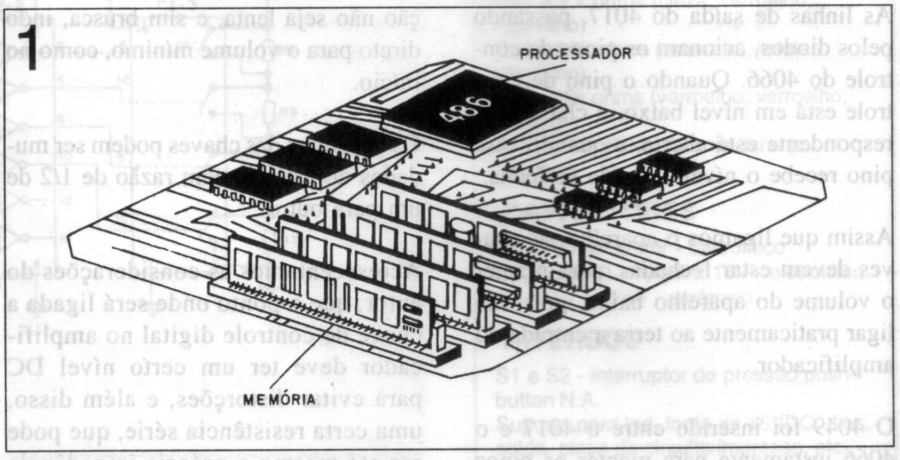
A PLACA-MÃE - A placa-mãe (do inglês "mother-board") é uma placa plana que contém quase todos os componentes do computador. É onde ficam os módulos de memória e o processador, e também onde são conectadas (encaixadas) as placas de vídeo, de som e de fax/modem (**figura 1**).

Se você usa e roda programas no Windows, certamente estará sempre precisando aumentar a quantidade de memória RAM, pois os programas, principalmente os gráficos, estão exigindo cada vez mais memória. Hoje, o padrão é 8MB de capacidade de memória.

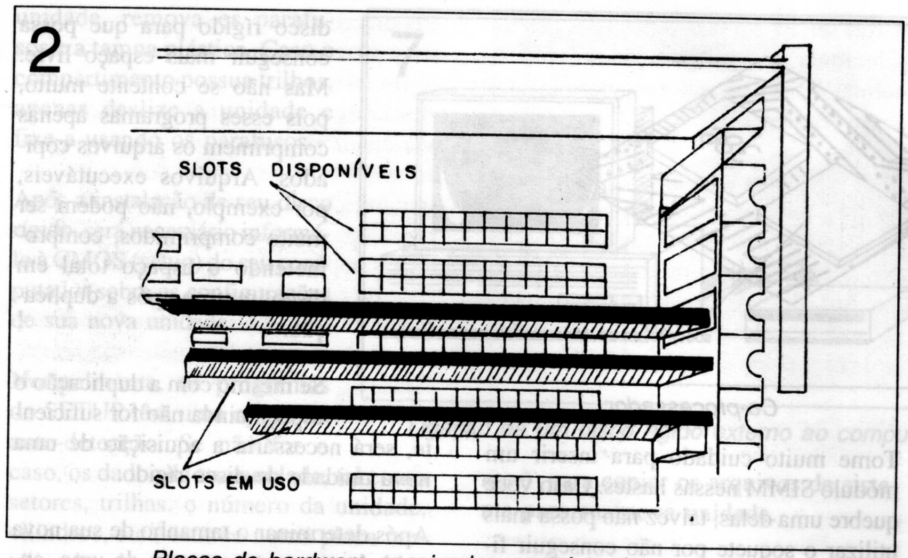
SLOTS DE EXPANSÃO - O slot de expansão é como o encaixe de um cartucho no videogame. É o lugar onde você irá encaixar diferentes placas de hardware, como uma placa de fax/modem ou uma placa de som. Ao instalar uma nova placa, ela será colocada em um dos slots de expansão. Nas extremidades do slot, há uma pequena tampa de metal. Antes de instalar uma placa, primeiramente você deverá remover esta tampa de metal fixada por um parafuso, ficando um espaço para conectar periféricos e acessórios na nova placa. Por exemplo: na placa de som, você pode conectar um fone de ouvido, um microfone, caixas acústicas e até um teclado MIDI, dependendo da sua placa.

Ao fixar a placa, nunca force o seu encaixe. Movimente-a de um lado para o outro até que ela se fixe. Feito isso, fixe-a com o mesmo parafuso que prendia a tampa de metal (**figura 2**).

O PROCESSADOR - Devido à exigência cada vez maior dos programas e jogos, você precisa de um processador potente para que estes rodem com perfeição e sem aquela lentidão que irrita qualquer um. Hoje, o mínimo é um 486DX2-66, mas muitos já estão aderindo ao Pentium.



Mother board - a base do computador



Placas de hardware encaixadas nos slots de expansão

A troca de um 486 por um Pentium pode ser feita diretamente, mas desde que a placa esteja preparada para isso. Caso contrário, você deverá adquirir uma nova placa-mãe, o que ficaria mais caro. Ao utilizar um Pentium, você poderá rodar alguns programas até cinco vezes mais rápido que em um 486DX2-66!

Os computadores enviam sinais eletrônicos para executarem os programas. Com o aumento do número de transistores no circuito do Pentium, as "distâncias" percorridas pelo sinal são diminuídas e, conseqüentemente, reduzido o tempo de transferência. O 486 suporta 1.250.000 transistores e o Pentium suporta mais de 3.000.000 de transistores.

Ao adquirir um processador Pentium, para instalá-lo, primeiramente desligue o computador (retire-o da tomada) e abra a unidade central.

Localize o processador, provavelmente ele terá inscrito em seu "corpo" 486 e a marca de seu fabricante. Antes de tocá-lo, descarregue a eletricidade estática de seu corpo.

A maioria das placas-mãe utilizam um soquete ZIF. O soquete ZIF tem esse nome por não exigir força para inserir o chip no soquete. Para inserir um processador Pentium (**figura 3**), retire o 486, simplesmente levantando a alavanca do soquete ZIF. O chip se soltará, facilitando a sua remoção. Feito isso, insira o Pentium no soquete ZIF, alinhando os seus pinos no soquete, e abaixe a alavanca. O processador irá encaixar-se perfeitamente no lugar. A seguir, feche a unidade central e compare o seu processador de antes com o de agora.

O CO-PROCESSADOR - O co-processador matemático é um circuito integrado que realiza mais rapidamente cálculos aritméticos. A CPU realiza apenas cálculos simples. Quando os cálculos são mais complicados, têm-se uma demora do processador para executá-los. E é exatamente para reduzir esse tempo que serve o co-processador. Ele é projetado especialmente para essa função.

O co-processador melhorará o desempenho do sistema somente se você utilizar programas que utilizem cálculos mais complexos, como planilhas, programas gráficos, CAD ou um programa científico.

Mas, por outro lado, se você utiliza apenas um editor de textos e um sistema de banco de dados, por exemplo, praticamente não notará a mudança, pois estes programas não necessitam de operações aritméticas muito complexas.

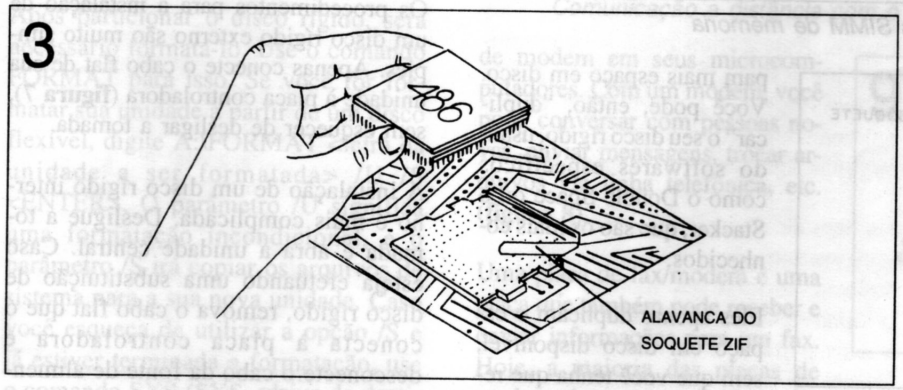
Ao adquirir um co-processador matemático, você deverá observar o seu número. Os co-processadores são identificados por números parecidos com o do processador, como 287 ou 387.

Depois de escolher o seu co-processador, o primeiro passo será abrir a unidade central e localizar o soquete para o mesmo. Normalmente, ele se localiza perto do processador (**figura 4**). Para instalá-lo, simplesmente encaixe-o no soquete, alinhando seus pinos cuidadosamente. A seguir, feche a unidade central e ligue o computador.

OS MÓDULOS DE MEMÓRIA RAM - Os programas residem primeiro na memória de acesso aleatório, antes de serem executados. Hoje, os programas estão cada vez mais poderosos e exigindo cada vez mais quantidade de memória RAM (Random Access Memory).

Se você utiliza o Windows, que é um ambiente multitarefa, poderá executar muitos programas ao mesmo tempo, até que o computador fique "sem memória". Ao ficar sem memória, o computador irá utilizar o disco rígido como memória, chamado de SWAP FILE, ou arquivo de troca. Mas, como o acesso ao disco rígido é mais lento do que à memória, o sistema como um todo torna-se mais lento.

Hoje é necessário o mínimo de 8MB



Soquete ZIF

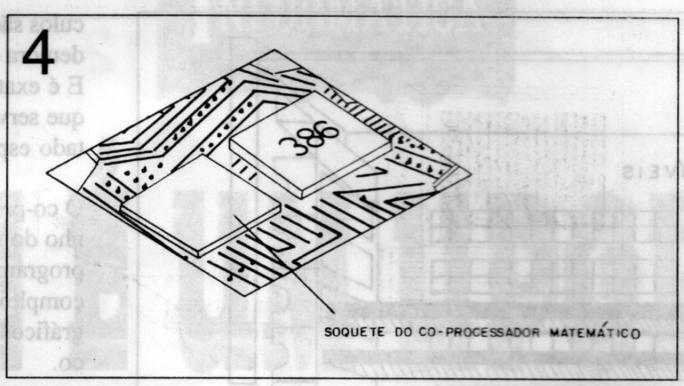
RAM, sendo 16MB o ideal para a maioria das aplicações.

Existem equipamentos onde você pode assistir TV ou ouvir rádio. Para que isso seja possível, você precisará de muita memória, além das placas específicas.

O computador utiliza soquetes SIMM (Single In line Memory Module) de memória RAM (**figura 5**). Os módulos SIMM são vendidos em vários modelos: de 1MB, 2MB, 4MB, etc..

Na maioria das vezes, a memória SIMM deve ser compatível com a que está no seu sistema. Se você estiver utilizando apenas módulos de 1MB, deverá continuar instalando apenas módulos de 1MB. Mas se o seu sistema suportar módulos maiores, certamente você irá querer substituir os antigos, de menor capacidade, por novos de maior capacidade.

Para instalar módulos SIMM você deve utilizar um soquete livre. Nas extremidades do soquete, existem pequenas hastes que prendem a memória (**figura 6**).

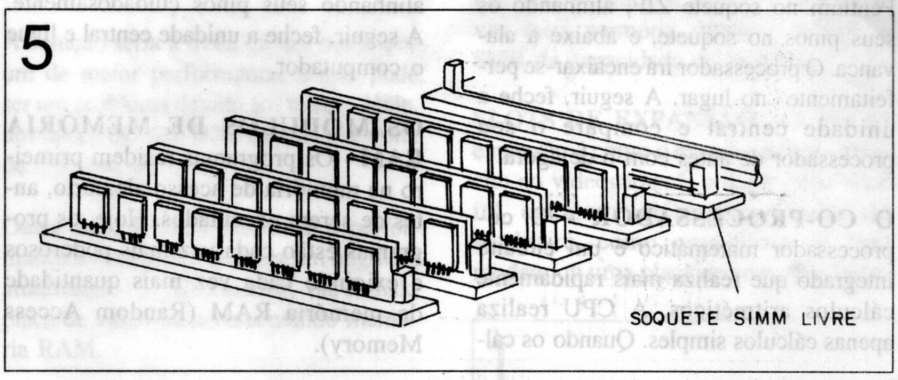


Co-processador

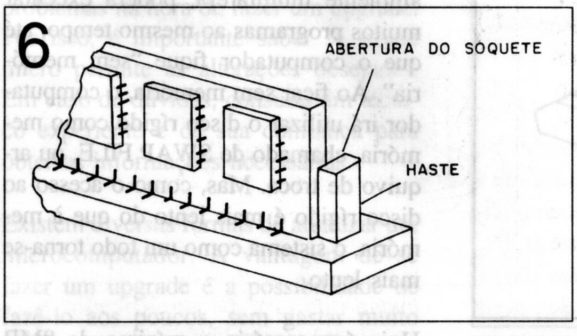
Tome muito cuidado para inserir um módulo SIMM nessas hastes. Caso você quebre uma delas, talvez não possa mais utilizar o soquete por não conseguir fixar o módulo no local. Resultado: além desse soquete não poder ser usado, você também não poderá usar um outro soquete, pois eles ficam interligados e em muitos casos isto não tem conserto.

Se você decidir instalar um módulo SIMM, insira o módulo inclinadamente e coloque-o na vertical, fixando-o nas hastes.

O DISCO RÍGIDO - Hoje, os programas estão muito melhores e mais fáceis de usar. Em conseqüência disso, ocupam mais espaço em disco. Você pode, então, "duplicar" o seu disco rígido, usando softwares específicos como o Double Space ou o Stacker, que são os mais conhecidos.



Soquetes com módulos SIMM de mémoria



Fixação de um módulo SIMM em seu soquete

Eles apenas duplicam o espaço em disco disponível, sem que você tenha que remover os arquivos de seu disco rígido para que possa conseguir mais espaço livre. Mas não se contente muito, pois esses programas apenas comprimem os arquivos copiados. Arquivos executáveis, por exemplo, não podem ser muito comprimidos, comprometendo o espaço total em disco, mesmo após a duplicação.

Se mesmo com a duplicação o espaço ainda não for suficiente, será necessária a aquisição de uma nova unidade de disco rígido.

Após determinar o tamanho de sua nova unidade, ao sair à procura de uma, encontrará diversos tipos, como por exemplo IDE, SCSI ou ESDI. Estas siglas indicam como a unidade é acoplada ao computador.

IDE é o acrônimo de Integrated Drive Eletronics, onde você conecta o disco rígido à placa principal do sistema sem necessitar de um cartão controlador.

ESDI significa Enhanced Small Device Interface. Este tipo de unidade necessita de um cartão controlador para que possa ser conectada à mother board.

Finalmente, a unidade SCSI (Small Computer System Interface) requer uma placa adaptadora SCSI.

Antes de você adquirir sua nova unidade de disco, veja se ela é compatível com o seu sistema.

Os discos rígidos podem ser internos (dentro da unidade central) ou externos (conectado a uma placa controladora).

Os procedimentos para a instalação de um disco rígido externo são muito simples. Apenas conecte o cabo flat de sua unidade à placa controladora (**figura 7**), sem esquecer de desligar a tomada.

A instalação de um disco rígido interno é mais complicada. Desligue a tomada e abra a unidade central. Caso esteja efetuando uma substituição de disco rígido, remova o cabo flat que o conecta à placa controladora e desconecte o cabo da fonte de alimentação. Se estiver instalando uma nova

unidade, remova os parafusos e a tampa plástica. Caso o compartimento possua trilhos, apenas deslize a unidade e fixe-a usando os parafusos.

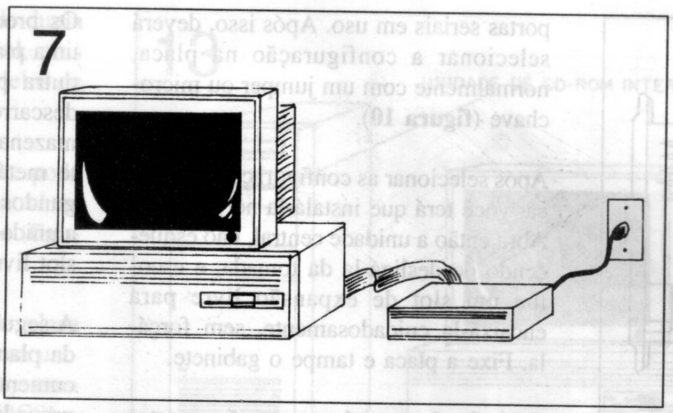
Após a instalação de seu disco rígido, será necessário informá-lo à CMOS (setup) do seu computador sobre as configurações de sua nova unidade.

Normalmente, os programas do SETUP têm uma opção de auto-detecção. Se não for o caso, os dados de sua unidade, tal como setores, trilhas, o número da unidade, cilindros, etc., estarão numa placa metálica localizada no próprio disco rígido. Caso não esteja, consulte a documentação de sua unidade para saber mais detalhes.

Depois de especificar o tipo de disco rígido à CMOS, será necessário particioná-lo. Particionar significa dividir em partições, ou partes. Para isso use o comando FDISK, do MS-DOS. Se estiver adicionando uma nova unidade, esta unidade provavelmente terá este comando. Caso esteja substituindo, será necessária a inicialização com um disco de BOOT contendo, no mínimo, os arquivos FDISK e FORMAT. Após a inicialização do sistema, execute o programa FDISK digitando A:\FDISK <ENTER>.

Selecione a opção "1-Criar partição do DOS ou uma partição lógica do DOS" e a seguir "1-Criar partição primária do DOS" e selecione a quantidade de espaço em disco que você quer reservar para uso com o MS-DOS.

Após particionar o disco rígido, será necessário formatá-lo. Use o comando FORMAT para isso. Se você for formatar sua unidade a partir de um disco flexível, digite A:\FORMAT <letra da unidade a ser formatada> /U /S <ENTER>. O parâmetro /U significa uma formatação incondicional, e o parâmetro /S irá copiar os arquivos de sistema para a sua nova unidade. Caso você esqueça de utilizar a opção /S e já estiver terminada a formatação, use o comando SYS (SYS <drive de destino>) para copiar os arquivos de sistema para sua nova unidade.



Ligação de um disco rígido externo ao computador

Se você for formatar sua unidade a partir de um outro disco rígido (unidade de C por exemplo), repita o procedimento, mas digitando: C:\FORMAT <letra da unidade a ser formatada> /S /U. Após isso, reinicialize seu sistema.

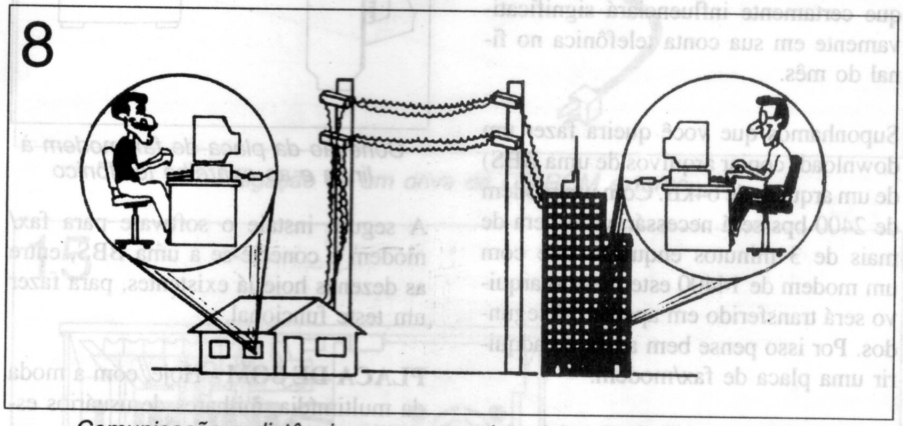
MODEM E FAX/MODEM - Com o sucesso das redes internacionais, como a Internet e a Compuserve, e para ter acesso às diversas BBSs hoje já existentes, muitos usuários estão instalando placas de modem em seus microcomputadores. Com um modem, você pode conversar com pessoas novas, enviar mensagens, trocar arquivos via linha telefônica, etc. (**figura 8**).

Uma placa de fax/modem é uma placa que também pode receber e enviar informações para um fax. Hoje, a maioria das placas de modem têm essa capacidade.

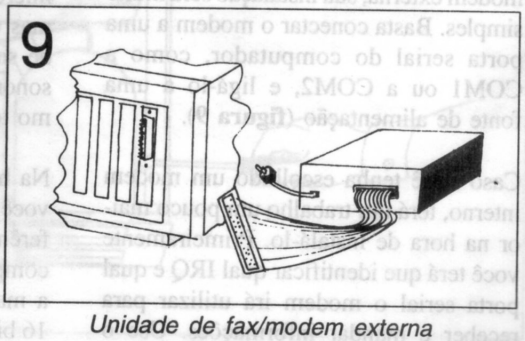
Modem é a junção de MOdulador e DEModulador. Primeiramente, no computador que envia a informação o modem transforma os sinais digitais em sinais analógicos para que possam ser transmitidos pela linha telefônica. Depois, no computador que recebe a mensagem, o modem retorna os sinais recebidos para a forma digital para que ele possa entender.

O preço por tempo que se usa o modem é o mesmo de uma chamada telefônica comum. Os modems podem ser internos ou externos, apenas se alterando em formato. O interno reside dentro da unidade central e o externo tem um gabinete próprio, mas isso não altera em nada seu funcionamento e a sua função.

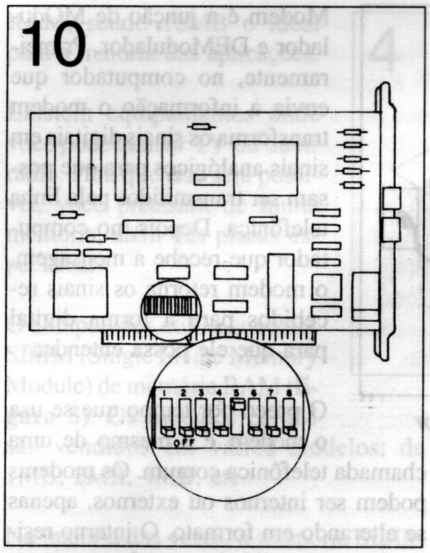
A velocidade dos modems difere muito entre um modelo e outro. Atualmente, existem modelos de 300, 1200, 2400, 9600, 14000 e até 28800 bps. Bps significa bits por segundo, que é a quantidade de informações que o computador pode transmitir a cada segundo. Mas lembre-



Comunicação a distância com o uso do modem e da linha telefônica



Unidade de fax/modem externa ao computador



Placa com micro-chaves para configuração

se que o computador trabalha com bytes, que é equivalente a 8 bits. Ou seja, um modem de 14000 bits por segundo transmite 1800 bytes por segundo.

Hoje em dia, o padrão é uma placa de fax/modem de 14400 bps. Na hora de adquirir uma placa de fax/modem, deve-se levar em consideração o tempo de espera para transferência de dados, o que certamente influenciará significativamente em sua conta telefônica no final do mês.

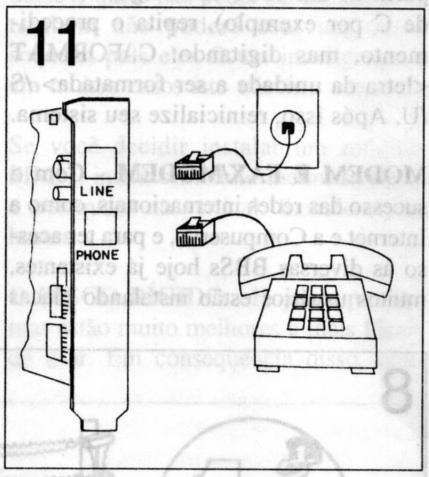
Suponhamos que você queira fazer um download (copiar arquivos de uma BBS) de um arquivo de 64kB. Com um modem de 2400 bps será necessária a espera de mais de 3 minutos enquanto que com um modem de 14400 este mesmo arquivo será transferido em apenas 30 segundos. Por isso pense bem antes de adquirir uma placa de fax/modem.

Se você optou por uma placa de fax/modem externa, sua instalação será muito simples. Basta conectar o modem a uma porta serial do computador, como a COM1 ou a COM2, e ligá-lo a uma fonte de alimentação (**figura 9**).

Caso você tenha escolhido um modem interno, terá um trabalho um pouco maior na hora de instalá-lo. Primeiramente você terá que identificar qual IRQ e qual porta serial o modem irá utilizar para receber e mandar informações. Use o comando MSD para saber os IRQs e portas seriais em uso. Após isso, deverá selecionar a configuração na placa, normalmente com um jumper ou micro-chave (**figura 10**).

Após selecionar as configurações da placa, você terá que instalá-la no gabinete. Abra então a unidade central, não esquecendo de desligá-la da tomada, e escolha um slot de expansão livre para encaixá-la cuidadosamente, sem forçá-la. Fixe a placa e tampe o gabinete.

Atrás da placa você encontrará as portas do modem para serem conectadas. Na porta identificada por Line, você deve conectar o cabo da linha telefônica e na porta Phone você pode, se quiser, conectar seu telefone (**figura 11**).



Conexão da placa de fax-modem à linha e ao aparelho telefônico

A seguir, instale o software para fax/modem e conecte-se a uma BBS, entre as dezenas hoje já existentes, para fazer um teste funcional.

PLACA DE SOM - Hoje, com a moda da multimídia, milhares de usuários estão instalando placas de som em seus micros. Antes, eram poucos os programas que podiam utilizar bem as placas de som. Agora, é possível fazer efeitos sonoros sofisticados, músicas e até mesmo tocar CDs musicais (**figura 12**).

Na hora de adquirir uma placa de som, você encontrará vários modelos. De preferência, escolha um modelo que seja compatível com a Sound Blaster, que é a mais popular, e preferencialmente de 16 bits. Há também placas de som muito sofisticadas, como a Roland.

Os procedimentos para a instalação de uma placa de som são como os de uma outra placa qualquer. Primeiramente, descarregue a eletricidade estática armazenada em seu corpo tocando na parte metálica do gabinete por alguns segundos. Desligue o cabo da tomada, abra a unidade central, e insira a placa em um slot livre, fixando-a com os parafusos.

A seguir você deverá instalar o software da placa de som. Acompanhando a documentação do conjunto, deverá vir os procedimentos necessários para isso.

Os discos que acompanham a placa normalmente vêm com os drivers para uso com o DOS ou WINDOWS.

CD-ROM - Atualmente, muitos programas estão vindo em CD, como as enciclopédias. Um CD pode conter mais de 600 MB de informações. Como as enciclopédias vêm com muitos vídeos, o que consome muito espaço, não há condições de armazená-las em disquete. Até jogos chegam a ocupar um CD inteiro, ou até mesmo mais de um CD. Hoje, já existem jogos que chegam a ocupar quatro CDs!

Quando sair à procura de uma unidade de CD-ROM, leve em conta uma série de aspectos, como o preço, a velocidade, entre outros. O principal motivo para uma grande diferença nos preços é a velocidade. Um modelo de velocidade quádrupla (600 kB/s) custará bem mais que um de velocidade dupla (300 kB/s).



Placa de som - fundamental na multimídia

Dê preferência por um modelo de dupla velocidade, ou maior, se possível, pois já estão se popularizando os modelos de quádrupla velocidade.

Outra causa é o gabinete. O drive pode ser do tipo interno à unidade central ou externo, com um gabinete próprio (**figura 13**).

Verifique também a que tipo de placa sua unidade deve se conectar. Uma unidade SCSI não poderá conectar-se a uma IDE sem uma placa adaptadora SCSI.

Caso você não tenha ainda uma placa de som, pode optar por um Kit Multimídia, que já inclui uma placa de som, uma unidade de CD-ROM e, normalmente, caixas de som e alguns softwares.

Se você optar por uma unidade de CD-ROM externa, não terá muita dificuldade em instalá-la. Basta conectar o cabo flat à placa adaptadora correspondente e em seguida instalar o software de sua nova unidade (**figura 14**).

Caso você escolha uma unidade de CD-ROM interna, terá um pouco mais de trabalho. Desligue a tomada e remova a tampa frontal de plástico do espaço reservado no gabinete (chamada de "bay") - normalmente ela é do tamanho do drive de 5 1/4. Abra a unidade central e insira sua unidade de CD-ROM no espaço reservado; fixe-a no compartimento com os parafusos (**figura 15**).

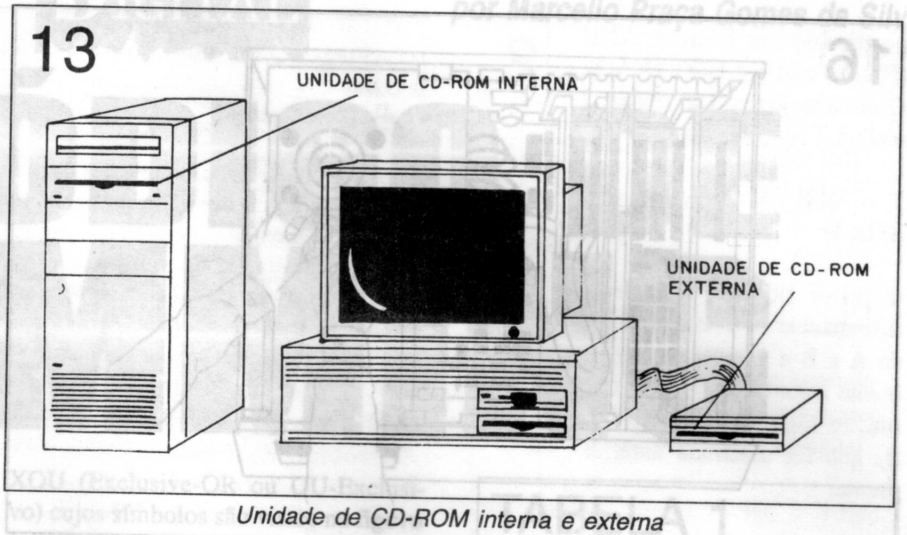
Se o seu compartimento não tiver trilhos para a colocação, você poderá adquirí-los em alguma loja especializada, ou com algum técnico especializado.

A seguir, conecte a unidade, com um cabo flat, à placa de som ou à placa adaptadora e conecte o cabo de alimentação à unidade de CD-ROM (**figura 16**). Feche o gabinete e instale o software para utilização do CD-ROM.

Junto com a unidade de CD-ROM deverão vir discos para a sua instalação e uso. Na documentação você deve ter os detalhes para que isto se faça sem nenhum problema.

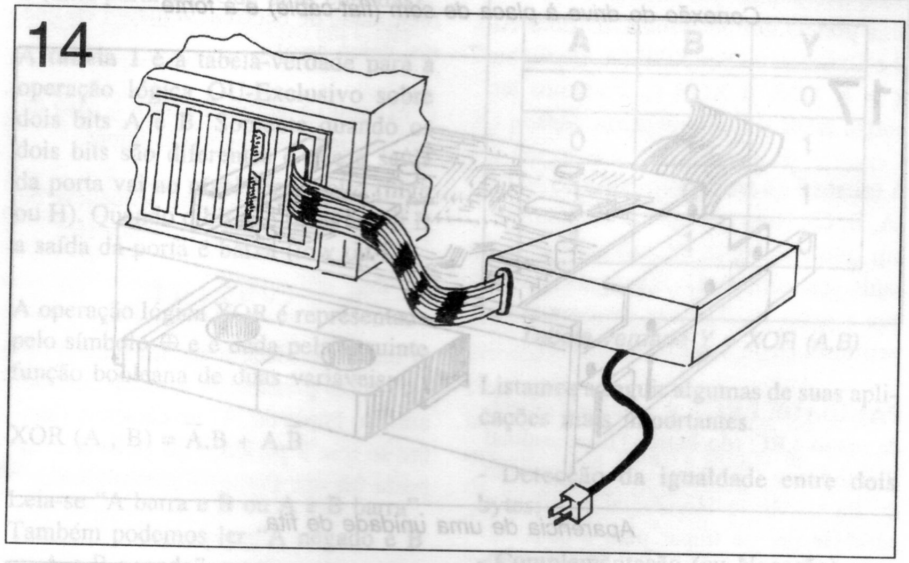
UNIDADE DE FITA - Antigamente, quando a capacidade dos discos rígidos

13



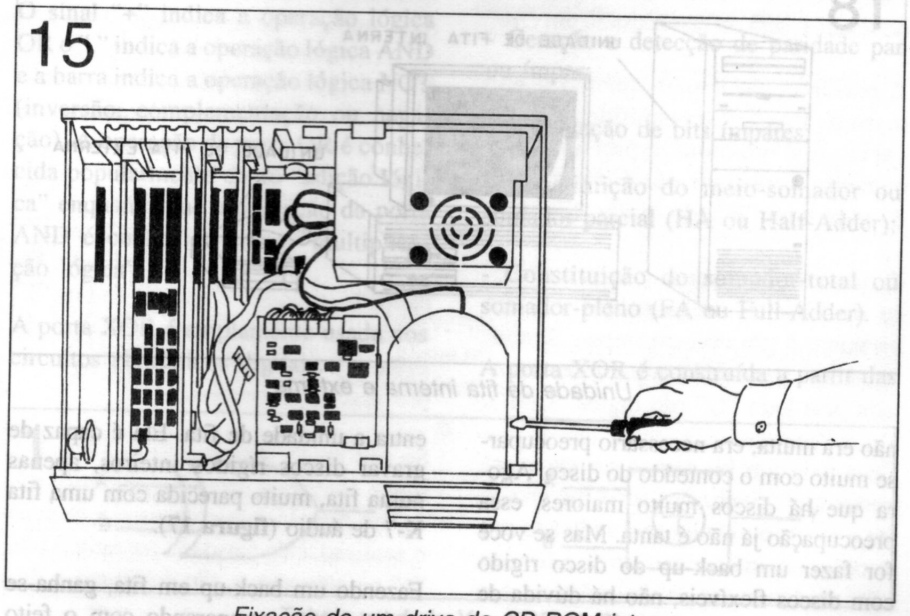
Unidade de CD-ROM interna e externa

14



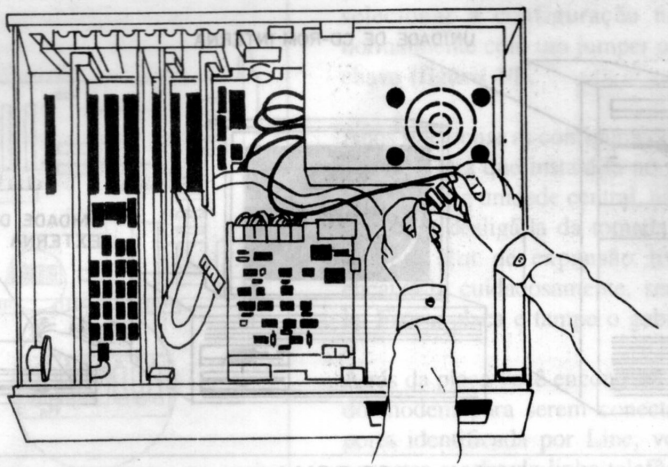
Ligação de um drive de CD-ROM externo

15



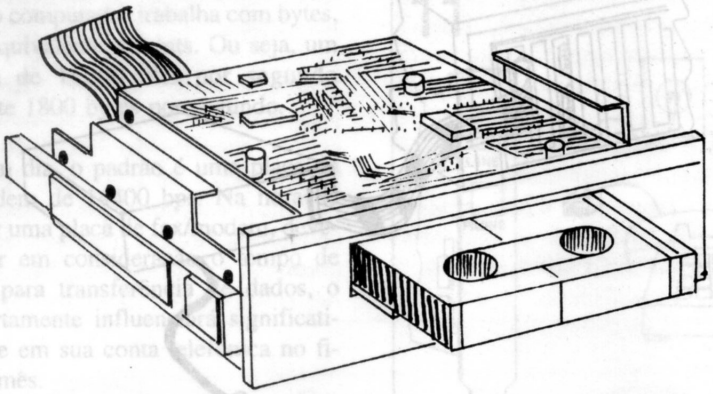
Fixação de um drive de CD-ROM interno

16



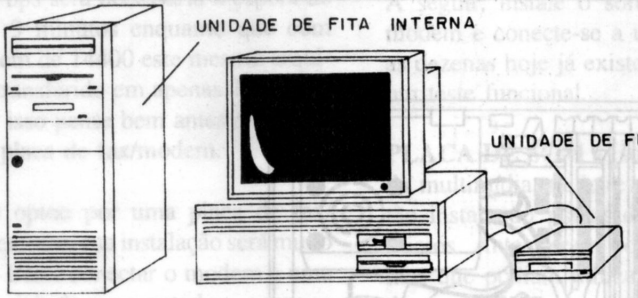
Conexão do drive à placa de som (flat-cable) e à fonte

17



Aparência de uma unidade de fita

18



Unidade de fita interna e externa

não era muita, era necessário preocupar-se muito com o conteúdo do disco. Agora que há discos muito maiores, essa preocupação já não é tanta. Mas se você for fazer um back-up do disco rígido com discos flexíveis, não há dúvida de que utilizará dezenas deles. E é aí que entra a unidade de fita. Ela é capaz de gravar discos rígidos inteiros, apenas numa fita, muito parecida com uma fita K-7 de áudio (**figura 17**).

Fazendo um back-up em fita, ganha-se muito tempo comparando com o feito em discos flexíveis, pois a velocidade das unidades de fita é muito superior à do drive comum.

As unidades de fita podem ser internas, ou externas, mudando-se apenas o formato em que se apresentam (**figura 18**).

As unidades de fita externas podem ser instaladas de três maneiras bem simples. Elas podem ser conectadas à placa controladora, a uma placa adaptadora SCSI, ou também, algumas unidades podem ser conectadas à porta paralela. Em todos os casos, apenas desligue o micro da tomada, conecte sua unidade e ligue-o.

As unidades de fita internas requerem mais trabalho para sua instalação. Primeiramente, desligue o PC retirando-o da tomada. Depois, remova a tampa de plástico ("bay") onde será colocada a unidade. A maioria das unidades de fita vêm com trilhos para colocação. Caso não venha, adquira os trilhos apropriados. Em seguida, insira a unidade no compartimento e fixe-as com os parafusos.

A unidade de fita pode conectar-se ao PC de três formas:

1) Ela pode utilizar a própria placa controladora (você terá que identificar qual a IRQ que ela irá utilizar). Para isso, conecte o cabo flat à placa controladora.

2) Pode conectar-se à placa adaptadora SCSI, bastando que se conecte o cabo flat entre a unidade e o adaptador SCSI.

3) Algumas unidades conectam-se à placa controladora do disco flexível. Para isso, você deve usar um cabo especial e a documentação que acompanha a sua unidade deverá descrever os procedimentos a seguir.

Finalmente, conecte o cabo da fonte e, feitas as duas conexões, feche a unidade central e ligue o micro.

A maioria das unidades de fita normalmente vem com um software para teste e uso. A documentação que vem com sua unidade deverá ter explicações mais detalhadas para instalação. ●

por Marcello Praça Gomes da Silva

O CÓDIGO DE HAMMING

O armazenamento e a transmissão de dados em formato digital não estão imunes à ocorrência de erros. Na transmissão de dados em formato digital não estão imunes à ocorrência de erros. Na transmissão, por exemplo, os erros podem ser causados por conexões mal feitas em cabos ou devido a fenômenos de propagação nas ligações via rádio ou via satélite (multipercursos, atenuação devido a hidrometeoros ou partículas suspensas na atmosfera, etc.)

Para minimizar estes problemas é que existem os códigos encarregados de detectar, e eventualmente, corrigir erros nos sinais digitais.

Um código de detecção de erro consegue indicar a existência de um ou mais erros presentes em uma palavra digital. Entretanto, ele não pode apontar onde tais erros ocorreram, ao longo da palavra.

A inclusão do bit de paridade (par ou ímpar) em uma palavra de N bits de informação é um exemplo de código detetor de erro ("Error Detecting Code" ou EDC). Uma vez que se tenha detectado o erro, poderemos retransmitir nossa mensagem mais uma vez.

Quando além de detectar o erro o código também aponta qual foi o bit errado, temos o chamado código de correção de erro ("Error Correcting Code" ou ECC).

Em ambos os códigos é muito utilizada a porta lógica denominada XOR ou XOU (Exclusive-OR ou OU-Exclusivo) cujos símbolos são vistos na **figura 1** (uma porta XOR de duas entradas).

A **tabela 1** é a tabela-verdade para a operação lógica OU-Exclusivo sobre dois bits A e B. Somente quando os dois bits são diferentes é que a saída da porta vai ao nível lógico alto (high ou H). Quando o bit A é igual ao bit B a saída da porta é baixa (low ou L).

A operação lógica XOR é representada pelo símbolo ⊕ e é dada pela seguinte função booleana de duas variáveis:

$$XOR\ (A\ ,\ B) = \overline{A}.B + A.\overline{B}$$

Leia-se "A barra e B ou A e B barra". Também podemos ler "A negado e B ou A e B negado".

O sinal "+" indica a operação lógica OR o "." indica a operação lógica AND e a barra indica a operação lógica NOT (inversão, complementação ou negação). A operação da porta OR é conhecida popularmente como "adição lógica" enquanto que a operação da porta AND é conhecida como "multiplicação lógica".

A porta XOR é amplamente usada nos circuitos eletrônicos digitais.

TABELA 1

A	B	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Tabela verdade Y = XOR (A,B)

Listamos a seguir algumas de suas aplicações mais importantes.

- Detecção da igualdade entre dois bytes;

- Complementação (ou Negação) controlada;

- Geração e detecção de paridade par ou ímpar;

- Verificação de bits ímpares;

- Constituição do meio-somador ou somador-parcial (HA ou Half-Adder);

- Constituição do somador-total ou somador-pleno (FA ou Full-Adder).

A porta XOR é construída a partir das

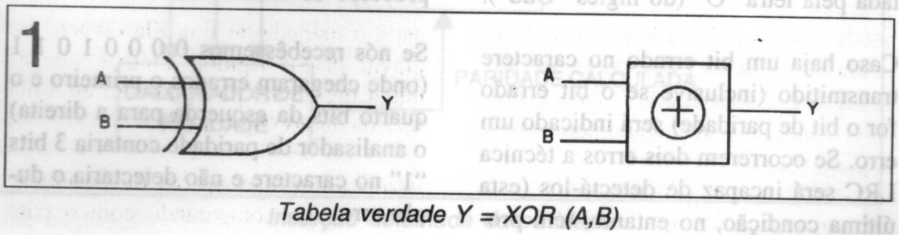
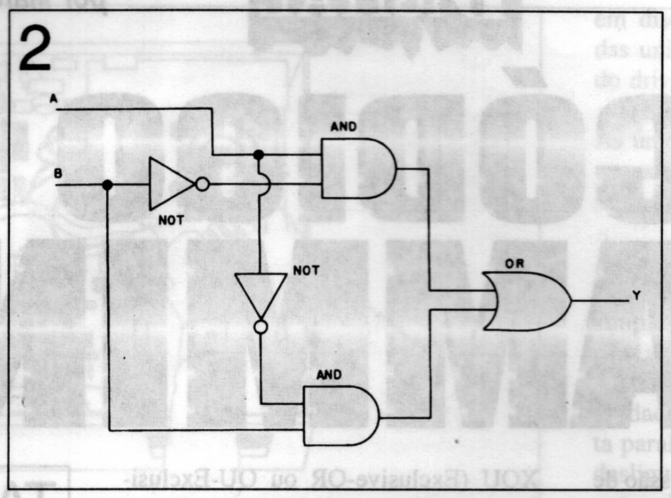


Tabela verdade Y = XOR (A,B)

portas lógicas básicas AND (E), OR (OU) e NOT (NÃO). O circuito lógico da **figura 2** realiza a função lógica XOR.

Y = XOR (A , B) ou Y = A XOR B

O leitor poderá facilmente acompanhar os sinais de entrada A e B e concluir que realmente a saída é dada por uma função lógica tipo XOR (A , B) que foi mostrada anteriormente.



Circuito lógico XOR

Caso tivéssemos, por exemplo, uma porta XOR de 3 entradas (ditas A, B e C) teríamos Y = XOR (A, B , C) ou Y = A XOR B XOR C. Podemos ter portas XOR de múltiplas entradas.

A **tabela 2** é a tabela-verdade para XOR (A, B, C). Note que apenas se tivermos um número ímpar de bits 1 é que a saída será alta (= 1). É por essa razão que a porta XOR é dita ser uma porta verificadora de bits ímpares.

PARIDADE LRC - A técnica conhecida como LRC (do inglês "Longitudinal Redundancy Checking" ou "Checagem de Redundância Horizontal") utiliza a paridade par ou ímpar para a detecção de erros. No receptor, a palavra digital é analisada e, de acordo com a paridade do sistema, será ou não acusado um erro.

A paridade par ocorre quando o número de bits "1" transmitidos em um caractere é um número par. Simbolicamente a paridade par é representada pela letra "E" (do inglês "Even").

Paridade ímpar ocorre quando o número de bits "1" transmitidos em um caractere é um número ímpar. Simbolicamente a paridade ímpar é representada pela letra "O" (do inglês "Odd").

Caso haja um bit errado no caractere transmitido (inclusive se o bit errado for o bit de paridade) será indicado um erro. Se ocorrerem dois erros a técnica LRC será incapaz de detectá-los (esta última condição, no entanto, tem probabilidade de ocorrência menor do que um único erro).

O exemplo a seguir ilustrará o caso de um sistema com paridade ímpar.

Inicialmente temos uma seqüência de 7 bits de informação, os quais são:

1 0 0 1 1 0 1

O bit de paridade a ser incluído é "1" pois então passaremos a contar com um número ímpar de "1" no caractere (lembre-se que a paridade do sistema é suposta ímpar). Portanto transmitiremos:

1 0 0 1 1 0 1 1

O último bit da direita é o bit de paridade ímpar (odd parity bit).

No receptor, digamos que tenha sido recebido o seguinte caractere:

1 0 0 0 1 0 1 1

onde o quarto bit da esquerda para a direita chegou errado. O analisador de paridade irá contar o número de bits "1" do caractere (= 4) e como a paridade do sistema é ímpar, ele acusa um erro no processo de transmissão.

Se nós recebêssemos 0 0 0 0 1 0 1 1 (onde chegaram errados o primeiro e o quarto bits da esquerda para a direita) o analisador de paridade contaria 3 bits "1" no caractere e não detectaria o duplo erro.

Desta forma, a paridade LRC somente pode detectar um número ímpar de erros de bit no caractere transmitido.

A **tabela 3** mostra a tabela-verdade da paridade par em uma palavra digital de quatro bits (A3 A2 A1 A0).

A **tabela 4** mostra a tabela-verdade da paridade ímpar em uma palavra digital de quatro bits (A3 A2 A1 A0).

A **figura 3** mostra o bloco de inserção de paridade LRC. Este bloco vai calcular inicialmente a paridade (par ou ímpar) da seqüência original dos dados. Logo após, ele insere o bit de paridade naquela seqüência.

A **figura 4** mostra, mais detalhadamente, como é feito o cálculo e a inserção da paridade LRC. Os dados originais são desviados e entram no bloco calculador. A saída do bloco calculador é uma das entradas do bloco conversor paralelo-série (as outras entradas são os dados originais). O bloco conversor paralelo-série é também conhecido como serializador. Neste exemplo usamos 3 bits de dados (A2 A1 A0), o que explica a presença de três linhas de dados.

A **figura 5** mostra o bloco extrator de paridade agindo na recepção de um sis-

TABELA 2

A	B	C	Y
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	1

Tabela-verdade Y = XOR (A, B, C)

TABELA 3

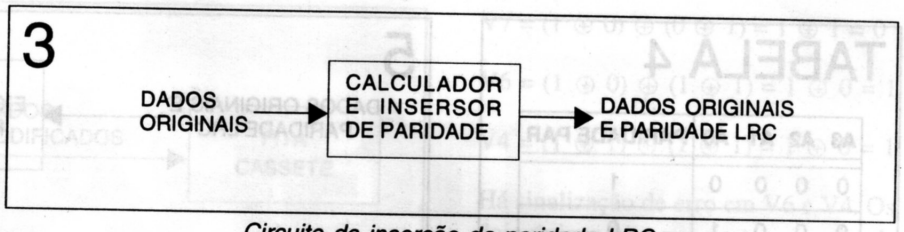
A3	A2	A1	A0	PARIDADE PAR
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	1
0	0	1	1	0
0	1	0	0	1
0	1	0	1	0
0	1	1	0	0
0	1	1	1	1
1	0	0	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	0
1	0	1	1	1
1	1	0	0	0
1	1	0	1	1
1	1	1	0	1
1	1	1	1	0

Tabela-verdade da paridade par

tema de transmissão digital. Inicialmente ele calcula a paridade dos bits recebidos. De acordo com o método anteriormente descrito, ele acusará ou não a existência de erro.

A **figura 6** mostra, mais detalhadamente, como é feita a extração no bloco receptor. Inicialmente o conversor série-paralelo paraleliza os três bits de dados (A2 A1 A0) e o bit de paridade (PARID). Calcula-se a paridade dos bits recebidos e um comparador de igualdade faz a comparação da paridade recebida com a paridade calculada. No caso delas serem diferentes teremos a ativação de um circuito de alarme (que, dentre outras coisas, poderá pedir a retransmissão dos dados originais).

CÓDIGO DE HAMMING - O código de Hamming é um código de bloco linear que usa a operação lógica XOR para detectar e corrigir um bit errado



Circuito de inserção de paridade LRC

("Single Error Correcting Code") que pertence a uma palavra digital.

Foi apresentado por Richard W. Hamming em um artigo, em abril de 1950, no Bell System Technical Journal volume 29, denominado "Error Detecting and Error Correting Codes".

É usado para controle de erro em comunicações digitais e sistemas de armazenagem de dados e é um tipo de código FEC ("Forward Error Correction").

A **figura 7** mostra o uso da codificação Hamming para o armazenamento de dados em um meio magnético (no caso uma fita cassete). A filosofia será a mesma caso o meio de armazenamento seja um disquete, um disco rígido ou um disco óptico.

A **figura 8** mostra o uso da decodificação Hamming para a recuperação de dados gravados em um meio magnético.

O número de bits do código (chamado de "C" - Check Bits) é uma função do número de bits de dados existente na palavra digital ("D", de Data Bits).

Temos que "C" é o menor inteiro que satisfaz a desigualdade não-estrita a seguir.

$$2^C - C \geq = 1+D \qquad (1)$$

Por desigualdade não estrita entenda-se aquelas desigualdades com a forma "maior ou igual" ou "menor ou igual".

Uma limitação deste código é o fato dele não conseguir detectar nem corrigir mais de 1 bit errado na seqüência de dados.

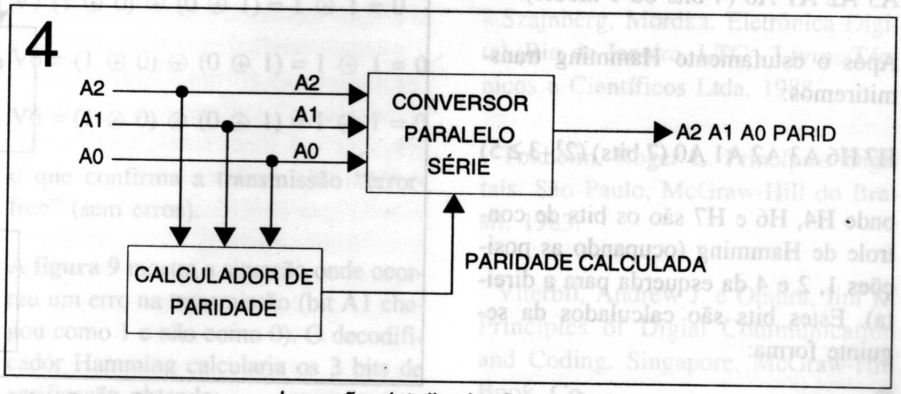
As posições ocupadas pelos check bits em um caractere são dadas, da esquerda para a direita, por potências de dois.

Teremos, por exemplo, dois elevado a zero, dois elevado a um, dois elevado a dois, dois elevado a três, indicando a primeira, segunda, quarta, oitava posições, respectivamente. As posições restantes são ocupadas por bits de informação. Uma palavra digital de 7 bits de informação (tendo, portanto, 4 bits de Hamming) seria normalmente indicada pelo par orientado [7,4].

Genericamente escrevemos:

[Bits de Informação, Bits de Hamming]

EXEMPLO DO CÓDIGO NA TRANSMISSÃO - Seja uma palavra



Inserção detalhada da paridade

TABELA 4

A3	A2	A1	A0	PARIDADE PAR
0	0	0	0	1
0	0	0	1	0
0	0	1	0	0
0	0	1	1	1
0	1	0	0	0
0	1	0	1	1
0	1	1	0	1
0	1	1	1	0
1	0	0	0	0
1	0	0	1	1
1	0	1	0	1
1	0	1	1	0
1	1	0	0	1
1	1	0	1	0
1	1	1	0	0
1	1	1	1	1

Tabela-verdade da paridade ímpar

digital composta por quatro bits de informação (meio byte ou 1 nibble) ditos A3 A2 A1 A0.

Esta palavra será estufada (termo técnico que significa a inclusão de bits para propósitos de checagem, sincronismo ou telesupervisão) por 3 bits de Hamming (são três check bits). A palavra original a ser transmitida era dada por:

A3 A2 A1 A0 (4 bits ou 1 nibble)

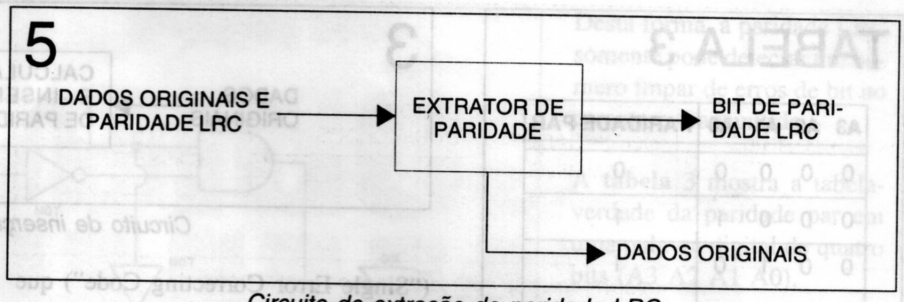
Após o estufamento Hamming transmitiremos:

H7 H6 A3 A2 A1 A0 (7 bits) ($2^3 - 3 \geq 5$)

onde H4, H6 e H7 são os bits de controle de Hamming (ocupando as posições 1, 2 e 4 da esquerda para a direita). Estes bits são calculados da seguinte forma:

H 7 = A3⊕A2⊕A0

5



Circuito de extração de paridade LRC

H 6 = A3 ⊕ A1 ⊕ A0

H 4 = A2 ⊕ A1 ⊕ A0

onde "⊕" representa a operação lógica OU-Exclusivo (XOR).

Seja, como exemplo, o nibble 0 0 0 0 1 (A3 = 0, A1 = 0 e A0 = 1).

Calculemos então H7, H6 e H4.

H7 = (A3 ⊕ A2) ⊕ A0 = (0 ⊕ 0) ⊕ 1 = 0 ⊕ 1 = 1

H6 = (A3 ⊕ A1) ⊕ A0 = (0 ⊕ 0) ⊕ 1 = 0 ⊕ 1 = 1

H4 = (A2 ⊕ A1) ⊕ A0 = (0 ⊕ 0) ⊕ 1 = 0 ⊕ 1 = 1

Portanto, a palavra que será transmitida será dada por:

H7 H6 A3 H4 A2 A1 A0 = 1 1 0 1 0 0 1

Observe que de 4 bits originais passamos a transmitir 7 bits. Isto significa um overhead adicional de 3 bits (os bits de Hamming). Trata-se de mais de 50 por cento de overhead. Isto mostra que a codificação Hamming irá aumentar enormemente a quantidade de bits a serem transmitidos ou a serem armazenados. Neste ponto introduzimos o conceito de "Razão de Estufamento ou de Enchimento". A chamada "Razão de Estufamento" (RE) é definida por:

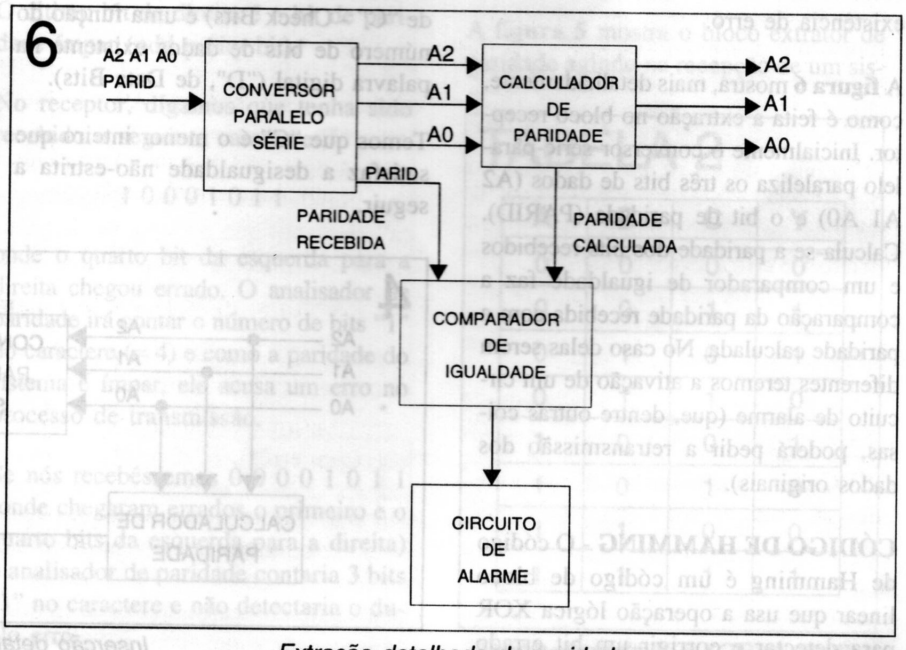
$$RE = \frac{\text{Número de Bits Após o Estufamento}}{\text{Número de Bits Antes do Estufamento}} \quad (2)$$

No nosso exemplo temos que a razão de estufamento vale:

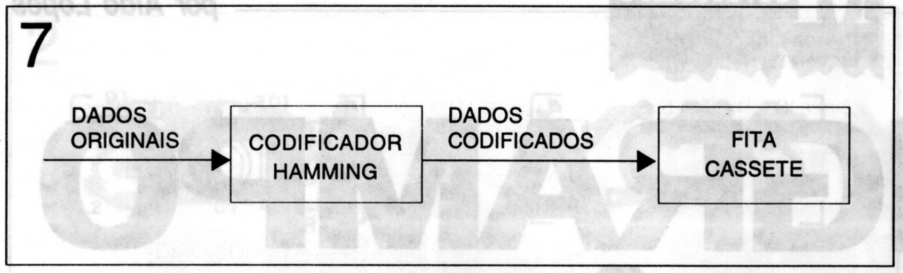
$$RE = \frac{7}{4} = 1{,}75$$

Se RE for igual à unidade não houve

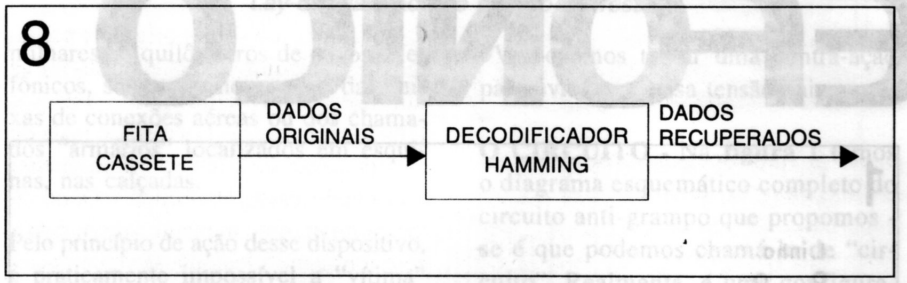
6



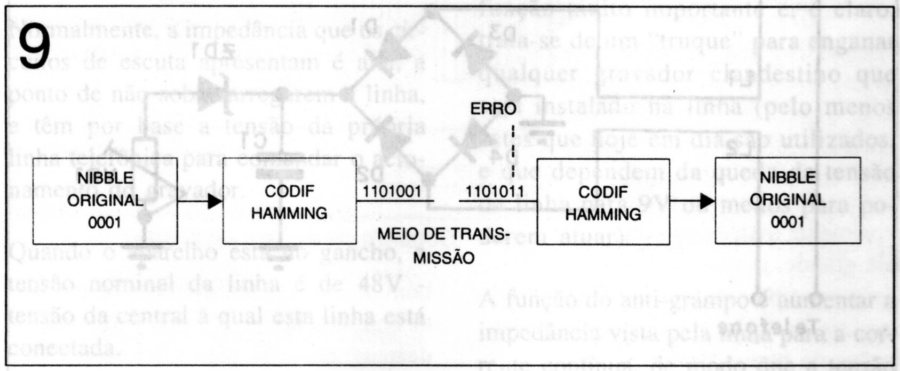
Extração detalhada da paridade



Armazenagem em meio magnético - gravação



Armazenagem em meio magnético - leitura



Erro de transmissão (1 bit de dado errado)

estufamento. Se for RE maior do que a unidade houve estufamento positivo. Finalmente, se RE for menor do que a unidade houve estufamento negativo (isto ocorre, por exemplo, após termos a extração dos bits de Hamming na recepção). Obviamente nunca iremos ter RE assumindo valores negativos na transmissão (seria um contra-senso).

Quanto maior for a razão de estufamento tanto maior será o overhead a ser transmitido.

EXEMPLO DO GÓDIGO NA RECEPÇÃO - deste sistema digital calcula-se 3 bits de verificação (V7, V6 e V4). Se tivermos V7 = V6 = V4 = 0 a transmissão dos dados foi sem erro (transmissão tipo "error-free"). Os bits verificadores são dados por:

$V7 = H7 \oplus A3 \oplus A2 \oplus A0$

$V6 = H6 \oplus A3 \oplus A1 \oplus A0$

$V4 = H4 \oplus A2 \oplus A1 \oplus A0$

Vamos supor que a palavra recebida foi 1101001 (sem erros). Então:

$V7\ (1 \oplus 0) \oplus (0 \oplus 1) = 1 \oplus 1 = 0$

$V6 = (1 \oplus 0) \oplus (0 \oplus 1) = 1 \oplus 1 = 0$

$V6 = (1 \oplus 0) \oplus (0 \oplus 1) = 1 \oplus 1 = 0$

o que confirma a transmissão "error-free" (sem erros).

A **figura 9** mostra a situação onde ocorreu um erro na transmissão (bit A1 chegou como 1 e não como 0). O decodificador Hamming calcularia os 3 bits de verificação obtendo:

$V7 = (1 \oplus 0) \oplus (0 \oplus 1) = 1 \oplus 1 = 0$

$V6 = (1 \oplus 0) \oplus (1 \oplus 1) = 1 \oplus 0 = 1$

$V4 = (1 \oplus 1) \oplus (1 \oplus 1) = 1 \oplus 0 = 1$

Há sinalização de erro em V6 e V4. Os dois únicos bits que pertencem simultaneamente a V6 e a V4 são A0 e A1 (um deles é o bit errado).

Mas o decodificador também sabe que não houve erro sinalizado por V7, e como A0 pertence a V7 ele não é o bit errado. Portanto, por exclusão, o bit errado é A1 (que o decodificador corrigirá para 0 e o nibble recebido será dado por 0001).

BIBLIOGRAFIA RECOMENDADA

Na língua portuguesa não é fácil encontrarmos bibliografia que seja dedicada exclusivamente ao assunto codificação (este costuma aparecer como capítulos em alguns bons livros sobre telecomunicações e técnicas digitais).

- Giozza, William Ferreira; Araújo, José Fábio Marinho de; Moura, José Antão Beltrão; Sauvé, Jacques Phillippe. Redes Locais de computadores Tecnologia e Aplicações. São Paulo, McGraw-Hill, 1986.

- Hamming, Richard W. Coding and Information Theory. New Jersey, Prentice-Hall, Inc.

- Haykin, Simon. Digital Communications. Singapore, John Wiley & Sons, 1988.

- Szajnberg, Mordka. Eletrônica Digital. Rio de Janeiro, LTC - Livros Técnicos e Científicos Ltda, 1988.

- Tokheim, Roger L. Princípios Digitais. São Paulo, McGraw-Hill do Brasil, 1983.

- Viterbil, Andrew J. e Omura, Jim K. Principles of Digial Communication and Coding. Singapore, McGraw-Hill Book Co. ●

por Aldo Lopes

ANTIGRAMPO TELEFÔNICO

É muito fácil gravar uma conversação telefônica, e os noticiários da televisão, jornais e revistas estão aí para provar que não estamos exagerando.

A espionagem eletrônica é uma forma de empresas menores "aprenderem" mais facilmente os importantes segredos para prosperarem rapidamente em seus negócios, tomando essas "lições" normalmente de empresas concorrentes de grande porte, e para isso utilizam-se de alguns "artifícios" bastante desleais, como os equipamentos eletrônicos de escuta e gravação clandestinas.

Dessa forma, empresas e empresários iniciantes, ou mesmo veteranos, mas menos capacitados, têm acesso a informações confidenciais de corporações concorrentes, conseguindo tomar decisões mais eficientes e certeiras em função do conhecimento antecipado de cada passo do seu concorrente direto.

O roubo de tecnologia também tem tido seu destaque na imprensa. E não é à toa que as empresas se preocupam com esse fato. Muitas vezes o resultado de dezenas de anos investidos em pesquisas para o desenvolvimento e aprimoramento de uma tecnologia ou de um determinado produto, acaba passando para as mãos de um forte concorrente em apenas alguns minutos ou alguns dias de trabalho de um "agente espião" que, acredite se quiser, esses agentes não são apenas personagens dos filmes de ficção. Comprove: nos classificados dos principais jornais encontramos várias "agências especializadas" oferecendo seus serviços de espionagem e contra-espionagem que, pode ter certeza, não custam pouco.

1

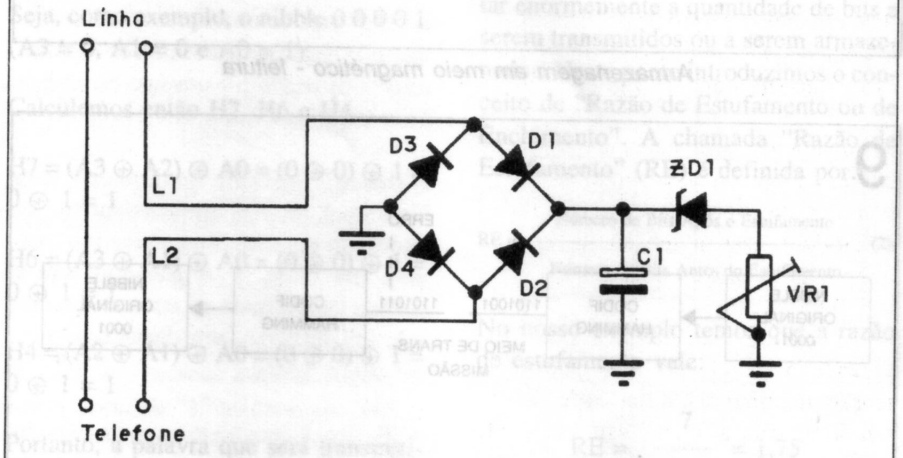


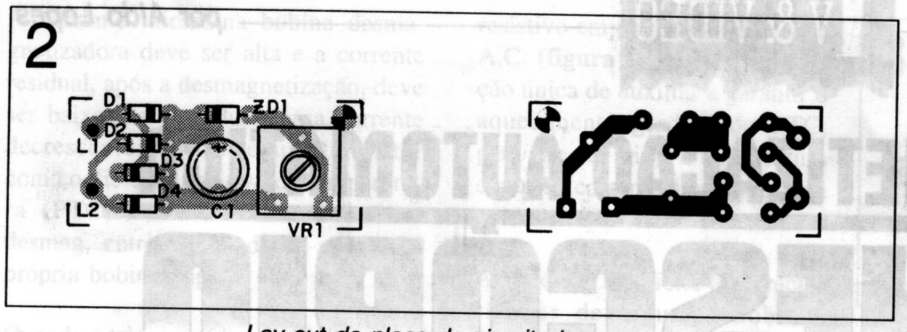
Diagrama esquemático

O GRAMPO TELEFÔNICO - Entre as "armas" dos agentes de espionagem (a maioria delas eletrônicas), certamente a mais solicitada pelos seus clientes é a escuta telefônica, conhecida pelos "profissionais" do ramo como "grampo telefônico". Utilizando um pequeno gravador k-7 modificado, onde se inclui um micro-relé eletrônico para comandar seu funcionamento, toda vez que o telefone grampeado é retirado do gancho, o gravador entra em funcionamento, gravando toda a conversa na fita k-7.

Quando o monofone é recolocado no gancho, automaticamente o micro-relé desliga o motor do gravador, cessando a gravação e colocando o aparelho novamente em standby, até que outra ligação seja realizada ou recebida pela linha grampeada.

A tecnologia dos SMDs (componentes de montagem em superfície) possibilitou uma sensível redução no tamanho dos gravadores portáteis, ao ponto de ficarem só um pouco maiores do que a própria fita; isso sem levarmos em consideração os modelos que utilizam as famosas micro-fitas.

É comum os técnicos das companhias telefônicas, nas suas atividades rotineiras de manutenção, depararem-se com gravadores como estes espalhados nos



Lay-out da placa de circuito impresso

LISTA DE MATERIAL

Semicondutores

D1 a D4 - 1N4148 - diodo de uso geral
D5 - BZX795V1 ou 1N5231 - diodo zener de 5,1V

Capacitor

C1 - 100 µF x 100V - eletrolítico

Diversos

VR1 - 4,7k ohms - trim-pot horizontal mini
Placa de circuito impresso, fios, solda, etc.

milhares de quilômetros de cabos telefônicos, sobretudo no interior das caixas de conexões aéreas ou dos chamados "armários" localizados em esquinas, nas calçadas.

Pelo princípio de ação desse dispositivo, é praticamente impossível a "vítima" saber que sua linha está grampeada.

Normalmente, a impedância que os circuitos de escuta apresentam é alta, a ponto de não sobrecarregarem a linha, e têm por base a tensão da própria linha telefônica para comandar o acionamento do gravador.

Quando o aparelho está no gancho, a tensão nominal da linha é de 48V - tensão da central à qual esta linha está conectada.

Ao retirar o monofone do gancho, a impedância do circuito do aparelho telefônico provoca uma redução na tensão local da linha, que depende da extensão da mesma, mas geralmente a nova tensão fica por volta dos 6 a 9V. Com um multímetro em uma escala de 10VDC pode-se verificar esses valores.

O circuito do micro-relé que comanda o motor do gravador clandestino sente essa redução de tensão, tomando-a como uma "órdem de acionamento".

Quando é desfeita a ligação telefônica (aparelho recolocado no gancho), a tensão da linha volta ao seu valor original de 48V, e então o circuito desativa o motor do gravador.

Já que sabemos que o acionamento do micro-relé utiliza o fato da tensão da linha cair para um valor máximo de 9V, podemos tomar uma contra-ação para evitar que essa tensão caia tanto.

O CIRCUITO - Na **figura 1** temos o diagrama esquemático completo do circuito anti-grampo que propomos - se é que podemos chamá-lo de "circuito". Realmente, é uma configuração muito simples, mas com uma função muito importante e, é claro, trata-se de um "truque" para enganar qualquer gravador clandestino que seja instalado na linha (pelo menos estes que hoje em dia são utilizados, e que dependem da queda da tensão da linha para 9V ou menos para poderem atuar).

A função do anti-grampo é aumentar a impedância vista pela linha para a corrente contínua, de modo que a tensão não caia abaixo de 25V quando o monofone for retirado do gancho. Não podemos estabelecer uma tensão mais alta na linha quando o fone estiver fora do gancho, por que se isso for feito a central telefônica não emitirá o tom de linha, já que não reconhecerá que o aparelho está em uso.

Para sua montagem, pode ser utilizada uma pequena placa de circuito impresso, que pode ser confeccionada seguindo o lay-out da **figura 2**.

Para realizar sua função, o anti-grampo deve ser ligado em série com o aparelho que será protegido, podendo até mesmo ser embutido no próprio aparelho.

A ponte de diodos formada por D1 a D4 visa determinar a correta polarização da tensão a que ficará submetido o capacitor C1. Esse capacitor tem a função de formar um caminho de baixa impedância para o sinal alternado de voz (conversa), para que o circuito não afete a sua qualidade (não provoque atenuação). O uso da ponte torna o circuito não-polarizado, ou seja, ele pode ser ligado à linha telefônica em qualquer posição, sem a necessidade de sabermos qual é o fio positivo e qual é o negativo.

O diodo zener estabelece uma queda de tensão de cerca de 5V sobre seus terminais.

O trim-pot VR1 serve para um ajuste fino da impedância que será "enxergada" pela linha, sendo que atuando nesse trim-pot, ajustamos a tensão da linha antes do circuito (a mesma tensão que será "sentida" pelo micro-relé do gravador).

CONCLUSÃO: com o fone fora do gancho, devemos ajustar VR1 ao mesmo tempo em que monitoramos a tensão na linha com um voltímetro, até obtermos uma leitura de cerca de 25V. Essa será a nova tensão normal da linha sempre que o aparelho telefônico estiver em uso, garantindo que o micro-relé do gravador não acione, mantendo-o sempre desativado. Imagine a surpresa que será para o "grampeiro" quando o resultado de sua lucrativa gravação clandestina não passar de um riss de fita virgem, um longo e contínuo "shiiiiiiiiii.....". ●

por Aldo Lopes

DESMAGNETIZAÇÃO AUTOMÁTICA EM CINESCÓPIO

A qualidade de imagem e a pureza das cores é o principal objetivo dos fabricantes de cinescópios e televisores, principalmente em função dos recentes desenvolvimentos de televisores com tela plana e de alta resolução.

Uma necessidade para se conseguir uma pureza digna de um televisor desse nível, é a desmagnetização do cinescópio assim que o aparelho é ligado.

Os feixes de elétrons são sensíveis a campos elétricos ou magnéticos, sejam eles gerados interna ou externamente. Interferências elétricas são mais raras, no entanto, os campos magnéticos intensos produzidos por aparelhos elétricos e motores, contendo imãs, bem como por alto-falantes e transformadores, são bastante comuns no ambiente doméstico.

As manchas são mais comuns nos cantos da tela, onde mesmo pequenos desvios no trajeto dos feixes são suficientes para provocar a falta de pureza.

Dependendo do posicionamento do televisor e do tamanho do cinescópio, o próprio campo magnético da Terra faz com que os feixes de elétrons sejam desviados da sua trajetória correta, causando a impureza de cores. Os cinescópios maiores são mais propícios a apresentarem manchas, devido à maior distância do centro do canhão de elétrons (pescoço) onde se inicia a deflexão dos feixes até a tela frontal, entre outros fatores, como o próprio ângulo máximo de deflexão, que geralmente é maior em cinescópios de tela grande, como os de 29" ou 33".

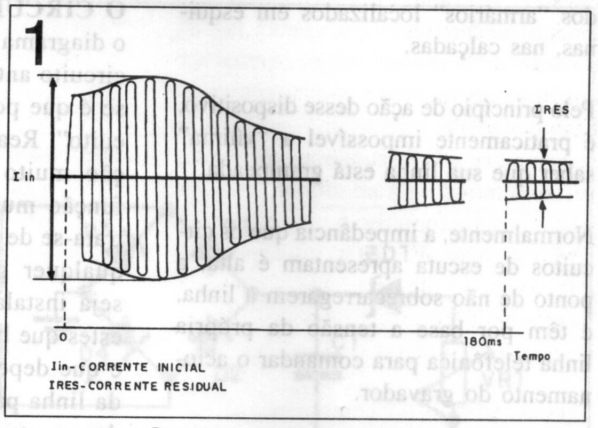
A magnetização ocorre na máscara de sombra (shadow mask) e em partes metálicas a ela associadas.

É muito comum os usuários posicionarem caixas acústicas próximas das laterais do televisor, principalmente quando são de tela grande, já que modelos desse tipo são muito utilizados em centrais de áudio e vídeo, ou configurações de home theater.

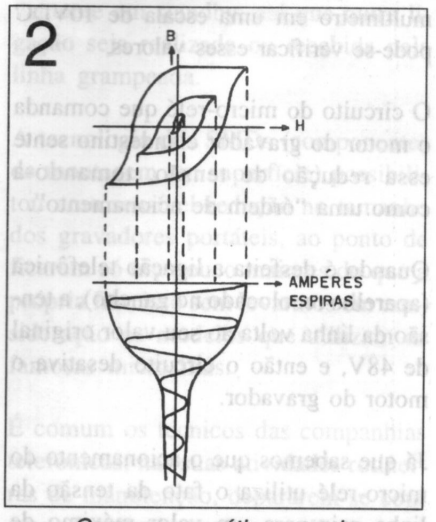
O imã permanente do alto-falante provoca a magnetização da máscara de sombra, que é metálica. A máscara magnetizada desvia o trajeto dos feixes de elétrons, fazendo com que passem por orifícios errados da própria máscara, incidindo sobre tríades de fósforos também incorretas, sem a correspondência feixe x cor do fósforo.

DESMAGNETIZAÇÃO AUTOMÁTICA - A desmagnetização automática é feita sempre que o aparelho é ligado, com a aplicação de uma corrente alternada decrescente (**figura 1**) em uma bobina desmagnetizadora montada de modo a "envolver" o cinescópio no plano da tela de projeção, ou seja, paralela à máscara de sombra, normalmente na parte posterior do cinescópio.

Com a corrente decrescente, a bobina gera um campo magnético que também decai gradualmente (**figura 2**), desmagnetizando o tubo. Para que a desmagnetização seja eficiente, a duração do campo magnético decrescente não pode ser muito longa e nem muito curta. O tempo ideal é de cerca de 120 ms, devendo atingir o nível de campo magnético residual após aproximadamente 180 ms.



Corrente na bobina desmag



Campo magnético gerado

A corrente inicial na bobina desmagnetizadora deve ser alta e a corrente residual, após a desmagnetização, deve ser baixa. Para produzir essa corrente decrescente, utiliza-se um termistor com coeficiente positivo de temperatura (PTC) em série com a bobina desmag, entre a entrada de A.C. e a própria bobina (**figura 3**).

Quando o televisor é ligado à rede elétrica, o PTC ainda frio apresenta uma baixa resistência, resultando em uma alta corrente alternada através da bobina desmag. A corrente que atravessa o PTC, gradativamente o vai aquecendo, fazendo com que sua resistência ôhmica vá aumentando, também gradativamente. Com o aumento gradual da resistência, a corrente que atravessa a bobina desmag vai diminuindo proporcionalmente, o mesmo acontecendo com o campo magnético gerado, até que a resistência do PTC tornar-se alta o bastante, a ponto de não existir mais corrente, e portanto campo gerado pela bobina.

É essa redução do campo magnético, até sua anulação completa, que garante a desmagnetização total do cinescópio.

O PTC pode ter ainda um elemento resistivo em paralelo com a rede A.C. (**figura 4**), que tem a função única de auxiliar e garantir o aquecimento gradual do PTC, para que ele atinja a temperatura em que a corrente da desmag será anulada.

A **tabela 1** relaciona as características de algumas bobinas desmagnetizadoras utilizadas em modelos comerciais, em função do tamanho da tela em polegadas, medida diagonalmente.

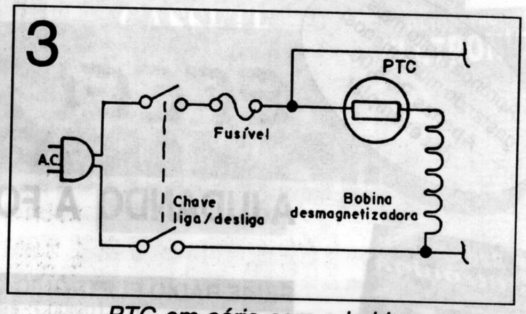
DESMAGNETIZAÇÃO MANUAL Muitas vezes, quando a magnetização é muito "forte" como por exemplo a provocada pelo imã de uma caixa acústica mantida por muito tempo próxima à lateral do televisor, a desmagnetização automática pode não ser eficiente o bastante para eliminá-la. Nessa circunstância, torna-se necessária uma desmagnetização externa, com o uso de uma bobina desmagnetizadora que produza um campo mais intenso, com uma duração também maior.

Para a desmagnetização, mantendo o aparelho desligado, deve-se posicionar a bobina na frente do televisor, paralela à tela. A bobina é ligada na rede A.C. e, com movimentos circulares, deve ser afastada lentamente da tela, até cerca de três metros, sempre mantendo-a paralela à tela do TV. Em seguida, já distante do televisor, gira-se a bobina para que ela fique perpendicular à tela, desligando-a da rede.

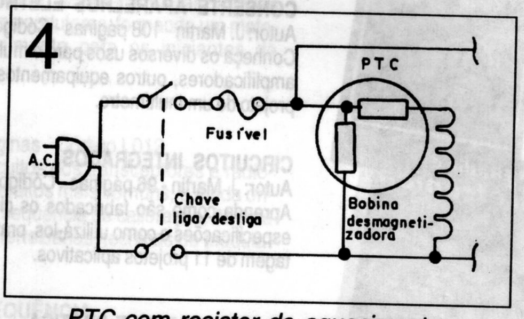
Para que a bobina desmagnetizadora externa não aqueça e se danifique, essa operação deve ser feita em um intervalo máximo de cerca de trinta segundos.

Muitos técnicos preferem realizar a desmagnetização com o televisor ligado, o que também é possível, já que não existe nenhum comprometimento à desmagnetização ou ao próprio televisor, e ainda é possível acompanhar pela "imagem" a redução da(s) mancha(s) na tela.

Na construção de uma bobina desmagnetizadora externa, pode-se utilizar fio esmaltado AWG 19 (0,19 mm), enrolando 400 espiras com um diâmetro de cerda de 46 cm, "enfaixando" a bobina com fita isolante plástica ou com fita crepe para proteção. Para facilitar no instante de se desligar a corrente, pode ainda ser utilizado um interruptor de luz de uso doméstico em série, fixado no próprio corpo da bobina. ●



PTC em série com a bobina



PTC com resistor de aquecimento

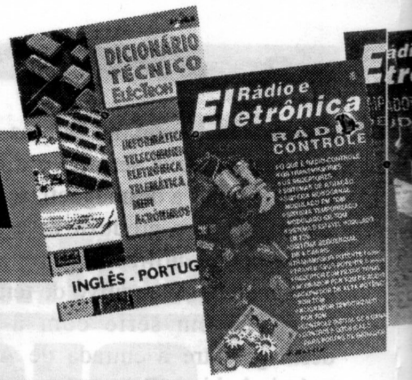
TABELA 1

Média diagonal da tela (polegadas)	Bitola do fio (AWG)	No. de espiras	Circunferência da bobina (polegada)	Resistência ± 10% Ω
13	25	70	37.5	8.0
19	25	30	90.0	7.28
19	24	25	2.75	5.2
20	24	35	95.0	7.0
20	25	40	91.0	9.8
25	23	35	118.0	7.1
25	24	35	108.5	8.25
25	23	35	118.0	7.1
26	23	40	118.0	8.0
27	23	45	148.5	11.5
27	23	65	118.0	13.0
27	26	60	118.0	24.0
27	24	80	118.0	20.0
27	23	70	118.0	14.0
31	23	65	167.5	18.5
31	22	65	167.5	14.6
31	22	47	169.5	7.1
31	23	75	167.5	21.3

Especificações de bobinas desmagnetizadoras

Aprenda muito mais gastando muito menos! **Apenas R$ 6,00 por exemplar**

ECCEL ELETRÔNICA



AJUDANDO A FORMAR A SUA BIBLIOTECA













SÉRIE RÁDIO ELETRÔNICA

CONSERTE APARELHOS ELETRÔNICOS
Autor: J. Martin - 108 páginas - Código RE007
Conheça os diversos usos para o multímetro e aprenda como reparar amplificadores, outros equipamentos de som e televisores. Inclui o projeto de um multímetro.

CIRCUITOS INTEGRADOS
Autor: J. Martin - 96 páginas - Código RE008
Aprenda como são fabricados os circuitos integrados, seus tipos e especificações e como utilizá-los, praticando com a execução da montagem de 11 projetos aplicativos.

ÁUDIO - TEORIA E PRÁTICA
Autor: J. Martin - 96 páginas - Código RE009
Apresenta os fundamentos do som, suas propriedades e fenômenos; analisa os principais equipamentos de som, suas aplicações e características; ensina como instalar um sistema de som, e demonstra os cabos e conectores para cada aplicação. Inclui 5 projetos para montagem, entre eles uma caixa acústica e um amplificador estéreo de 30+30W.

RF & TRANSMISSORES
Autor: J. Martin - 96 páginas - Código RE010
Conheça os circuitos envolvidos em transmissores de rádio, as configurações de amplificadores de RF e como fazer acoplamento de antenas e ajustes em transmissores. Inclui 6 projetos para montagem.

REPARAÇÃO DE APARELHOS ELETRÔNICOS
Autor: J. Martin - 80 páginas - Código RE011
Ensina os segredos e truques para reparação de aparelhos eletrônicos, trazendo dicas sobre componentes e projetos de multi-teste de componentes, para ser montado e utilizado na bancada.

ESPIONAGEM ELETRÔNICA
Autor: J. Martin - 96 páginas - Código RE012
Traz diversas montagens para escuta e gravação clandestina, localizadores, alarmes e transmissores para espionagem. Divirta-se bancando o detetive, e aprendendo diversos truques eletrônicos.

RÁDIO-CONTROLE
Autor: J. Martin - 96 páginas - Código RE013
Aprenda os conceitos de controle remoto por RF e monte 12 projetos, incluindo um transmissor para 1000 metros de alcance e um controle codificado para portas de garagem.

AMPLIFICADORES DE ÁUDIO
Autor: J. Martin - 80 páginas - Código RE014
Além de conceitos envolvidos nos amplificadores de potência, este livro traz 14 projetos para montagem, incluindo pré-amplificadores e amplificadores de potência.

SEMICONDUTORES
Autor: J. Martins - 96 páginas - Código, RE015
Conheça os princípios de funcionamento, características e aplicações dos componentes eletrônicos, incluindo FETs, MOSFETs, fotodiodos, fototransistores e circuitos integrados.

SÉRIE REPARAÇÃO E TECNOLOGIA

VÍDEO GAMES
Autor: Sérgio R. Antunes - 64 páginas - Código T001
Software e Hardware de vídeo-games, com descrição de funcionamento, reparação e transcodificação. Inclui: Atari, Odissey, Megadrive (Sega), Nintendo e Meda CD-ROM.

CD PLAYER
Autor: Sérgio R. Antunes - 96 páginas - Código T002
Este livro aborda os princípios de estereofonia e HI-FI, tecnologia do pick-up a laser, funcionamento do áudio digital e do compact disc laser, descrição de circuitos integrados, análise de um circuito padrão, guia técnico para reparação e montagem de um Compact Disc Player.

AMPLIFICADORES OPERACIONAIS
Autor: Sérgio R. Antunes - 64 páginas - Código T003
Estudo das configurações dos amplificadores operacionais, termos e características, com 35 projetos para montagem.

TELEFONIA
Autor: Sérgio R. Antunes - 64 páginas - Código T004
Teoria básica de telefonia, análise de circuitos e reparação de telefone eletrônico. Inclui teoria de telefonia celular, seus defeitos, causas e testes.

VÍDEO-CASSETE
Autor: Sérgio R. Antunes - 96 páginas - Código R001
Teoria básica do vídeo-cassete, funcionamento eletrônico e mecânico. Analisa todos os estágios de vídeo-cassete e traz um roteiro para manutenção.

TVP&B E TV EM CORES
Autor: Sérgio R. Antunes - 96 páginas - Código R002
Teoria básica de televisão, descrição de funcionamento dos estágios de TVP&B e em cores, testes e medições de componentes e circuitos. Inclui a análise de defeitos pela imagem e ajustes básicos de TV em cores.

REPARAÇÃO GERAL EM ELETRÔNICA
Autor: Sérgio R. Antunes - 80 páginas - Código R003
Aprenda a reparar secretárias eletrônica, telefones sem fio, rádio-relógio digital, conjuntos de som 3 em 1 e forno de microondas. Inclui teoria de apoio, diagrama em blocos, defeitos mais comuns e ajustes.

AUTO-RÁDIO E TOCA-FITAS
Autor: Sérgio R. Antunes - 64 páginas - Código R004
Conceito teórico, ajuste e consertos em mecanismos e circuitos elétricos de auto-rádio e toca-fitas. Inclui diagnósticos de defeitos mais comuns e suas soluções.

ELETRÔNICA DIGITAL
Autor: J. Martin - 112 páginas - Código L001
Teoria sobre eletrônica digital. Funções e famílias lógicas, circuitos combinacionais, contadores e multivibradores. Inclui projetos práticos para estudos e aplicações diversas.

ANTENAS DE TV
Autor: J. Martin - 112 páginas - Código L002
Conheça os tipos de antenas e os acessórios para instalação. Aprenda



a instalar antenas parabólicas e como resolver problemas de recepção. Inclui projetos para montar.

DICIONÁRIO TÉCNICO
Autor: W. Capano - 80 páginas - Código L003
Os principais termos técnicos de Eletrônica e Telecomunicações estão reunidos nesse dicionário. Ideal para auxiliar na leitura de publicações técnicas.

AJUSTES, TESTES E MEDIÇÕES EM ELETRÔNICA
Autor: J. Martin - 64 páginas - Código L004
Como proceder para testar e medir componentes, aparelhos de som, rádios, TV, vídeo e outros circuitos. Aprenda os procedimentos corretos para utilizar os instrumentos de calibração.

ANTENAS DE TV
Autor: Paulo Bambirra - 96 páginas - Código L005
Toda teoria de antenas abordada de uma forma simples e objetiva. Conheça os tipos de antenas, como projetá-las, instalá-las e solucionar problemas de recepção. Inclui canais de TV por assinatura e parabólicas.

TRANSMISSORES DE RADIOFREQUÊNCIA
Autor: T. Hara - 96 páginas - Código L006
Segredos de 20 anos de experiência profissional em RF são revelados nesse livro. Teoria sobre ondas, antenas, linhas de transmissão e transmissores. Construção prática de indutores e projetos para a montagem de 6 transmissores, 1 walkie talk e 1 medidor de intensidade de campo.

AJUSTES, TESTES E MEDIÇÕES EM ELETRÔNICA 2
Autor: Aldo Lopes - 64 páginas - Código L007
Aprenda outros procedimentos para testar e medir componentes, aparelhos de som, TV, vídeo, e outros circuitos. Inclui orientações para verificar e calibrar Compact Disc Players.

INJEÇÃO ELETRÔNICA
Autor: Sérgio R. Antunes - 80 páginas - Código L008
Conheça o funcionamentos dos sistemas de ignição e injeção eletrônica. Inclui teoria básica dos microprocessadores e técnicas de reparações em módulos de injeção eletrônica.
(Observação: apenas este livro tem preço de R$ 8,00)

HOME THEATER
Autor: Sérgio R. Antunes - 64 páginas - Código L009
Home Thearter é um conjunto de equipamentos de áudio/vídeo que possibilita assistir filmes em casa com qualidade de som e imagem bem próxima à oferecida pelas salas de projeção dos melhores cinemas. Este livro apresenta todas as novas tecnologias de som (surround, dolby pró-logic, hall, etc.) e analisa os circuitos eletrônicos destes sistemas. Com explicações claras e práticas dos atuais conceitos sobre Home Theater, ensina como escolher e montar um sistema completo, inclusive quanto à instalação de alto-falantes.

INFORMÁTICA
Autor: Sérgio R. Antunes - 64 páginas - Código L010
Este livro destina-se aos estudantes de eletrônica, aos iniciantes em computação e aos profissionais de reparação. Apresenta os fundamentos de hardware, os sistema de numeração decimal, octal, binário e hexadecimal. Inclui os fundamentos de software e analisa o funcionamento da winchester, unidade de disco e interfaces de entrada e saída com seus protocolos.

MICROPROCESSADORES
Autor: Sérgio R. Antes - 80 páginas - Código L0011
Neste livro o autor apresenta a teoria dos microprocessadores de forma prática, da ótica do Hardware. Aborda ainda as famílias lógicas digitais e as memórias semicondutoras, formando um material didático completo, principalmente para os iniciantes da informática.

RÁDIO TRANSCEPTORES
Autor: Sérgio R. Antunes - 96 páginas - Código L012
Neste livro o autor analisa os circuitos dos transceptores e radiotransceptores, relacionando os defeitos mais comuns, e ainda orienta quanto aos procedimentos e seqüência de calibração. Aborda os conceitos básicos das ondas Hertezianas, técnicas de modulação e teoria de antenas.

RECEPTORES DE RADIOFREQUÊNCIA
Autor: T. Hara - 112 páginas - Código L013
Escrito em linguagem simples, de forma bastante didática e com dicas para pequenos reparos, este livro aborda a teoria dos receptores de radiofrequência e ainda traz 10 projetos práticos para montagem.

DEFEITOS IMEDIATOS EM ELETRÔNICA:
Autor: Aldo Lopes - 80 páginas - Código L014
São mais de 50 defeitos em televisão, vide-cassete e compact disc player. Um guia rápido para o técnico consultar, entender e aprender a consertar esses aparelhos pelos "sintomas" que apresentam quando estão defeituosos, sem perda de tempo e dinheiro com a substituição de peças desnecessárias.

Para pedidos, preencha seus dados corretamente no cupom abaixo e anexe cheque ou envie um vale postal, para ECCEL ELETRÔNICA Cx POSTAL 16.114 CEP 03499-970 São Paulo - SP. Some o total de sua compra e acrescente R$ 1,00 de despesa de envio para cada exemplar solicitado.
Optando pelo pagamento em cheque, envie-o através da carta registrada e nominal. Caso não deseje recortar sua revista, aceitaremos uma cópia do cupom. Na falta de algum título, devolveremos imediatamente a importância relativa. Para pagar com cartão de crédito, informe-se pelo telefone (011) 911-3738

☑ Sim, desejo receber no endereço abaixo os seguintes livros, na quantidade que especifiquei. Para tanto estou optando por:

( ) cheque nominal ( ) vale postal

QUANT.	CÓDIGO	TÍTULO

NOME: _____
ENDEREÇO: _____
CIDADE: _____
CEP: _____ ESTADO: _____ FONE: _____
ASSINATURA _____ DATA: / /

ECCEL ELETRÔNICA - CAIXA POSTAL 16.114
SÃO PAULO - 03499-970 TEL: (011) 911-3738 EL-064



DATA SHEET

CIRCUITO INTEGRADO C-MOS 4040

Este circuito integrado C-MOS é um contador binário de 12 estágios com uma entrada de clock (CK), uma entrada de reset (RST) e 12 saídas "bufferizadas" (Q0 a Q11) - **figura 1**.

A contagem avança a cada transição descendente (de "1" para "0") do sinal de clock.

Quando a entrada reset recebe o nível lógico alto, todos os estágios do contador são zerados, forçando suas saídas (Q0 a Q11) a assumirem o nível baixo, independente da entrada de clock.

Sua frequência máxima de operação é de 25MHz, para uma alimentação de 10V.

Uma aplicação muito interessante desse CI, e também muito "tradicional", é na função de divisor de frequência, com a capacidade de dividir por até 4096 (2^{12}). A saída adequada a ser tomada é escolhida lembrando-se dos seus respectivos pesos na divisão:

$Q0=2^0$ $Q1=2^1$ $Q2=2^2$ $Q3=2^3$

$Q4=2^4$ $Q5=2^5$ $Q6=2^6$ $Q7=2^7$

$Q8=2^8$ $Q9=2^9$ $Q10=2^{10}$ $Q11=2^{11}$

Para se conseguir a divisão por qualquer número inteiro entre 2 a 4096, essas saídas são associadas, normalmente com portas AND ou NAND, para gerarem o pulso de reset, que determinará o fator de divisão.

Por exemplo, se fossemos construir um cronômetro ou um relógio digital, utilizando a frequência estável de 60Hz da rede de energia elétrica como base de tempo, precisaríamos dividar essa frequência por 60 para obter 1Hz, ou seja, 1 pulso por segundo, para o primeiro contador do cronômetro ou relógio.

Assim, na saída do divisor, teríamos que ter um pulso a cada 60 pulsos aplicados na sua entrada.

Representando esse funcionamento na forma de tabela-verdade, considerando o uso do 4040 para efetuar a divisão de frequência, teríamos a **tabela 1** como base para projetar o circuito.

Notamos por essa tabela, que somente no pulso número 60 é que a saída vai para nível alto, e quando aconte-

TABELA 1

CLK	Q11	Q10	Q9	Q8	Q7	Q6	Q5	Q4	Q3	Q2	Q1	Q0	S	RST
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
3	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0
4	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0
. . . .				. . . .				. . . .					. . . .	
54	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0
55	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	1	1	0	0
56	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0
57	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	1	0	0
58	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	1	0	0	0
59	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	0	0
60	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	1	0
61	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

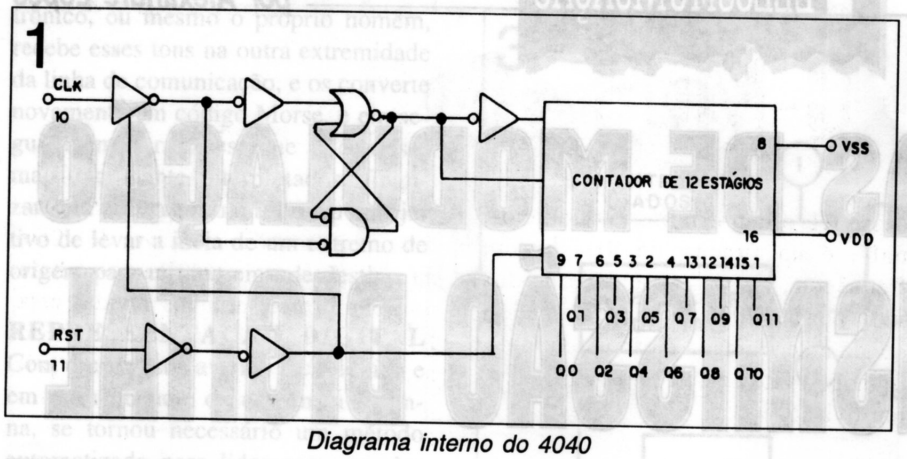


Diagrama interno do 4040

ce mais um pulso, ocorre o reset (nível alto em RST), reiniciando a contagem dos pulsos.

Pela simplicidade da questão lógica, não precisamos nem ter o trabalho de efetuar uma minimização da função lógica de saída com o uso de mapa de karnaugh ou qualquer outro processo. Notamos claramente que S = Q2.Q3.Q4.Q5, ou seja, as quatro saídas do contador precisam assumir o nível alto para termos a saída geral do divisor de frequência por 60 (S) em nível alto (S = 1).

Observando a saída correspondente ao reset, podemos escrever a expressão booleana (da lógica de Boole) como:

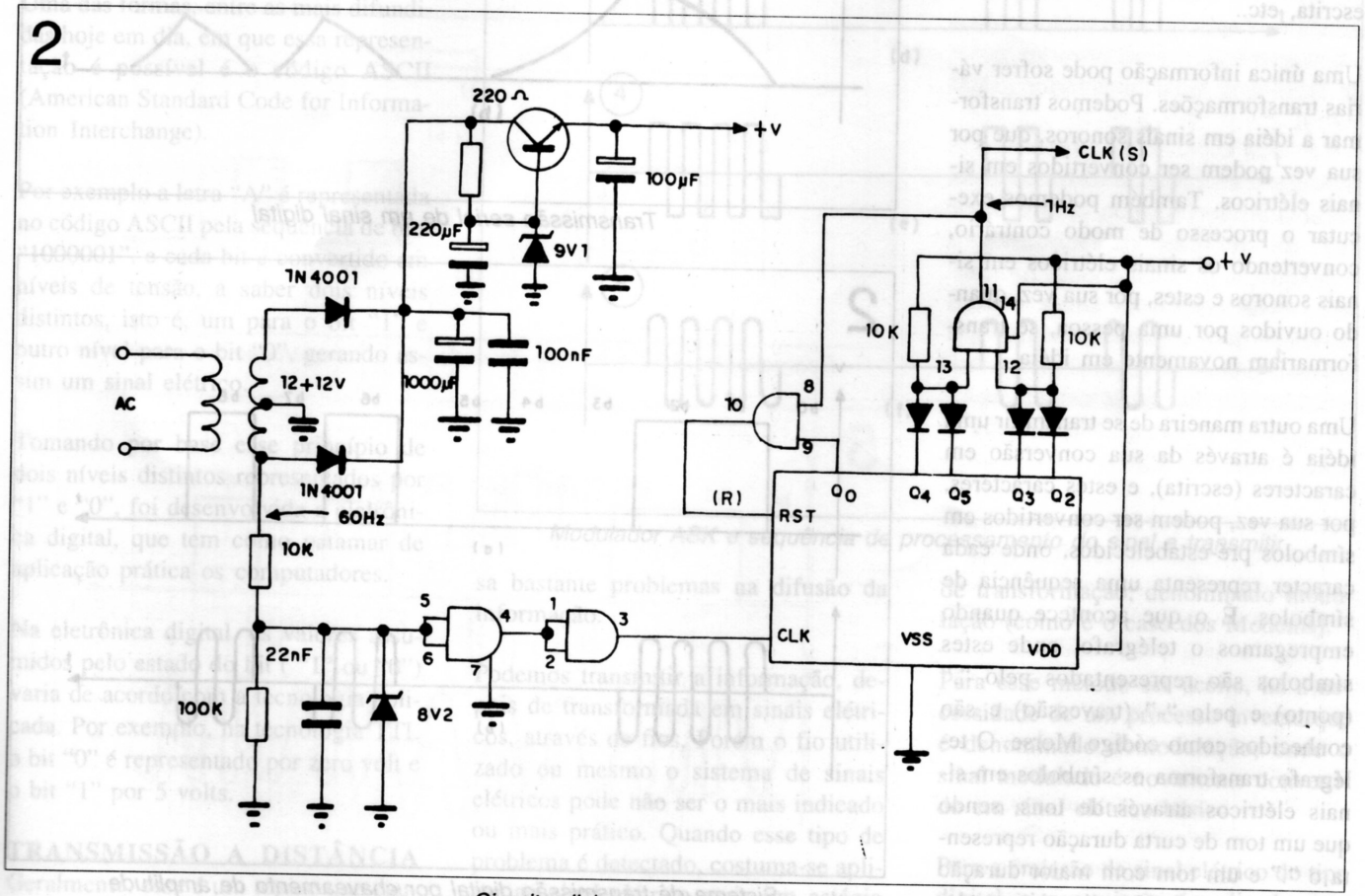
R = Q0.Q2.Q3.Q4.Q5 = Q0.S.

Portanto, o circuito divisor por 60, que gera na saída uma transição ascendente a cada 60 pulsos descendentes de entrada, ficaria como o mostrado na **figura 2**.

Neste circuito, para economizar em número de portas lógicas, e utilizar apenas um CI adicional ao 4040, lançamos mão de 4 diodos para formar duas portas AND, onde D1 e D2 implementam a função Q2.Q3 (lê-se Q2 E Q3, ou Q2 AND Q3); analogamente, D3 e D4 implementam a função Q4.Q5 (Q4 AND Q5).

Uma das portas do CI completa a função para gerar a saída S, enquanto outra porta gera a saída R.

As duas portas restantes do CI (um 4081 = 4 portas AND), são utilizadas para "quadrarem" os pulsos de 60Hz provenientes do transformador (ligado à rede elétrica), em conjunto com ZD1, na função de limitador, e R1/C1 na função de filtro passa-baixa para eliminar ruídos e harmônicas.



Circuito divisor por 60 usando o 4040

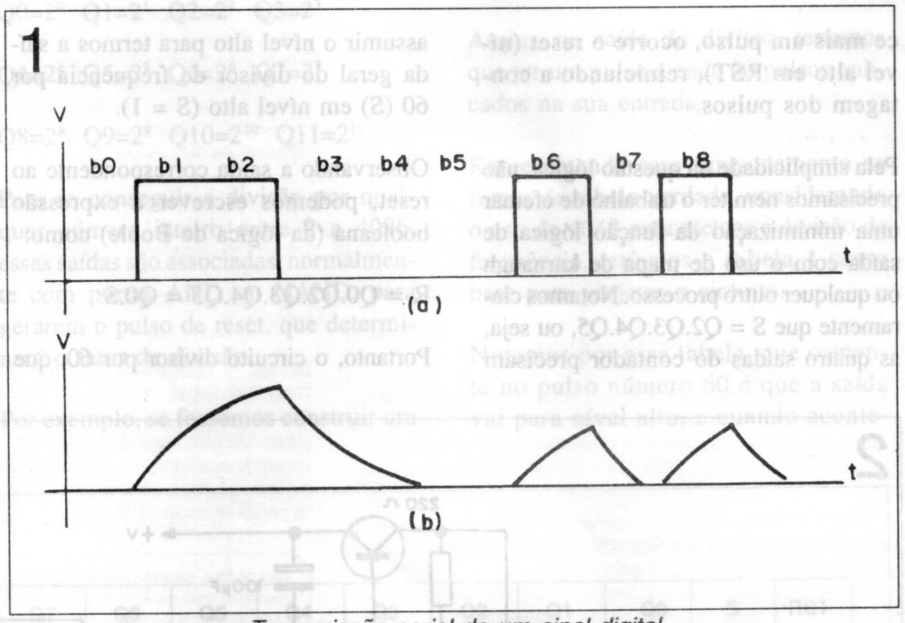
por Alexandre Lopes

SISTEMAS DE MODULAÇÃO NA TRANSMISSÃO DIGITAL

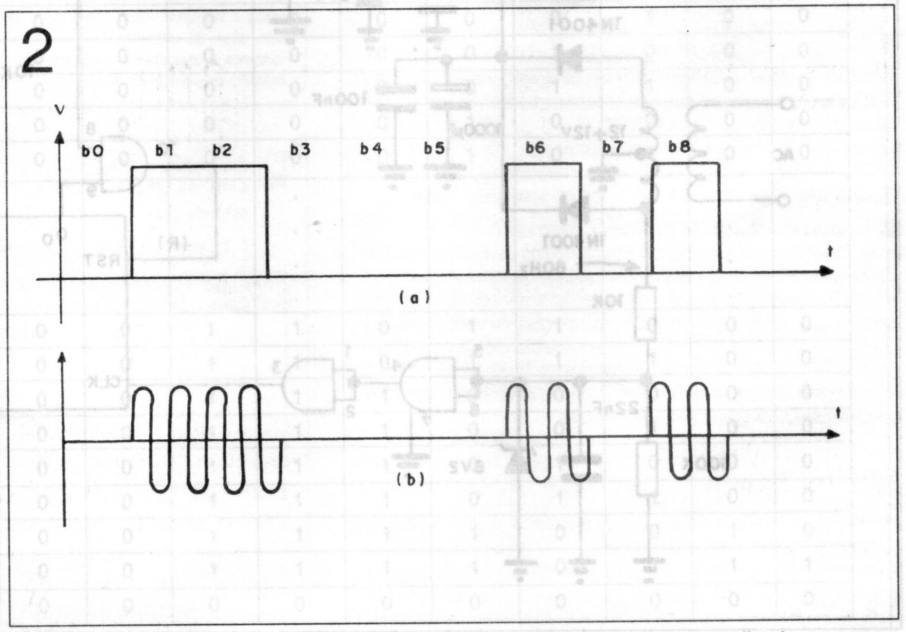
A transmissão de informação sempre foi um problema básico. A forma inicial apresentada nem sempre é passível de transmissão, ou seja, demonstra-se não conveniente para isso. Uma idéia que venhamos a ter, por exemplo, é uma forma de informação, porém essa idéia não poderia ser expressada ou transmitida a outras pessoas se não existissem os meios de transmissão, que neste caso particular podem ser os símbolos, a linguagem, a escrita, etc..

Uma única informação pode sofrer várias transformações. Podemos transformar a idéia em sinais sonoros, que por sua vez podem ser convertidos em sinais elétricos. Também podemos executar o processo de modo contrário, convertendo os sinais elétricos em sinais sonoros e estes, por sua vez, quando ouvidos por uma pessoa, se transformariam novamente em idéia.

Uma outra maneira de se transmitir uma idéia é através da sua conversão em caracteres (escrita), e estes caracteres, por sua vez, podem ser convertidos em símbolos pré-estabelecidos, onde cada caracter representa uma sequência de símbolos. É o que acontece quando empregamos o telégrafo, onde estes símbolos são representados pelo "." (ponto) e pelo "-" (travessão) e são conhecidos como código Morse. O telégrafo transforma os símbolos em sinais elétricos através de tons, sendo que um tom de curta duração representa o "." e um tom com maior duração representa o "-". Um dispositivo ele-



Transmissão serial de um sinal digital



Sistema de transmissão digital por chaveamento de amplitude

trônico, ou mesmo o próprio homem, recebe esses tons na outra extremidade da linha de comunicação, e os converte novamente em código Morse, e em seguida em caracteres, que podem ser mais facilmente interpretados, finalizando a transmissão, atingindo o objetivo de levar a idéia de um extremo de origem para um extremo de destino.

REPRESEENTAÇÃO DIGITAL

Com o constante avanço tecnológico e em consequência da exigência humana, se tornou necessário um método automatizado para lidar com grandes quantidades de informação.

Da mesma forma que no código Morse, os projetos que se seguiram utilizaram a mesma linha básica de se representar os caracteres por algum símbolo ou algo parecido. Chegou-se então à representação dos caracteres por uma sequência de bits, que podem assumir apenas duas posições ou estados : "1" ou "0".

Uma das formas, entre as mais difundidas hoje em dia, em que essa representação é possível é o código ASCII (American Standard Code for Information Interchange).

Por exemplo a letra "A" é representada no código ASCII pela sequência de bits "1000001", e cada bit é convertido em níveis de tensão, a saber dois níveis distintos, isto é, um para o bit "1" e outro nível para o bit "0", gerando assim um sinal elétrico.

Tomando por base esse princípio de dois níveis distintos representados por "1" e "0", foi desenvolvida a eletrônica digital, que tem como patamar de aplicação prática os computadores.

Na eletrônica digital, os valores assumidos pelo estado do bit ("1" ou "0") varia de acordo com a tecnologia aplicada. Por exemplo, na tecnologia TTL o bit "0" é representado por zero volt e o bit "1" por 5 volts.

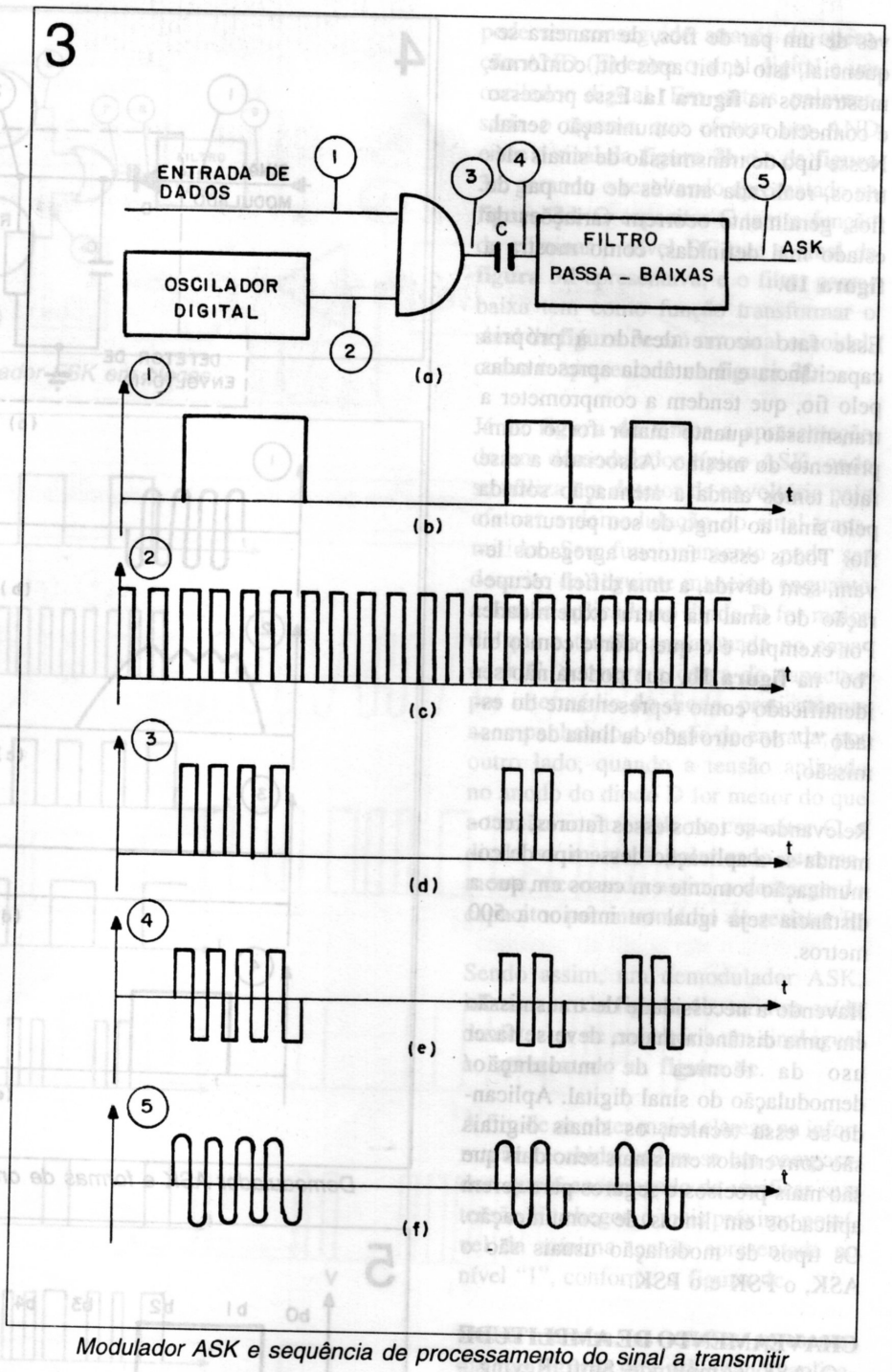
TRANSMISSÃO A DISTÂNCIA

Geralmente, esse é um tópico que causa bastante problemas na difusão da informação.

Podemos transmitir a informação, depois de transformada em sinais elétricos, através de fios. Porém o fio utilizado ou mesmo o sistema de sinais elétricos pode não ser o mais indicado ou mais prático. Quando esse tipo de problema é detectado, costuma-se aplicar ao sinal elétrico mais um estágio de transformação, denominado modulação (como é o caso dos Modems).

Para esse método ser aceito, há a necessidade de um processo inverso que é denominado demodulação, onde o sinal modulado é novamente convertido em sinal elétrico básico.

Para a emissão de sinal elétrico do tipo digital, a transmissão é realizada atra-



Modulador ASK e sequência de processamento do sinal a transmitir

vés de um par de fios, de maneira sequencial, isto é, bit após bit, conforme mostramos na **figura 1a**. Esse processo é conhecido como comunicação serial. Nesse tipo de transmissão de sinais elétricos, realizada através de um par de fios, geralmente ocorrem variações de estado mal definidas, como mostra a **figura 1b**.

Esse fato ocorre devido à própria capacitância e indutância apresentadas pelo fio, que tendem a comprometer a transmissão quanto maior for o comprimento do mesmo. Associado a esse fato, temos ainda a atenuação sofrida pelo sinal ao longo de seu percurso no fio. Todos esses fatores agregados levam, sem dúvida, a uma difícil recuperação do sinal na outra extremidade. Por exemplo, é o que ocorre com o bit "b6" na **figura 1b**, que poderá não ser identificado como representante do estado "1" do outro lado da linha de transmissão.

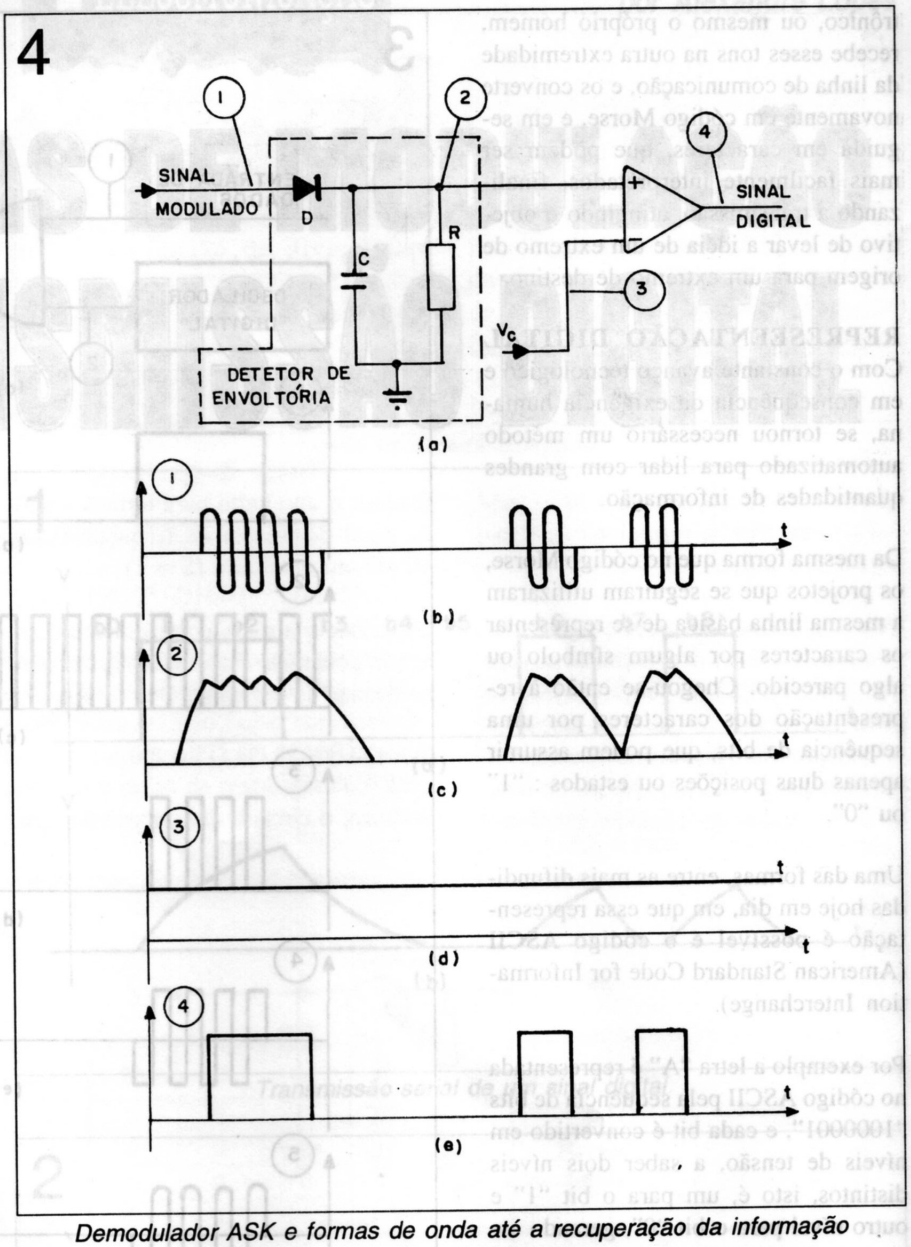
Relevando-se todos esses fatores, recomenda-se a aplicação desse tipo de comunicação somente em casos em que a distância seja igual ou inferior a 500 metros.

Havendo a necessidade de transmissão em uma distância maior, deve-se fazer uso da técnica de modulação/demodulação do sinal digital. Aplicando-se essa técnica, os sinais digitais são convertidos em sinais senoidais que são mais precisos e seguros para serem aplicados em linhas de comunicação. Os tipos de modulação usuais são o ASK, o FSK e o PSK.

CHAVEAMENTO DE AMPLITUDE - O ASK (Amplitude Shift Keying - Modulação por Chaveamento de Amplitude) é um processo onde para o bit "1" aplica-se a transmissão de uma frequência senoidal e para o bit "0" não ocorre a transmissão de sinal algum, como é mostrado na **figura 2**.

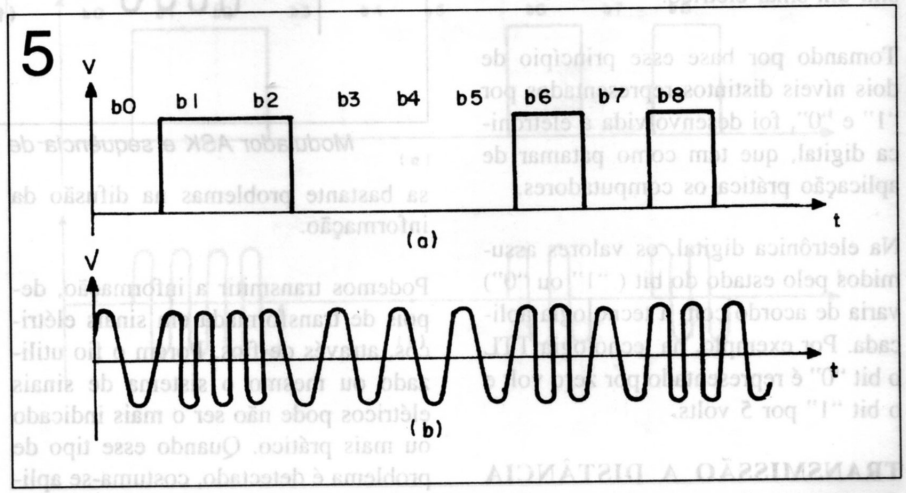
Observe o esquema de um modulador típico de ASK apresentado na **figura 3a**. Visto que quando o bit em questão é "0" nada é transmitido, o sinal modulado

4



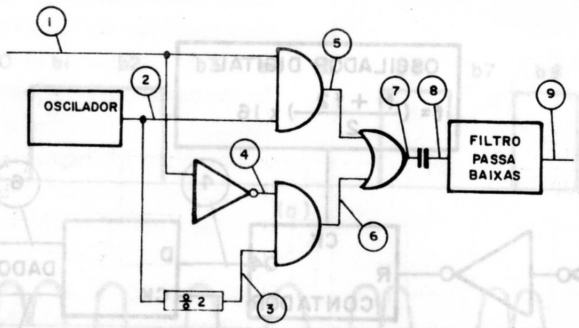
Demodulador ASK e formas de onda até a recuperação da informação

5



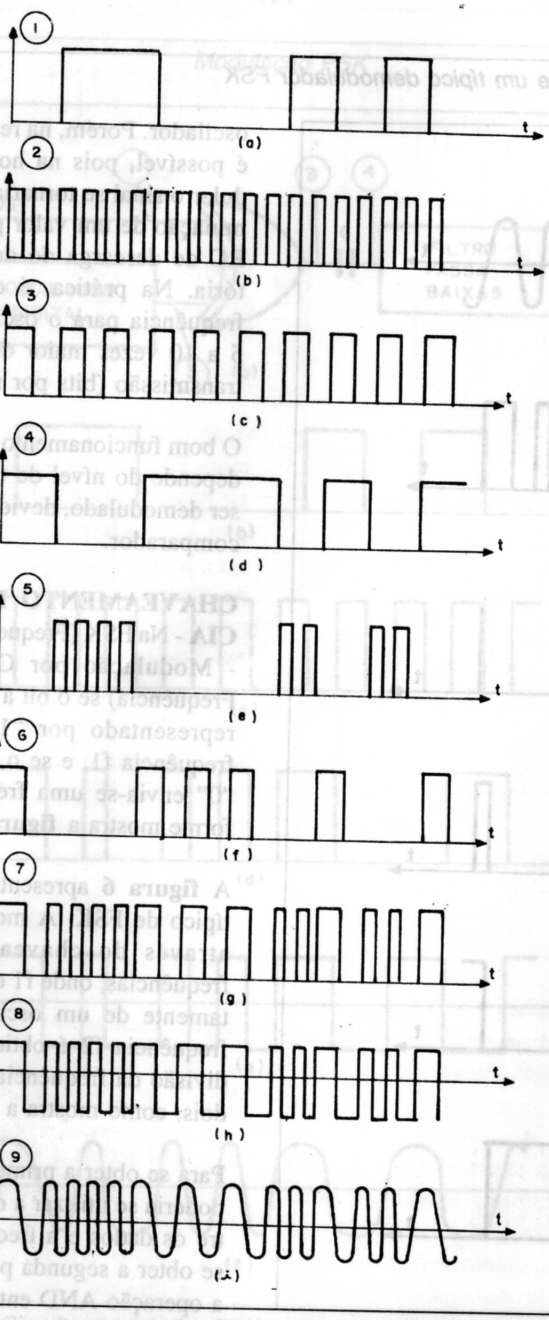
Modulação FSK

6



Circuito típico modulador FSK em blocos

7



Formas de onda da modulação FSK

pode ser conseguido através da operação AND (E) entre o sinal digital e um oscilador digital. Em outras palavras, seria o mesmo que efetuar um AND entre o sinal da **figura 3b** e o da **figura 3c**, gerando o resultando apresentado na **figura 3d**. O capacitor C tem a função de eliminar o nível DC que o sinal da **figura 3d** apresentava; e o filtro passa-baixa tem como função transformar o sinal da **figura 3e** em um sinal senoidal, como o apresentado na **figura 3f**.

Já na **figura 4a** temos a apresentação de um demodulador típico ASK, onde se utiliza um detetor de envoltória para efetuar a demodulação do sinal transmitido. Seu funcionamento pode ser descrito da seguinte maneira: enquanto a tensão aplicada ao diodo D for maior do que a tensão armazenada no capacitor C, ocorrerá a carga do capacitor por intermédio do diodo, praticamente acompanhando a tensão de entrada; por outro lado, quando a tensão aplicada no anodo do diodo D for menor do que a tensão armazenada no capacitor C, o diodo se manterá polarizado reversamente, ocorrendo assim a descarga do capacitor por intermédio do resistor R.

Sendo assim, um demodulador ASK, idêntico ao da **figura 4b**, teria na saída do detector de envoltória um sinal igual ao apresentado na **figura 4c**.

A fim de se obter maior clareza na informação recebida, utiliza-se um comparador, que é encarregado de verificar se a tensão Vc chegou o mais próximo possível da mínima tensão apresentada no nível "1", conforme a **figura 4c**.

Dessa maneira, as tensões apresentadas nas **figuras 4c** e **4d**, quando aplicadas nas portas de entradas dos computadores se converterão no sinal digital apresentado na **figura 4e**.

A principal vantagem do ASK é a sua simplicidade, mas apresenta várias desvantagens. Como para se transmitir em ASK bastaria enviar um ciclo de senóide, teoricamente seria possível transmitir tantos bits por segundo quanto fosse permitido pela frequência do

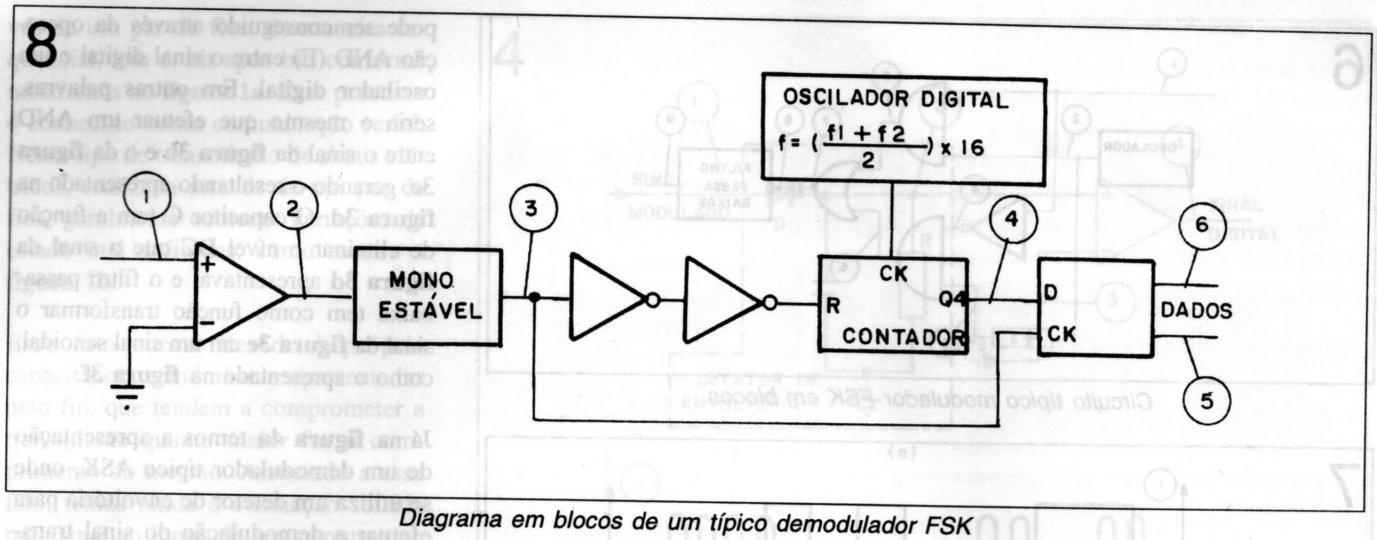
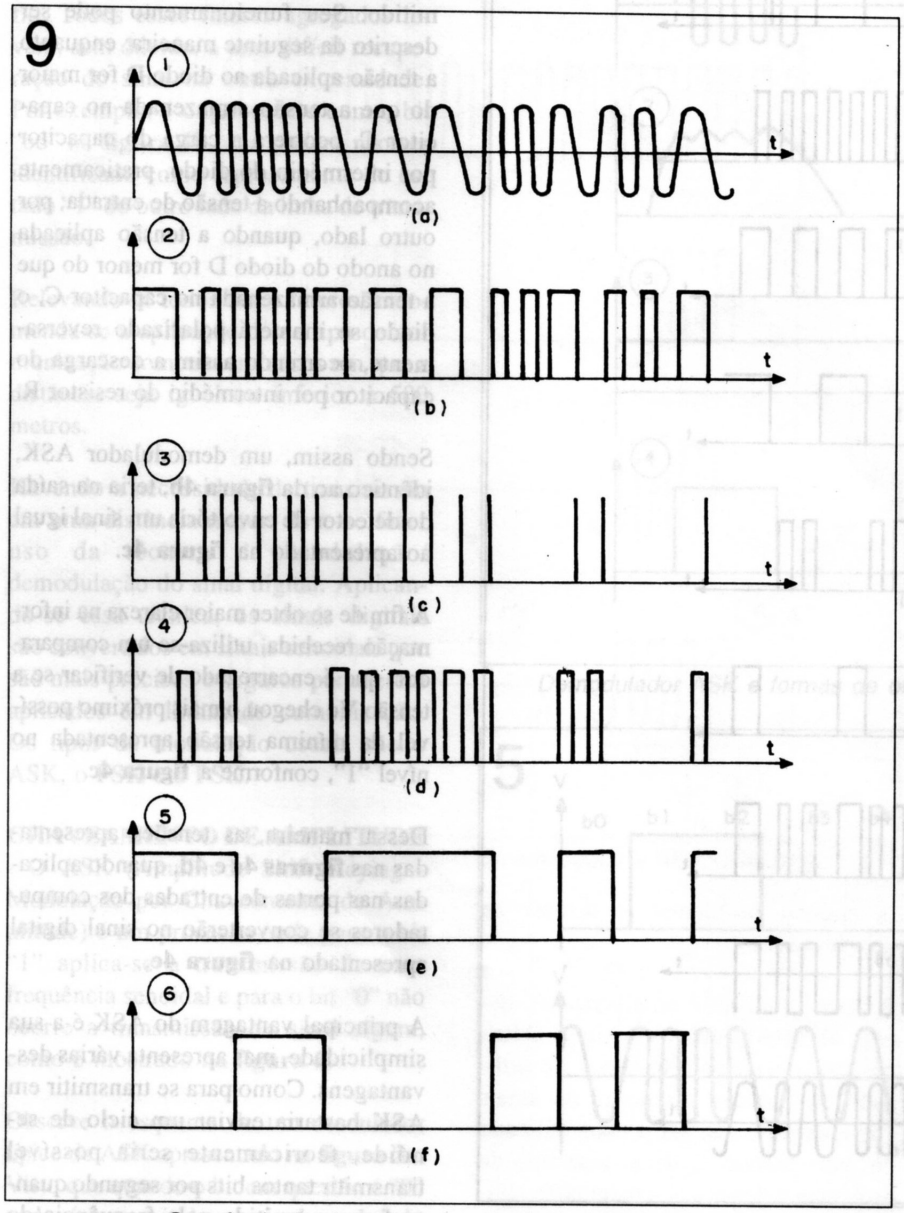


Diagrama em blocos de um típico demodulador FSK



Sequência de demodulação do sinal recebido em FSK

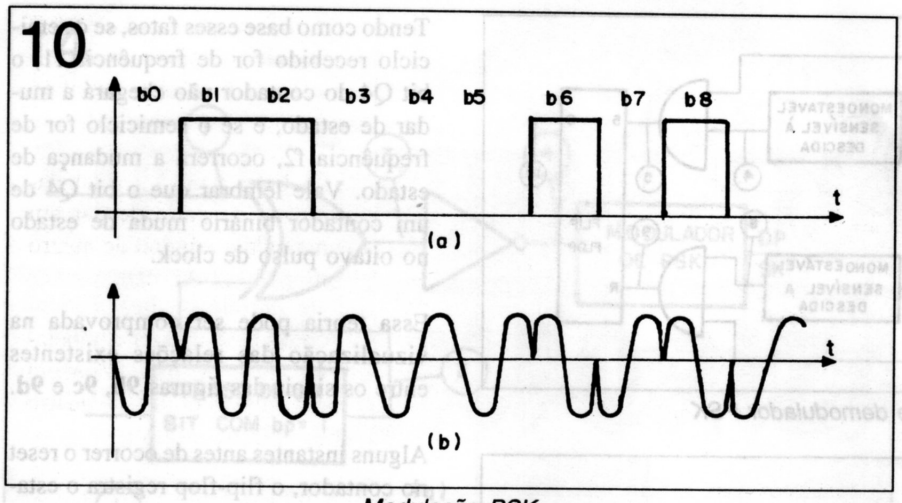
oscilador. Porém, na realidade isso não é possível, pois na hora de se demodular o sinal se tornaria crítico a determinação de um valor para a constante RC de descarga do detetor de envoltória. Na prática, é empregada uma frequência para o oscilador digital de 5 a 10 vezes maior do que a taxa de transmissão (bits por segundo - bps).

O bom funcionamento do demodulador depende do nível de tensão do sinal a ser demodulado, devido à tensão Vc no comparador.

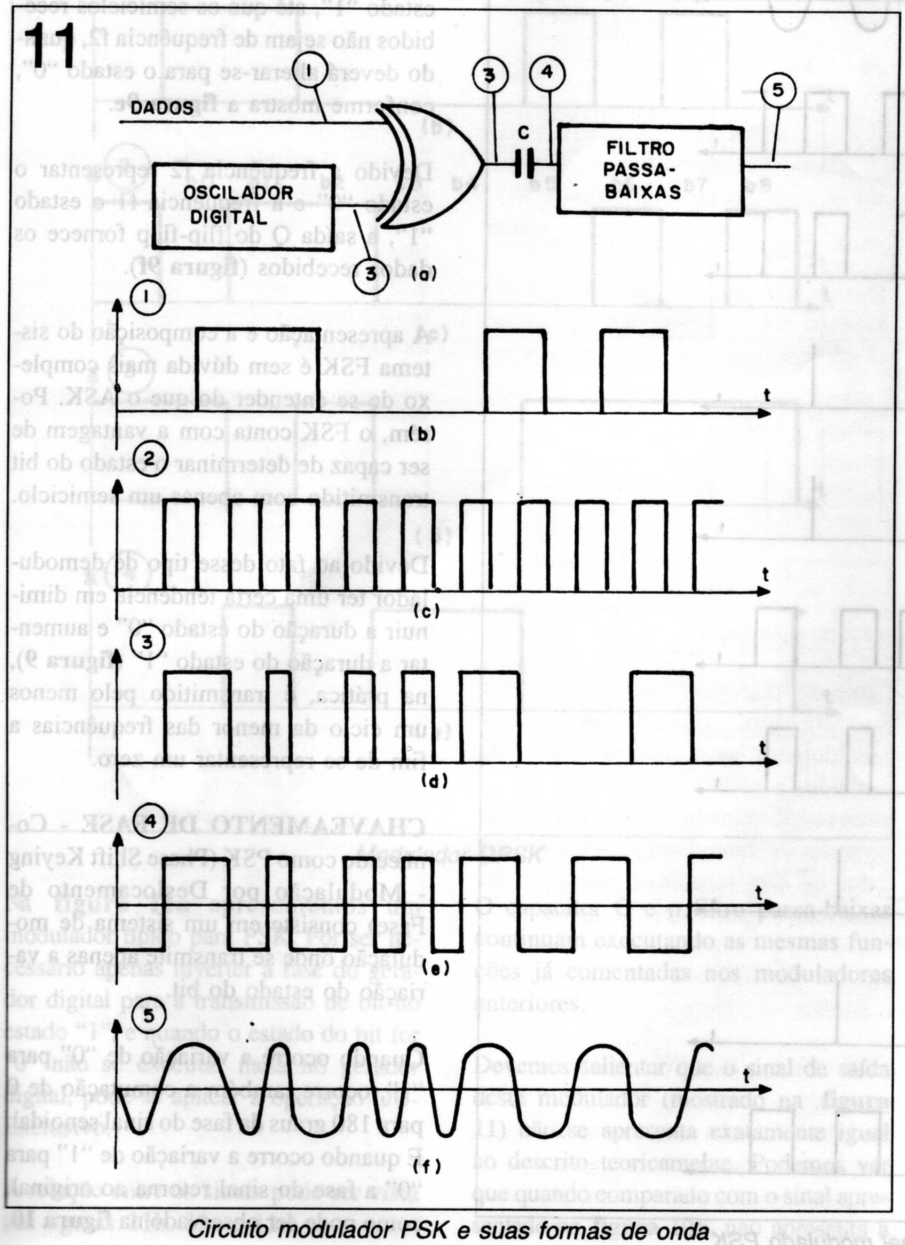
CHAVEAMENTO DE FREQUÊNCIA - Na FSK (Frequency Shift Keying - Modulação por Chaveamento de Frequência) se o bit a ser transmitido é representado por "1" envia-se uma frequência f1, e se o estado do bit for "0" envia-se uma frequência f2, conforme mostra a **figura 5**.

A **figura 6** apresenta um modulador típico de FSK. A modulação é obtida através do chaveamento de duas frequências, onde f1 é conseguida diretamente de um oscilador digital e a frequência f2 é obtida efetuando-se a divisão da frequência do oscilador por dois, como mostra a **figura 6**.

Para se obter a primeira parte do FSK, poderia se utilizar a operação AND entre os dados e a frequência f1. E para se obter a segunda parte seria aplicada a operação AND entre o complemento dos dados e a frequência f2. Explican-



Modulação PSK



Circuito modulador PSK e suas formas de onda

do de forma mais objetiva, seria o mesmo que: sinal da **figura 7a** AND sinal da **figura 7b** geraria o sinal da **figura 7e**. E também, **figura 7d** AND **figura 7c** resultaria na **figura 7f**.

Quando a obtenção do FSK é pretendida como um todo, basta utilizar a operação OU entre as duas partes : sinal da **figura 7e** OU sinal da **figura 7f**, gerando a **figura 7g**.

O capacitor C e o filtro passa-baixas têm a mesma função que no modulador de ASK, e com eles resulta no final uma forma de onda como a mostrada na **figura 7i**.

A **figura 8** ilustra um demodulador do tipo FSK. Trata-se de um demodulador simples, porém se mostra muito eficiente e utiliza a tecnologia digital. Devido ao fato de o sinal recebido ser do tipo senoidal, adequou-se um comparador a fim de equalizá-lo aos níveis digitais, como é apresentado na **figura 9b**.

O monoestável é sensível à variação, tanto de subida quanto de descida de estado. Sua função é gerar um sinal de comando de modo que o demodulador seja capaz de determinar o tempo de duração de cada semi-ciclo recebido por meio do número de pulsos do oscilador digital. Ou seja, como o gerador digital possui frequência f = 16.(f1+f2)/2, caso o semiciclo recebido seja de frequência f1, o número de pulsos que ocorrerão entre os dois pulsos do monoestável será de (f/f1)/2 ou:

$$\frac{f}{2f1} = \frac{16.(f1+f2)}{4f1}$$

Porém, como f2 = f1/2, teremos que:

$$\frac{f}{2.f1} = \frac{16.\left(f1+\frac{f1}{2}\right)}{4f1} = 6$$

E, se o semi-ciclo recebido for de frequência f2, o número de pulsos será

$$\frac{f}{2f2} = \frac{16(f1+f2)}{4f2} = \frac{16\,(2f2+f2)}{4f2} = 12$$

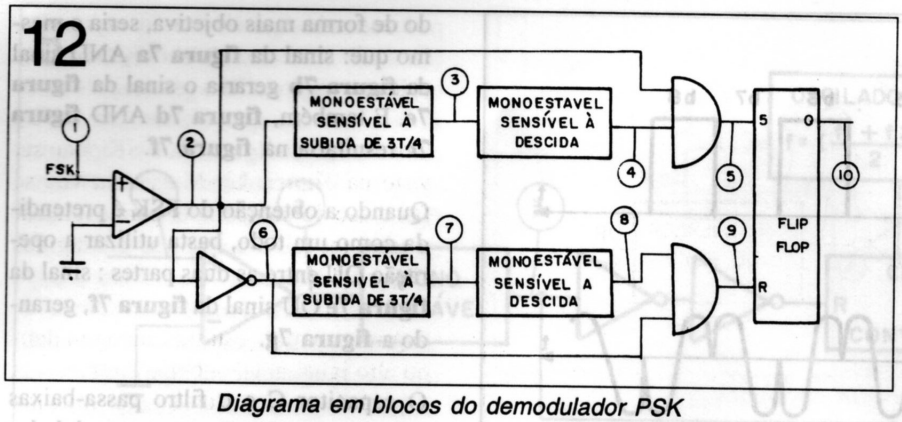
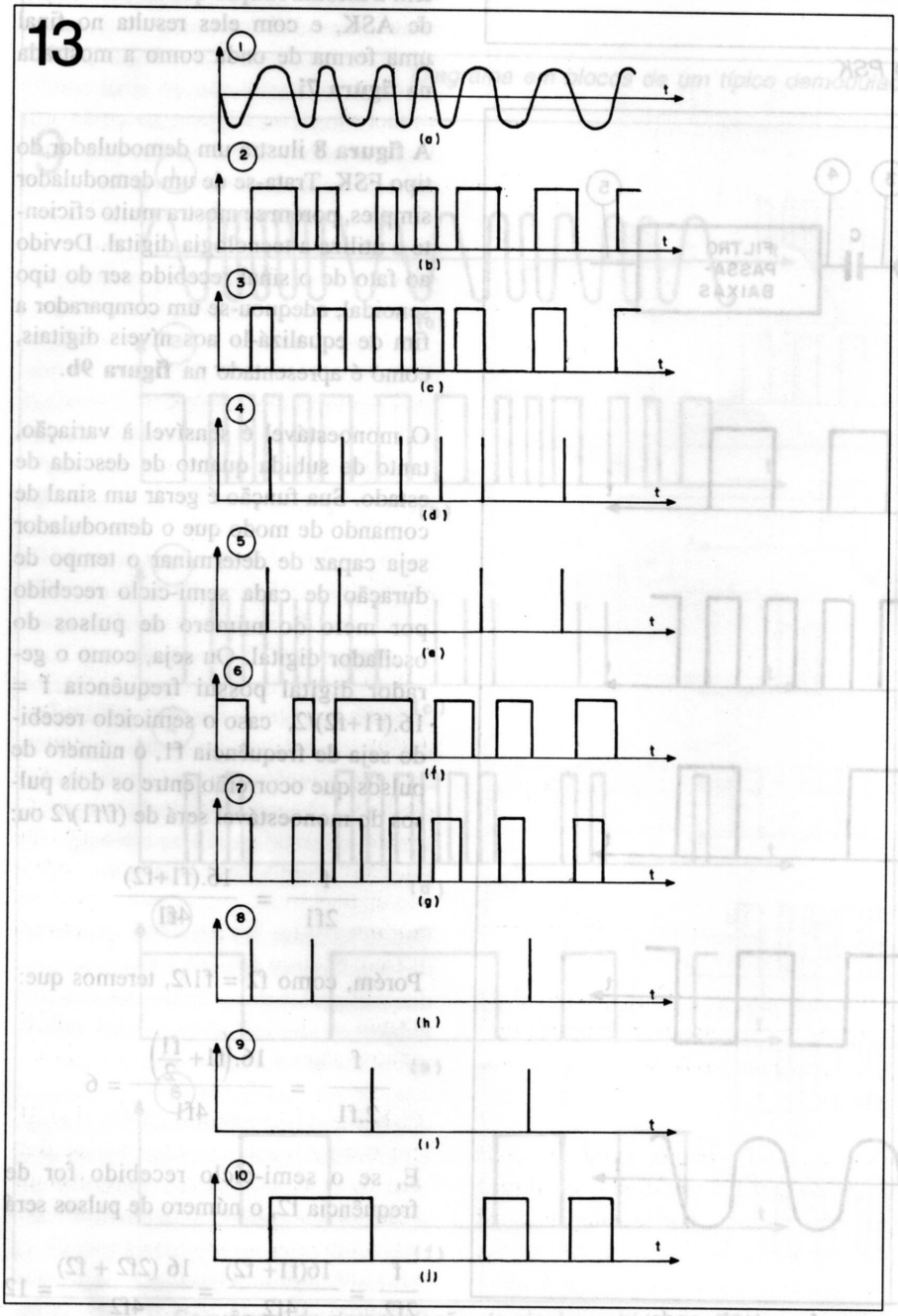


Diagrama em blocos do demodulador PSK



Demodulação do sinal modulado PSK

Tendo como base esses fatos, se o semiciclo recebido for de frequência f1, o bit Q4 do contador não chegará a mudar de estado, e se o semiciclo for de frequência f2, ocorrerá a mudança de estado. Vale lembrar que o bit Q4 de um contador binário muda de estado no oitavo pulso de clock.

Essa teoria pode ser comprovada na vizualização das relações existentes entre os sinais das figuras **9b**, **9c** e **9d**.

Alguns instantes antes de ocorrer o reset no contador, o flip-flop registra o estado do bit Q4, a saída Q permanece no estado "1", até que os semiciclos recebidos não sejam de frequência f2, quando deverá alterar-se para o estado "0", conforme mostra a **figura 9e**.

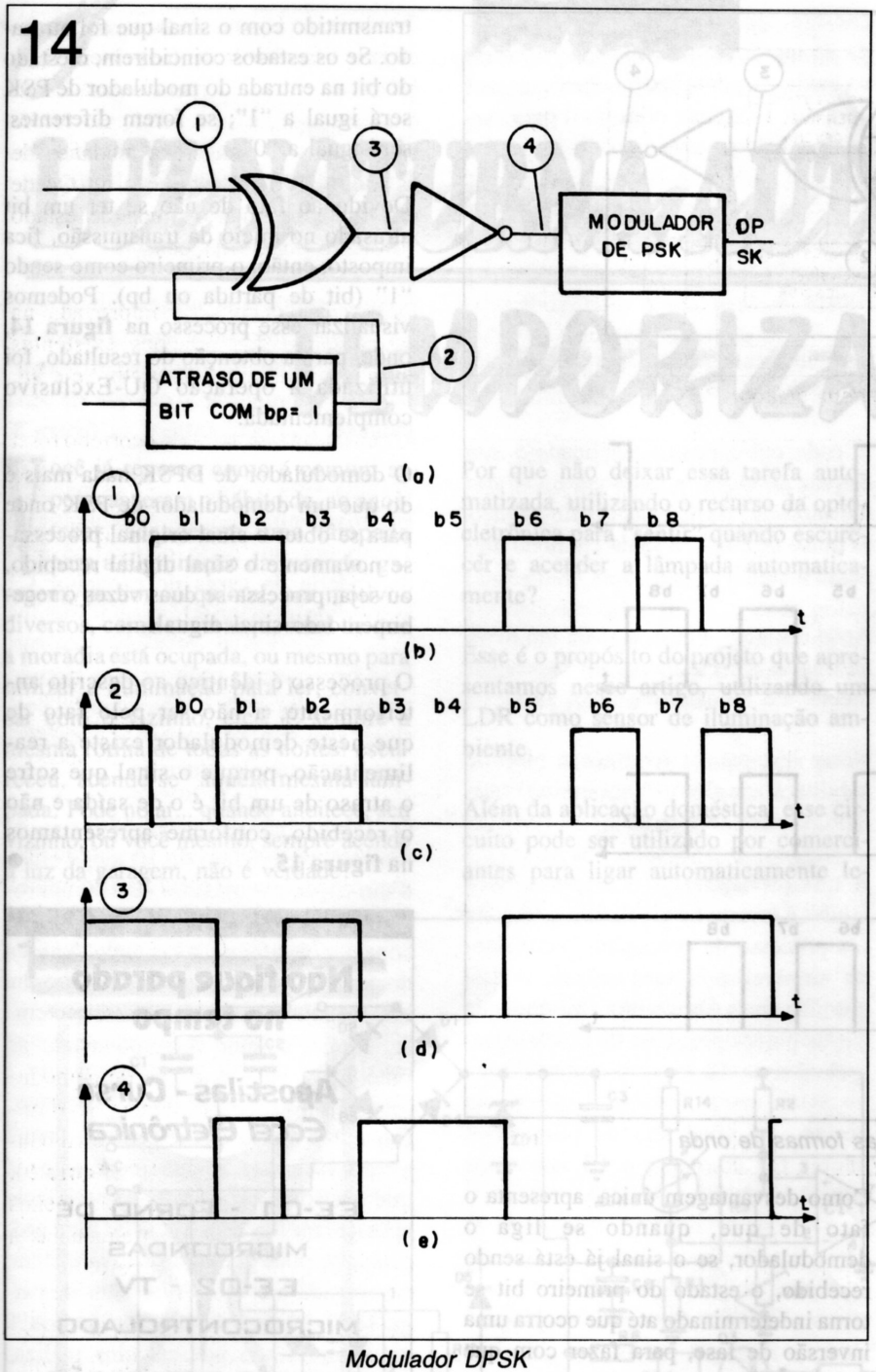
Devido a frequência f2 representar o estado "0" e a frequência f1 o estado "1", a saída Q do flip-flop fornece os dados recebidos (**figura 9f**).

A apresentação e a composição do sistema FSK é sem dúvida mais complexo de se entender do que o ASK. Porém, o FSK conta com a vantagem de ser capaz de determinar o estado do bit transmitido com apenas um semiciclo.

Devido ao fato desse tipo de demodulador ter uma certa tendência em diminuir a duração do estado "0" e aumentar a duração do estado "1" (**figura 9**), na prática, é transmitido pelo menos um ciclo da menor das frequências a fim de se representar um zero.

CHAVEAMENTO DE FASE - Conhecido como PSK (Phase Shift Keying - Modulação por Deslocamento de Fase) consiste em um sistema de modulação onde se transmite apenas a variação do estado do bit.

Quando ocorre a variação de "0" para "1", ocorre também a comutação de 0 para 180 graus da fase do sinal senoidal. E quando ocorre a variação de "1" para "0" a fase do sinal retorna ao original, como pode ser observado na **figura 10**.



Modulador DPSK

Na **figura 11a** apresentamos um modulador típico para PSK. Por ser necessário apenas inverter a fase do gerador digital para a transmissão de bit no estado "1", e quando o estado do bit for "0" não se executar nada no gerador digital, pode-se aplicar a operação OU-Exclusivo.

A relação entre os sinais pode ser vista nas figuras **11b**, **11c** e **11d**.

O capacitor C e o filtro passa-baixas continuam executando as mesmas funções já comentadas nos moduladores anteriores.

Devemos salientar que o sinal de saída deste modulador (mostrado na **figura 11**) não se apresenta exatamente igual ao descrito teoricamente. Podemos ver que quando comparado com o sinal apresentado na **figura 10b**, não apresenta a variação de fase de forma expressiva. Contudo, esse fato não é de vital importância, como veremos a seguir.

Um demodulador do tipo PSK pode ser visto na **figura 12**. Mais uma vez se faz o uso do comparador para equalizar o sinal recebido com os níveis digitais (**figura 13b**).

O primeiro monoestável tem o seu tempo alto igual a 3T/4, onde T representa o período do gerador digital utilizado na confecção do PSK. Seu principal objetivo é analisar se houve inversão de fase. Para que isto seja possível, a saída é encaminhada para um novo monoestável, de tempo curto, e a partir de uma operação AND com o sinal recebido, e convertido em forma digital, gera um sinal de set no flip-flop. Esse processo pode ser observado nas **figuras 13b**, **13c**, **13d** e **13e**.

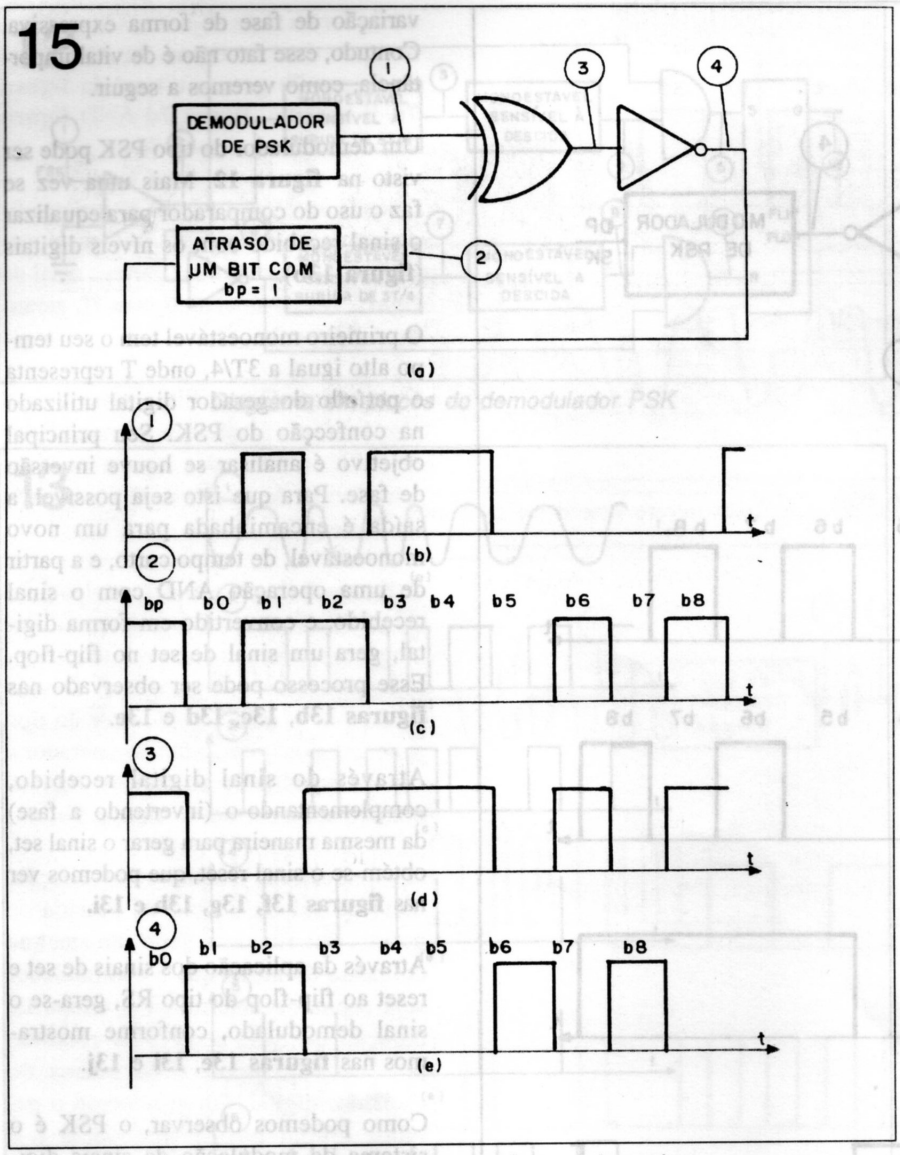
Através do sinal digital recebido, complementando-o (invertendo a fase) da mesma maneira para gerar o sinal set, obtém-se o sinal reset, que podemos ver nas **figuras 13f, 13g, 13h e 13i.**

Através da aplicação dos sinais de set e reset ao flip-flop do tipo RS, gera-se o sinal demodulado, conforme mostramos nas **figuras 13e**, **13i** e **13j**.

Como podemos observar, o PSK é o sistema de modulação de sinais digitais mais complexo visto até o momento, apresentando suas vantagens, e a melhor delas é o fator de taxa de transmissão, pois, pelo que foi visto até agora, para se transmitir um bit é necessário apenas um período, sendo possível a transmissão de tantos bits quanto for a frequência do gerador digital.

Temos ainda uma variação do PSK, denominado de PSK em quatro fases.

PSK EM QUATRO FASES - No PSK em quatro fases são transmitidos dois bits de cada vez, da seguinte maneira: caso os dois bits a serem transmitidos tenham os seus estados iguais a "00", a fase transmitida será igual a zero graus; se forem "01", a fase será de 90 graus;



Modulador DPSK e suas formas de onda

se forem iguais a "10", a fase será de 180 graus; se forem iguais a "11", a fase a ser transmitida será igual a 240 graus.

O modulador de PSK em quatro fases nada mais é do que a soma de dois moduladores de PSK, com os respectivos geradores digitais defasados de 90 graus, onde sua análise se dá igualmente ao que vimos antes.

No caso do demodulador, assemelha-se ao de PSK, porém conta com quatro jogos de monoestáveis, com seu tempo básico sendo de 5T/8 no lugar de 3T/4.

A principal vantagem do PSK em quatro fases é a sua maior taxa de transmissão. Como desvantagem única, apresenta o fato de que, quando se liga o demodulador, se o sinal já está sendo recebido, o estado do primeiro bit se torna indeterminado até que ocorra uma inversão de fase, para fazer com que todos os bits recebidos passem a ter seus estados perfeitamente definidos.

Para se eliminar esse transtorno existe o DPSK.

PSK COM ATRASO - PSK com atraso, conhecido como DPSK, é um sistema onde o sinal a ser transmitido passa por mais uma transformação antes de ser enviado: atrasa-se o sinal digital de um bit. Compara-se o sinal a ser transmitido com o sinal que foi atrasado. Se os estados coincidirem, o estado do bit na entrada do modulador de PSK será igual a "1"; se forem diferentes, será igual a "0".

Devido ao fato de não se ter um bit atrasado no início da transmissão, fica imposto, então, o primeiro como sendo "1" (bit de partida ou bp). Podemos visualizar esse processo na **figura 14**, onde, para a obtenção do resultado, foi utilizada a operação OU-Exclusivo complementada.

O demodulador de DPSK nada mais é do que um demodulador de PSK onde para se obter o sinal original processa-se novamente o sinal digital recebido, ou seja, processa-se duas vezes o recebimento do sinal digital.

O processo é idêntico ao descrito anteriormente, a não ser pelo fato de que neste demodulador existe a realimentação, porque o sinal que sofre o atraso de um bit é o de saída e não o recebido, conforme apresentamos na **figura 15**. ●

Não fique parado no tempo

Apostilas - Curso Eccel Eletrônica

EE-01 - FORNO DE MICROONDAS
EE-02 - TV MICROCONTROLADO

TEORIA E REPARAÇÃO.
LANÇAMENTO EM JULHO/96

Reserve já a sua exclusivamente pelo

TEL/FAX: (011) 911-3738

ECCEL ELETRÔNICA

por Aldo Lopes

LUZ NOTURNA AUTOMÁTICA TEMPORIZADA

Você já reparou como é comum as pessoas terem o hábito de, ao anoitecer, acenderem uma lâmpada para a iluminação da varanda, garagem, jardim ou quintal, por motivos diversos, como segurança, sinal de que a moradia está ocupada, ou mesmo para utilizar a iluminação para ler, conversar com o vizinho, etc.? É sempre a mesma rotina de todas as noites: escureceu, acende-se aquela mesma lâmpada. Pode notar... quando anoitece, seu vizinho, ou você mesmo, sempre acende a luz da garagem, não é verdade?

Por que não deixar essa tarefa automatizada, utilizando o recurso da optoeletrônica para "sentir" quando escurecer e acender a lâmpada automaticamente?

Esse é o propósito do projeto que apresentamos nesse artigo, utilizando um LDR como sensor de iluminação ambiente.

Além da aplicação doméstica, esse circuito pode ser utilizado por comerciantes para ligar automaticamente letreiros luminosos (displays) de sua loja ao anoitecer, deligando-os também automaticamente.

Incluimos no circuito um temporizador de período extendido ajustável, para desativar a iluminação depois de um certo intervalo dela ter sido acionada, economizando energia elétrica durante a madrugada.

Embora o circuito tenha sido projetado visando o controle de lâmpadas, muitas outras aplicações onde um disposi-

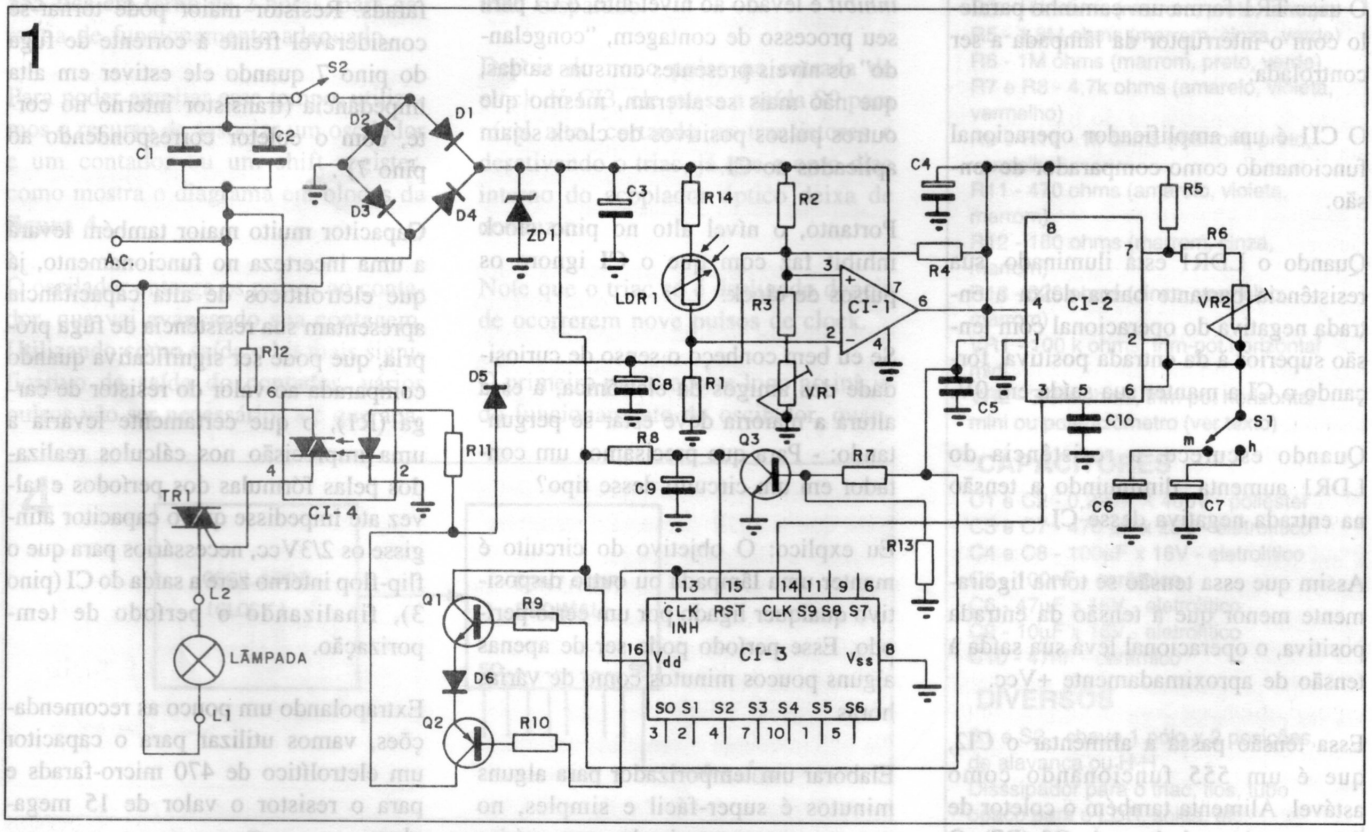
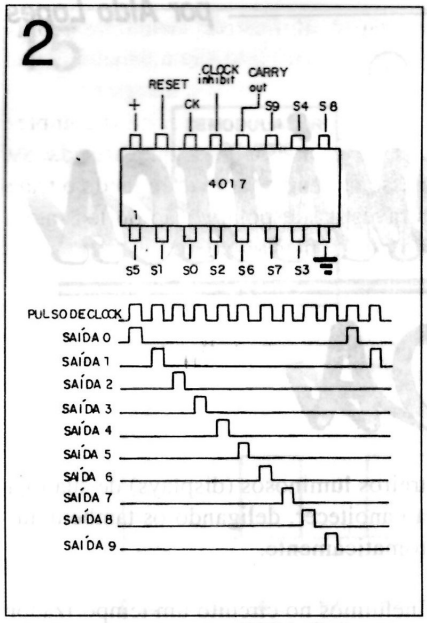


Diagrama esquemático



Pinagem do 4017

tivo eletro-eletrônico é ligado à noite e desligado depois de um certo período são possíveis.

FUNCIONAMENTO - O circuito completo da luz noturna automática temporizada é visto na **figura 1**.

O triac TR1 forma um caminho paralelo com o interruptor da lâmpada a ser controlada.

O CI1 é um amplificador operacional funcionando como comparador de tensão.

Quando o LDR1 está iluminado, sua resistência bastante baixa deixa a entrada negativa do operacional com tensão superior à da entrada positiva, forçando o CI a manter sua saída em 0V.

Quando escurece, a resistência do LDR1 aumenta, diminuindo a tensão na entrada negativa desse CI.

Assim que essa tensão se torna ligeiramente menor que a tensão da entrada positiva, o operacional leva sua saída à tensão de aproximadamente +Vcc.

Essa tensão passa a alimentar o CI2, que é um 555 funcionando como astável. Alimenta também o coletor de Q1 e o resistor de base de Q3 (R7). O consumo do circuito provoca uma queda na tensão de alimenatação nominal na saída da ponte retificadora, passando-a dos 12V (sem consumo) para cerca de 8V (com consumo).

O CI2 é um contador/decodificador de 10 saídas e sua pinagem, para quem não conhece, apresentamos na **figura 2**.

Inicialmente, a saída desse CI em nível alto é S0.

A cada pulso positivo aplicado à sua entrada de clock, a saída em nível alto é deslocada. Assim, depois do primeiro pulso de clock, a saída em nível alto passa a ser S1.

Após um novo pulso, a saída em nível alto passa a ser S2, e assim sucessivamente, até S9 estar em nível alto.

Nesse instante, se tivermos o pino de habilitação de clock (*clock inhibit*) aterrado, o ciclo se repete.

A qualquer instante, se o pino *clock inhibit* é levado ao nível alto, o CI pára seu processo de contagem, "congelando" os níveis presentes em suas saídas, que não mais se alteram, mesmo que outros pulsos positivos de clock sejam aplicados ao CI.

Portanto, o nível alto no pino clock inhibit faz com que o CI ignore os pulsos de clock.

Se eu bem conheço o senso de curiosidade dos amigos da eletrônica, a essa altura a maioria deve estar se perguntando: - Para que precisamos um contador em um circuito desse tipo?

Eu explico: O objetivo do circuito é manter uma lâmpada ou outro dispositivo qualquer ligado por um certo período. Esse período pode ser de apenas alguns poucos minutos como de várias horas.

Elaborar um temporizador para alguns minutos é super-fácil e simples, no entanto, um temporizador para várias horas exige alguns truques para se conseguir um circuito relativamente econômico.

Utilizamos no projeto o CI 555. Esse CI pode atuar como multivibrador astável (oscilador), ou como um monoestável (temporizador).

Vamos supor que utilizássemos esse CI diretamente como temporizador do nosso circuito de iluminação temporizada. A configuração em que ele seria montado está demonstrada na **figura 3**.

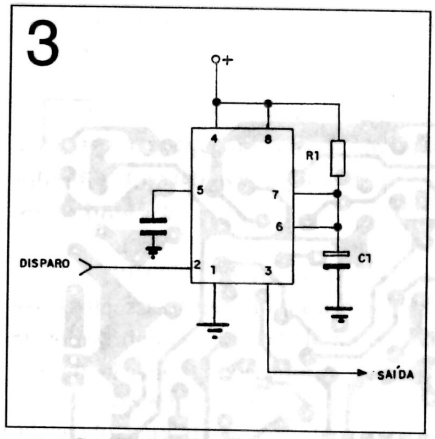
A saída seria o pino 3, que se manteria em nível alto (aproximadamente de +Vcc) por um certo período, o qual dependeria da carga do capacitor C1 através do resistor R1.

Pois bem, vamos projetar esse circuito temporizador para o maior tempo possível, segundo as limitações e exigências para que ele funcione.

Os fabricantes recomendam o uso de um resistor máximo de 10 mega-ohms e um capacitor máximo de 100 micro-farads. Resistor maior pode tornar-se considerável frente à corrente de fuga do pino 7 quando ele estiver em alta impedância (transistor interno no corte, com o coletor correspondendo ao pino 7) .

Capacitor muito maior também levará a uma incerteza no funcionamento, já que eletrolíticos de alta capacitância apresentam sua resistência de fuga própria, que pode ser significativa quando comparada ao valor do resistor de carga (R1), o que certamente levaria a uma imprecisão nos cálculos realizados pelas fórmulas dos períodos e talvez até impedisse que o capacitor atingisse os 2/3Vcc, necessários para que o flip-flop interno zere a saída do CI (pino 3), finalizando o período de temporização.

Extrapolando um pouco as recomendações, vamos utilizar para o capacitor um eletrolítico de 470 micro-farads e para o resistor o valor de 15 mega-ohms.



Configuração do 555 como monoestável

O período de temporização é dado pela equação: T = 1,1.R1.C1.

Substituindo na equação os valores máximos adotados, temos:

$T = 1{,}1 \cdot 15.10^{6} \cdot 470.10^{-6} = 7050$ segundos

T = 117,5 minutos = 1h 57,5m

Portanto, o período máximo de temporização obtido de um circuito com 555 fica em torno de 2 horas, para garantia de funcionamento adequado.

Para poder ampliar esse tempo, utilizamos o recurso de associar um oscilador e um contador ou um shift register, como mostra o diagrama em blocos da **figura 4**.

O oscilador entrega os pulsos ao contador, que vai avançando sua contagem. Utilizando como saída o bit mais significativo da saída do contador, vários pulsos vão ser necessários até que apareça um pulso nessa saída mais significativa, ou seja, o contador divide a frequência do oscilador, ampliando seu período.

No nosso projeto, o 555 é utilizado na configuração de oscilador. Quando a chave S1 está em m (minutos), ele atua em uma frequência máxima correspondente a um período mínimo de 2 minutos. Esse período é obtido com o trim-pot VR2 na resistência mínima.

Colocando o trim-pot na resistência máxima, esse período aumenta para 7 minutos.

Entregando esses pulsos para o contador-decodificador (CI3), a cada pulso de clock ele desloca sua saída ativa, sendo que depois de 9 pulsos a saída S9 passa para nível alto.

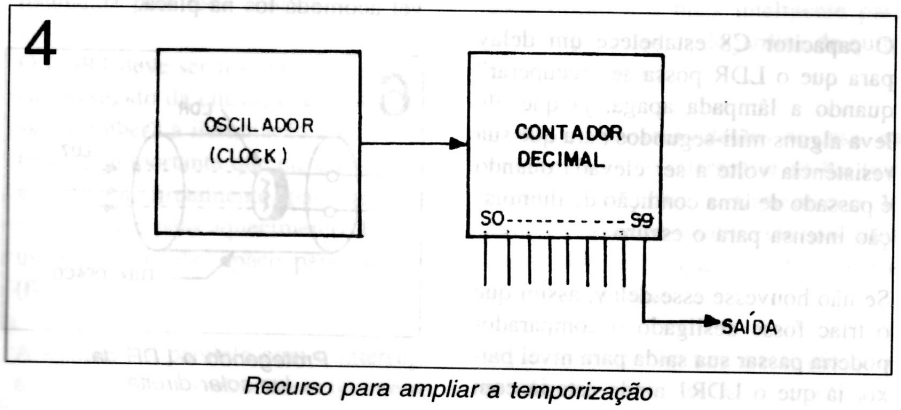
O +Vcc da saída do comparador polariza o coletor de Q1. Enquanto S9 está em nível baixo, os dois transistores (Q1 e Q2) ficam saturados, acionando o acoplador óptico (CI4), que mantém o triac disparado.

Depois do nono pulso na entrada de clock do CI3, ele passa a saída S9 para nível alto, cortando os transistores e desativando o triac, já que o opto-diac interno do acoplador óptico deixa de conduzir.

Note que o triac só é desligado depois de ocorrerem nove pulsos de clock.

O primeiro pulso ocorre logo no início do funcionamento do oscilador, quando ele é alimentado pelo CI1 (comparador), não sendo contado.

A partir daí, são oito períodos completos do oscilador para que a saída S9 passe para nível alto, desligando o triac através da despolarização do led interno do acoplador óptico.



Recurso para ampliar a temporização

LISTA DE MATERIAL

SEMICONDUTORES

CI1-741 - amplificador operacional
CI2-555 - timer
CI3-4017 - contador decimal
CI4-MOC 3020 - acoplador óptico
Q1 e Q3 - BC548B, transistor NPN
Q2 - BC558 - transistor PNP
ZD1 - BZX79C12 ou 1N759 - diodo zener de 12V x 0,5W
D1 a D4 - IN4007 - diodo retificador
D5 e D6 - IN4148 - diodo de uso geral
TR1 - TIC206D ou BT138 - triac de 4A x 400V
LDR1 - LDR redondo comum

RESISTORES (1/8W x 5%)

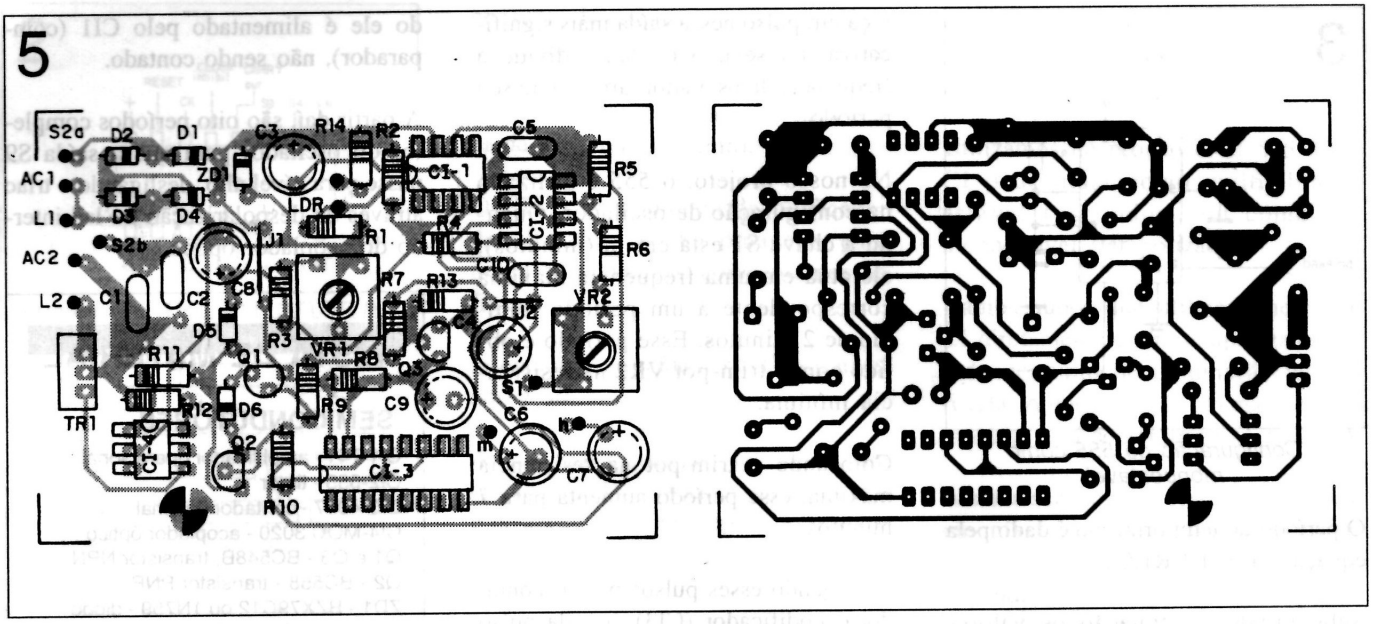
R1 e R14 - 22k ohms (vermelho, vermelho, laranja)
R2 e R4 - 47k ohms (amarelo, violeta, laranja)
R3 - 10k ohms (marrom, preto, laranja)
R5 - 1,8M ohms (marrom, cinza, verde)
R6 - 1M ohms (marrom, preto, verde)
R7 e R8 - 4,7k ohms (amarelo, violeta, vermelho)
R9 e R10 - 1k ohms (marrom, preto, vermelho)
R11 - 470 ohms (amarelo, violeta, marrom)
R12 - 180 ohms (marrom, cinza, marrom)
R13 - 820 ohms (cinza, vermelho, marrom)
VR1 - 100 k ohms, trim-pot horizontal mini
VR2 - 3,3M ohms, trim-pot horizontal mini ou potenciômetro (ver texto)

CAPACITORES

C1 e C2 - 0,22µF X 400V - poliéster
C3 e C7 - 470 µF x 25V - eletrolítico
C4 e C8 - 100µF x 16V - eletrolítico
C5 - 100nF - cerâmico
C6 - 47µF x 16V - eletrolítico
C9 - 10µF x 16V - eletrolítico
C10 - 47nF - cerâmico

DIVERSOS

S1 e S2 - chave 1 pólo x 2 posições, de alavanca ou H-H
Disssipador para o triac, fios, tubo opaco para o LDR, solda, etc.



Lay-out da placa de circuito impresso

Portanto, com a chave S1 em m, se o trim-pot está com resistência mínima, os 2 minutos são multiplicados por 8 resultando em 16 minutos.

Se o trim-pot está com resistência máxima, os 7 minutos do período do oscilador multiplicados por 8 resultam em 56 minutos.

Assim, com S1 em m ajustamos o período de permanência do triac ativado na faixa de 16 minutos a 56 minutos.

Passando a chave para h, o capacitor é aumentado em 10 vezes (de 47 micro-farads para 470 micro-farads). Portanto, a faixa de ajuste que se obtém muda para o tempo mínimo de cerca de 3 horas ao tempo máximo de cerca de 10 horas.

O diodo D5 realimenta a tensão que aciona o led do acoplador óptico para a entrada positiva do comparador (CI1). Com isso, o LDR1 pode ser instalado mesmo perto da lâmpada. Uma vez acionado o triac, o LDR1 só passará a ter função no circuito quando terminar o tempo programado, sendo que a saída do comparador só voltará ao nível baixo depois que amanhecer novamente. Portanto, mesmo que o triac tenha sido desligado, o oscilador continua entregando pulsos para o CI2. No entanto, como a saída S9 está ligada à entrada de clock inhibit, esses pulsos simplesmente são ignorados.

Quando o LDR voltar a receber luz (quando o dia clarear), a saída do comparador passará para nível baixo, desligando a alimentação do oscilador e levando o transistor Q3 ao corte.

Com Q3 no corte, a tensão no seu coletor passa a ser de +Vcc, estabelecendo um reset no CI3, que passa então a ficar pronto para um novo ciclo, assim que voltar a escurecer.

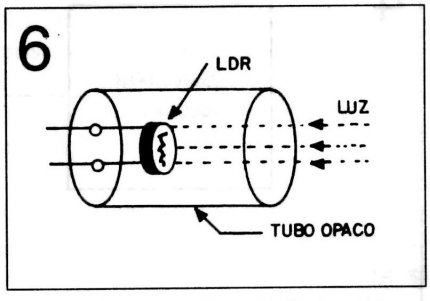
O diodo D6 entre os transistores Q1 e Q2 compensa a tensão de off-set do amplificador operacional, garantindo que o triac não entre em condução se a tensão de saída do CI1 for menor do que 2V.

O capacitor C8 estabelece um delay para que o LDR possa se "recuperar" quando a lâmpada apaga, já que ele leva alguns mili-segundos para que sua resistência volte a ser elevada quando é passado de uma condição de iluminação intensa para o escuro.

Se não houvesse esse delay, assim que o triac fosse desligado o comparador poderia passar sua saída para nível baixo, já que o LDR1 ainda estaria com baixa resistência, e o circuito poderia interpretar que já seria dia claro, voltando a acender a lâmpada assim que a resistência do LDR1 aumentasse.

A alimentação do circuito é formada pela própria rede elétrica que alimenta a lâmpada, sendo dispensado o uso de transformador.

A queda de tensão é feita no capacitor C1, e o zener ZD1 fixa a tensão que alimenta o circuito de controle em 12V. O capacitor C1 deve ter tensão de trabalho de 400V, permitindo assim o uso do circuito tanto em rede de 110V como 220V, sem a necessidade de qualquer alteração, apenas exigindo um ajuste compatível do trim-pot, já que a "sobrecarga" do circuito consumindo será menor em 220V. Dobre os terminais desses capacitores para que seja possível acomodá-los na placa.



Protegendo o LDR da luz solar direita

C2 é o capacitor de filtragem da tensão de 12V.

MONTAGEM - A montagem pode ser feita em uma pequena placa de circuito impresso, que tem seu lay-out mostrado na **figura 5**.

O triac utilizado suporta uma corrente eficaz de 4A, o que limita a potência máxima da carga sob controle em 400W (para rede de 110V) ou em 800W (para rede de 220V). Portanto, o circuito é adequado para diversas aplicações, e não apenas para o controle de uma lâmpada, onde a corrente é muito menor (pouco menos de 1A para uma lâmpada de 100W em 110V).

Caso o dispositivo sob controle tenha um consumo superior a 100W, o triac deve receber um pequeno dissipador.

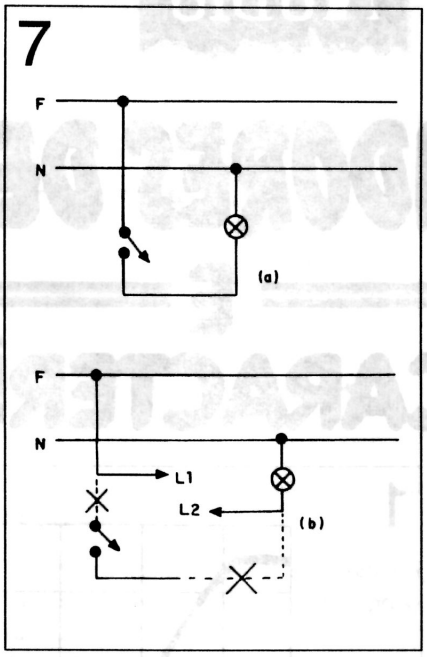
INSTALAÇÃO - Para instalar o circuito da luz noturna automática, basta ligar os pontos L1 e L2 (que correspondem ao triac) em paralelo com o interruptor que controla a lâmpada desejada.

Com a ligação em paralelo, o interruptor continua atuando, e com isso pode-se acender a lâmpada mesmo quando ainda não tiver escurecido.

O trim-pot pode ser substituido por um potenciômetro linear de mesmo valor, caso se pretenda atuar no ajuste com mais frequência. Não utilize potenciômetros com eixo metálico, para maior segurança contra choques, uma vez que o circuito não utiliza transformador de isolação na alimentação, fazendo-a diretamente pela rede elétrica.

O LDR1 deve ser instalado em um local protegido da chuva, mas onde possa "perceber" a iluminação natural externa. É importante que ele não receba a luz solar diretamente, para que não se danifique pelo aquecimento. Utilize um pequeno tubo opaco para alojá-lo (**figura 6**).

A ligação em paralelo com o interruptor original provavelmente exija que se



Instalação na caixa de luz

passe dois fios pelo conduíte até um ambiente externo, onde o LDR1 será instalado. Se for mais fácil, coloque o circuito na caixa de luz do soquete da própria lâmpada, ligando o terminal L2 na lâmpada e o terminal L1 na fase (a mesma interrompida pelo interruptor da parede). Oriente-se pela **figura 7**. Nesse caso, o circuito poderá ficar permanentemente alimentado.

Na ligação da **figura 7**, caso não se pretenda acender a lâmpada fora do período determinado pelo circuito, o interruptor pode ser eliminado, o que pode ser muito vantajoso, principalemnte em novas construções, onde pode-se economizar com a dispensa do conduíte, da fiação e do interruptor para essa lâmpada.

Essa opção é a mais inteligente para iluminação externa, do jardim, do quintal ou da varanda.

Caso seja instalado dentro de casa, na mesma caixa do interruptor de luz (em paralelo com ele), a alimentação do circuito pode ser controlada por uma chave (S2), para ligar e desligar a atuação automática.

A placa da **figura 5** tem dimensão apropriada para uma fixação no interior de uma caixa de luz padrão para um único ponto, com o uso de espaçadores para possibilitar a fixação do potenciômetro (caso seja usado no lugar do trim-pot) no "espelho".

AJUSTE - O ajuste de VR1, como já comentamos na descrição do funcionamento, estabelece o "horário" em que a lâmpada irá acender, determinando o "nível de escuridão" para que isso aconteça. Esse ajuste de VR1 fixa a tensão da entrada positiva do comparador (CI1).

Adiantamos que, com o trim-pot na resistência mínima (cursor em contato com o extremo do trim-pot ligado a R3), pode acontecer de não se conseguir um nível de escuridão suficiente para provocar o acionamento da lâmpada; analogamente, com o trim-pot na resistência máxima, pode ser que a lâmpada acenda uma única vez, e depois a saída do comparador não volte mais para nível baixo, mesmo que o LDR seja novamente bem iluminado, ficando impossível um novo ciclo (a lâmpada permanece indefinidamente apagada, não adiantando mais escurecer o LDR). Essas situações podem acontecer em função do tipo de LDR utilizado ou devido às tolerâncias nos valores dos componentes, por isso, feito o ajuste do trim-pot, certifique-se de que o ponto escolhido está livre desses inconvenientes, observando se o funcionamento é realmente o esperado.

Em VR2 ajusta-se o período em que a lâmpada permanecerá acesa, período esse que depende também da posição da chave S2 (minutos ou horas).

Alertamos que os capacitores eletrolíticos apresentam tolerâncias muito variáveis, podendo chegar a mais de 20%, o que certamente irá afetar os resultados teóricos que apresentamos como períodos para o oscilador com 555. Geralmente, como resultado prático obteremos períodos maiores do que os calculados, em função dos valores elevados que empregamos para os resistores e capacitores. ●

por Alexandre Lopes

AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA E SUAS CARACTERÍSTICAS

Quando decidimos comprar um amplificador de som, não devemos simplesmente nos ater à sua potência de saída. É importante relevarmos todos os dados e características que definem a qualidade técnica do aparelho.

É certo que muitas vezes, em vez de nos esclarecer, estes dados acabam nos confundindo, pelo fato de não conhecermos bem esses parâmetros, que chegam a ser fundamentais para a escolha certa.

Veremos então, à seguir, alguns desses parâmetros fundamentais, que devem ser relevados na decisão de qual equipamento iremos adquirir.

POTÊNCIA EFICAZ (RMS) - A potência continua ou eficaz também é conhecida como potência real de saída, e é medida em watts.

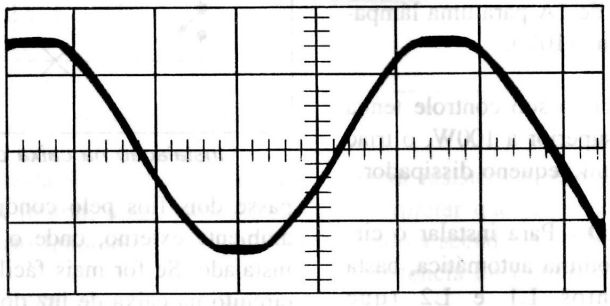
O valor dessa potência significa aquilo que o amplificador pode fornecer em um período continuo, por um intervalo de tempo igual ou maior que 10 minutos, e também com uma tolerância à distorção harmônica total não superior a 1%.

O valor dessa potência está relacionada diretamente com a impedância dos alto-falantes, sendo calculada aplicando-se a fórmula (1).

$$P_{RMS} = \frac{Vef^2}{Rcarga} \quad (1)$$

Onde Vef significa a tensão eficaz que o aparelho amplificador pode fornecer, quando está na sua potência máxima, a um alto-falante (ou alto-falantes) com uma impedância resultante igual a Rcarga dada em ohms.

1



Ponto de corte (clipping) do amplificador

Para medir essa potência, normalmente se utiliza o ponto de corte (clipping) do amplificador, antes que a distorção harmônica seja superior a 1%. O ponto de corte é aquele no qual as extremidades da onda senoidal de teste na saída começam a "achatar" (**figura 1**).

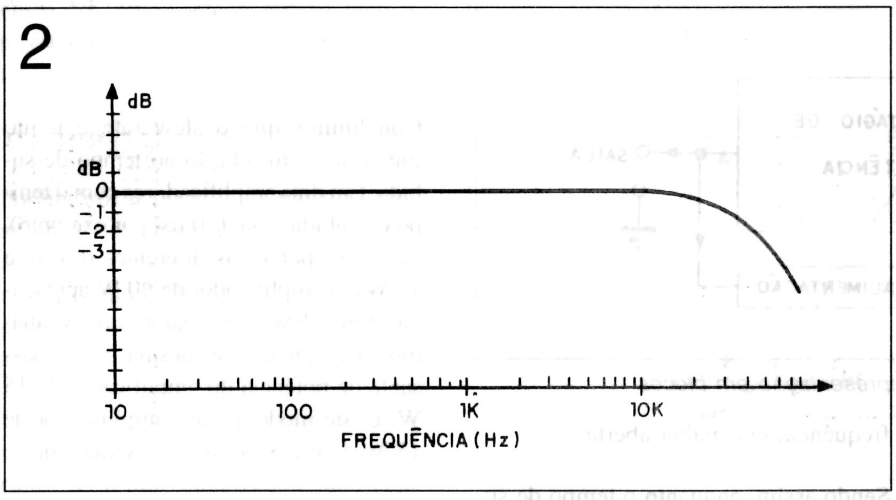
POTÊNCIA MUSICAL - É a potência que o amplificador pode fornecer por um certo período de tempo sem que haja uma queda considerável na tensão de alimentação, e também sem superar um certo nível de distorção harmônica.

O valor da potência eficaz é quase sempre inferior ao valor da potência musical, uma vez que a potência do amplificador depende muito da tensão de alimentação. Esse fator se tornará mais acentuado em amplificadores que não disponham de uma alimentação estabilizada (o que é muito comum).

Tomando como base esses dados, devemos observar se as medições de potência foram realizadas em um único canal ou em todos os demais, em conjunto, visto o fato de que a fonte de alimentação poderia assegurar total potência a um canal isolado, porém não conseguiria manter essa mesma potência com todos os canais ligados, devido o consumo ser maior e dividido.

RESPOSTA EM FREQUÊNCIA E TEMPO DE SUBIDA - A resposta de frequência de um amplificador serve para nos especificar a faixa de frequências que ele pode reproduzir, sem que ocorram expressivas atenuações de nível. Essas atenuações são indicadas em decibéis (dB), como mostra a **figura 2**.

Essa faixa deve abranger todas as frequências audíveis, a saber, de 16 Hz a 20 kHz aproximadamente, durante



Resposta em frequência

todas as potências exigidas do amplificador, até mesmo à máxima possível.

No entanto, esporadicamente, a banda passante durante a máxima potência mostra-se diferente da verificada em potências menores. Esse fato se deve à velocidade de resposta do estágio final dos amplificadores, como veremos mais à frente.

Ao analisarmos no osciloscópio a forma de onda de um programa musical, podemos observar que ela é formada também por transientes de curta duração, com isso exigindo uma rápida resposta do amplificador.

Em testes realizados em laboratórios, esses transientes podem ser substituídos pelas transições de subidas das ondas quadradas. Dessa maneira, a resposta a transientes do amplificador é obtida quando se mede o tempo que o sinal de saída leva para subir de 10% a 90% da amplitude total, como é mostrado na **figura 3**.

Esse tempo desprendido pelo sinal é conhecido como "tempo de subida" ou "rise time", e está associado à banda passante do amplificador, como é mostrado na fórmula (2).

$$Ts = \frac{0{,}35}{B} \qquad (2)$$

Onde Ts representa o "tempo de subida" (em micro-segundos) e B representa a banda passante do amplificador, expressa em Hz.

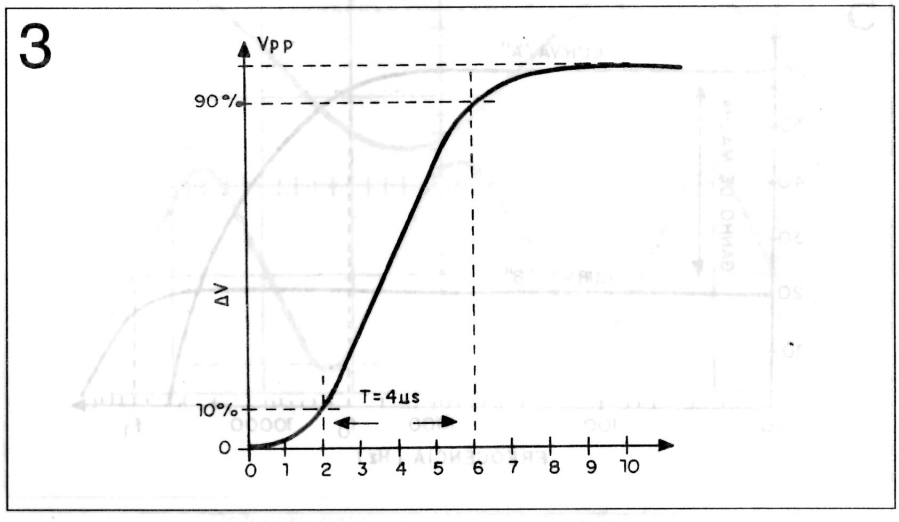
Aplicando a fórmula, veremos que para uma banda passante correspondente a 20.000 Hz teremos como resultado um tempo de subida de 17,5 µs. Desse modo, podemos notar que os testes com onda quadrada são muito úteis, pois nos fornecem de imediato uma idéia sobre a banda passante do amplificador. Basta introduzirmos uma onda quadrada com uma frente de subida de curta duração (inferior a 0,5 µs) e observar na saída do amplificador essa mesma onda, a várias potências diferentes.

RESPOSTA EM FREQUÊNCIA COM MALHA ABERTA - Todo assunto abordado até agora sobre resposta em frequência tem como base amplificadores com uma relativa taxa de realimentação negativa. A realimentação significa que uma parte do sinal de saída é enviada de volta à entrada, em contra-fase com o sinal original, como é mostrado na **figura 4**.

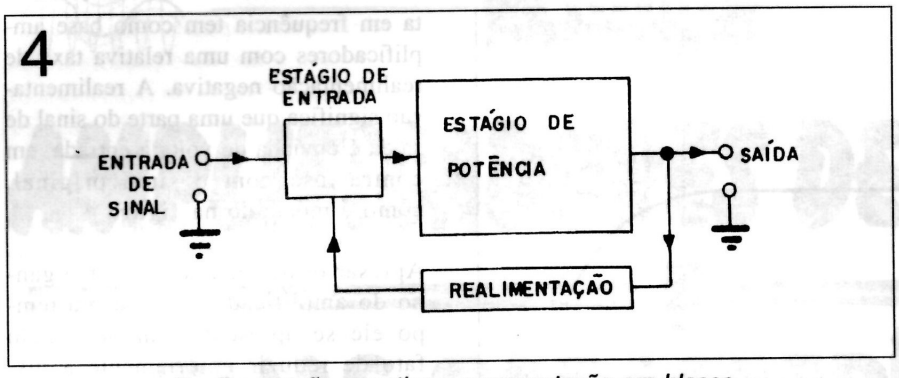
Apresar deste recurso reduzir o ganho do amplificador, ao mesmo tempo ele se apresenta vantajoso pelo fato de reduzir notoriamente a distorção harmônica total e a de intermodulação, e ainda o ruído intrínseco do aparelho, além de estender a banda passante.

Por exemplo, vamos imaginar que eliminamos a realimentação negativa do amplificador, e a seguir montamos a sua curva de resposta. Com isso teremos a "resposta em frequência de malha aberta" que é a banda de passagem representada por essa curva. Teremos então uma curva semelhante à curva "A" apresentada no gráfico da **figura 5**, que representa o ganho em função da frequência, em um estágio final de amplificação. Nota-se que o ganho permanece inalterado até o ponto de frequência f0, e em seguida começa a cair até chegar a zero.

Se aplicarmos a realimentação negativa, a curva apresentada se tornaria igual à curva "B" da **figura 5**, onde pode-se notar que o ponto em que a frequência começa a cair (f1) é superior ao ponto da curva anterior (f0).



Tempo de subida ou "rise time"



Realimentação negativa - representação em blocos

Com tudo, a qualidade de um amplificador depende mais de f0 (malha aberta) do que de f1 (malha fechada - realimentação negativa). Pesquisas realizadas citam que quanto maior for o valor de f0 melhor será a reprodução do amplificador.

SLEW RATE - "Slew rate" se refere, além do tempo de subida dos sinais no amplificador, à amplitude dos mesmos. Sendo mais objetivo, significa exprimir a máxima velocidade com que a tensão do sinal pode variar em relação ao tempo; é medida em V/µs (Volts por micro-segundos).

O slew rate está ligado diretamente à malha aberta do amplificador e também à velocidade de resposta dos estágios finais. A velocidade pode depender da potência requisitada a esses estágios, principalmente no caso de altas frequências, e também da resposta em frequência em malha aberta.

Sendo assim, enquanto o tempo de subida depende apenas da banda passante, o fator slew rate depende ainda da potência requerida.

Para efetuarmos a medição do fator slew rate, aplicamos no amplificador uma onda quadrada com uma frequência de 10 kHz e uma amplitude que consiga levar o amplificador à saturação (ou quase). Em seguida, através de um osciloscópio, medimos o tempo decorrido entre os pontos A e B do sinal de saída, como mostra a **figura 6**.

Por exemplo, vamos examinar um amplificador de 60 W (RMS). Sabendo que ele demora, por exemplo, 20 µs para alcançar 61,7 Vpp em um alto-falante de 8 ohms; para verificarmos o "slew rate" deste amplificador faremos o seguinte cálculo:

$$Sr = \frac{61,7}{20} = 3\ V/\mu s$$

Concluimos que o slew rate é muito importante em relação ao tempo de subida. Em dois amplificadores com o tempo de subida igual (20 µs, por exemplo), mas com potências diferentes (60 W e 15 W), o amplificador de 60 W apresentará um "slew rate" maior, caso venhamos a exigir dele a mesma banda passante de potência do amplificador de 15 W. Deste modo, para o amplificador de 15 W é suficiente um "slew rate" de:

$$Sr = \frac{30,7}{20} = 1,5\ V/\mu s$$

Nota: Os valores 61,7Vpp e 30,7Vpp são as correspondentes tensões para que os amplificadores entreguem a potência RMS máxima.

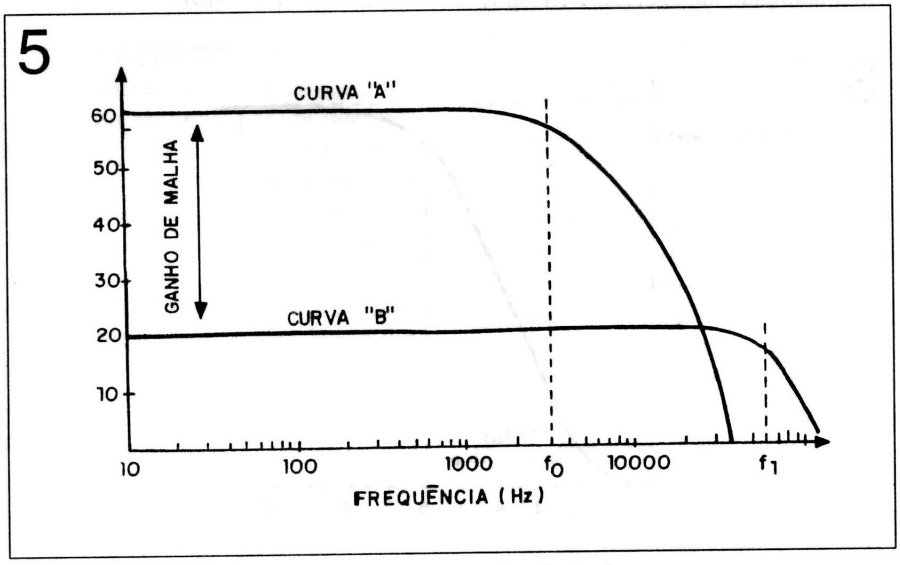
DISTORÇÕES - A distorção pode ser indicada quando ocorre qualquer deformação em um sinal senoidal puro ao passar por um amplificador.

Nos amplificadores temos 4 tipos de distorção.

DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL E DISTORÇÃO DE "CROSSOVER" - Quando aplicamos um sinal senoidal de 500 Hz na entrado do amplificador, vamos obter na saída o sinal amplificado, sem levar em conta os ruídos do próprio amplificador, e também alguma parcela da 2a harmônica (1000 Hz), da terceira harmônica (1500 Hz), da quarta (2000 Hz), e assim por diante. Esse fato é consequência da não-linearidade do amplificador, ou seja, quanto menor for a fidelidade do amplificador, maiores serão (em número e amplitudes) as harmônicas acrescidas ao sinal original.

A distorção harmônica total é representada em percentagem e é calculada pela fórmula:

$$DHT = \frac{Vh}{Vs} .100$$



Malha aberta x malha fechada

Onde Vh representa a tensão pico a pico (Vpp) das harmônicas, a uma certa potência.

Vs representa a tensão total de saída.

Porém, nós não ouvimos todas as harmônicas da mesma maneira; enquanto nossos ouvidos suportam bem as harmônicas pares (2ª, 4ª, etc), as ímpares já são muito incômodas (principalmente as mais elevadas).

Por esse motivo, a melhor maneira para se analisar o desempenho do amplificador seria individualizando cada uma das harmônicas produzidas, mas isso requer aparelhagens profissionais e caríssimas.

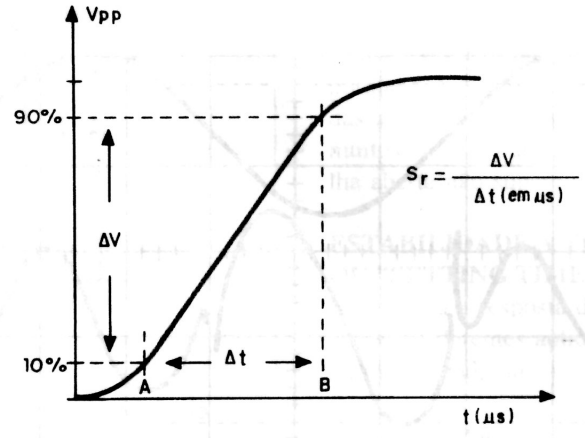
Iremos considerar apenas o resíduo harmônico através de um osciloscópio.

As **figuras 7a** e **7b** representam dois amplificadores diferentes, demonstrando o resíduo harmônico presente no sinal de saída comparado ao sinal de entrada.

Enquanto no amplificador "A" a distorção é constituída essencialmente por harmônicas pares e por um pouca da 3ª, no amplificador "B", apesar de apresentar um resíduo total quase igual ao amplificador "A", exibe picos bem mais definidos, pelo fato de ter harmônicas elevadas, e que são incômodas aos nossos ouvidos. Essas harmônicas, como já vimos, determina a qualidade do som. São originadas em alguns pontos de projetos inadequados do estágio de potência, que é obrigado a realizar o seu desempenho em regime não-linear. Esse estágio acaba gerando uma outra distorção também muito incômoda aos ouvidos: a distorção de "crossover", que está representada nos picos do sinal de saída mostrado na **figura 8**.

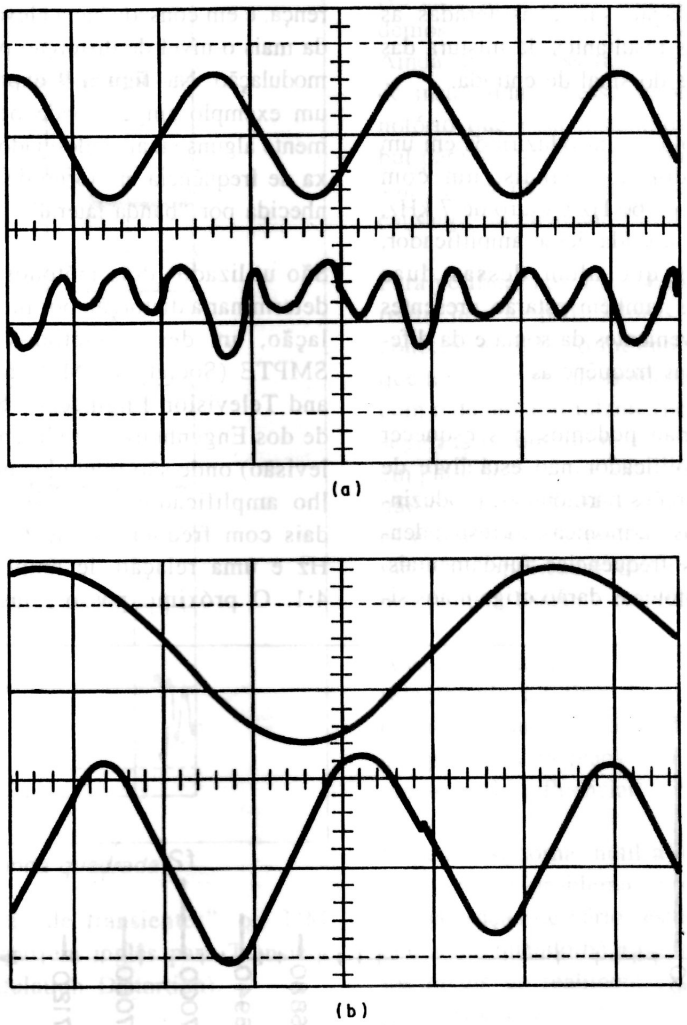
DISTORÇÃO POR INTERMODULAÇÃO - Esse tipo de distorção é proveniente da produção de frequências indesejáveis, obtidas por meio da soma ou diferença entre as frequências do sinal normal. Vimos que no caso da distorção harmônica são medidas as

6

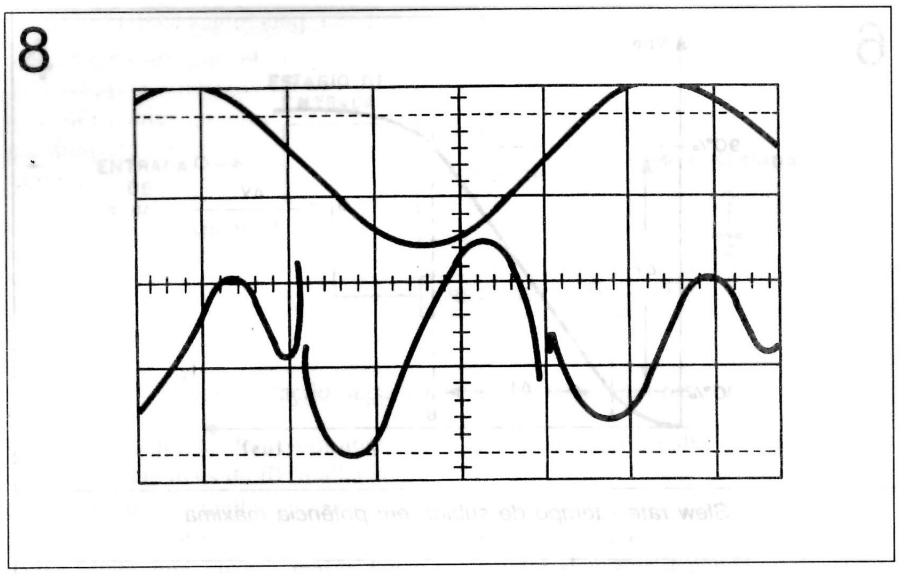


Slew rate - tempo de subida em potência máxima

7



Dsitorção harmônica em dois amplificadores



Distorção "crossover"

harmônicas geradas. Na distorção por intermodulação são consideradas as frequências resultantes da mistura das frequências do sinal de entrada.

Por exemplo, se introduzirmos em um amplificador dois sinais, um com frequência de 60 Hz e outro de 7 kHz, analisando a saída desse amplificador, notaremos que além dessas duas frequências também estarão presentes sinais provenientes da soma e da diferença dessas frequências.

Também não podemos nos esquecer que o amplificador não está livre de gerar distorções harmônicas, produzindo assim as harmônicas correspondente às duas frequências fundamentais. Essas harmônicas darão origem aos sinais correspondentes à soma e à diferença, e em consequência elevarão ainda mais o nível de distorção por intermodulação. Na **figura 9** expressamos um exemplo singelo onde ocorre somente alguns sinais indesejados. A faixa de frequência em torno de f2 é conhecida por "banda lateral".

São utilizados dois métodos para se determinar a distorção por intermodulação, um desses métodos é o da SMPTE (Society of Motion Picture and Television Engineers - Sociedade dos Engenheiros de Cinema e Televisão) onde são injetados no aparelho amplificador dois sinais senoidais com frequências de 60 e 7000 Hz e uma relação de amplitude de 4:1. O próximo passo consiste em medir a amplitude dos sinais das bandas laterais à frequência de 7 KHz, ou seja:

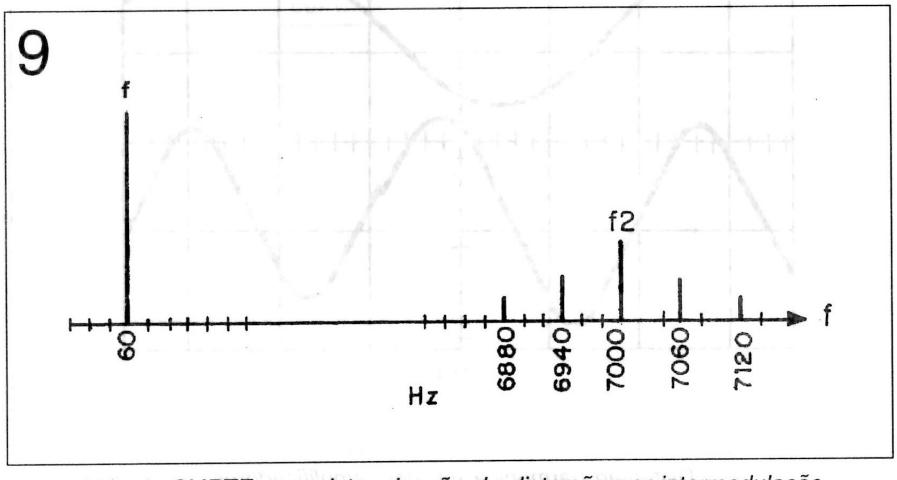
7000 - 60 = 6940

7000 - 120= 6880

7000 + 60 = 7060

7000 + 120= 7120

e assim por diante

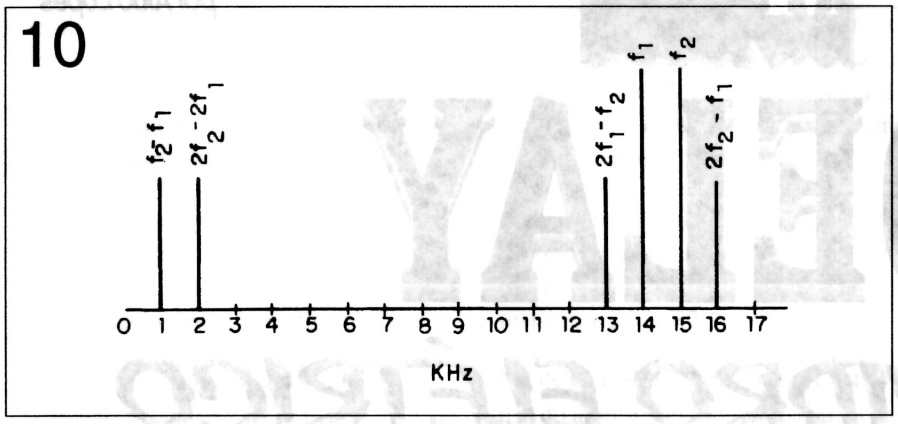


Método SMPTE para determinação da distorção por intermodulação

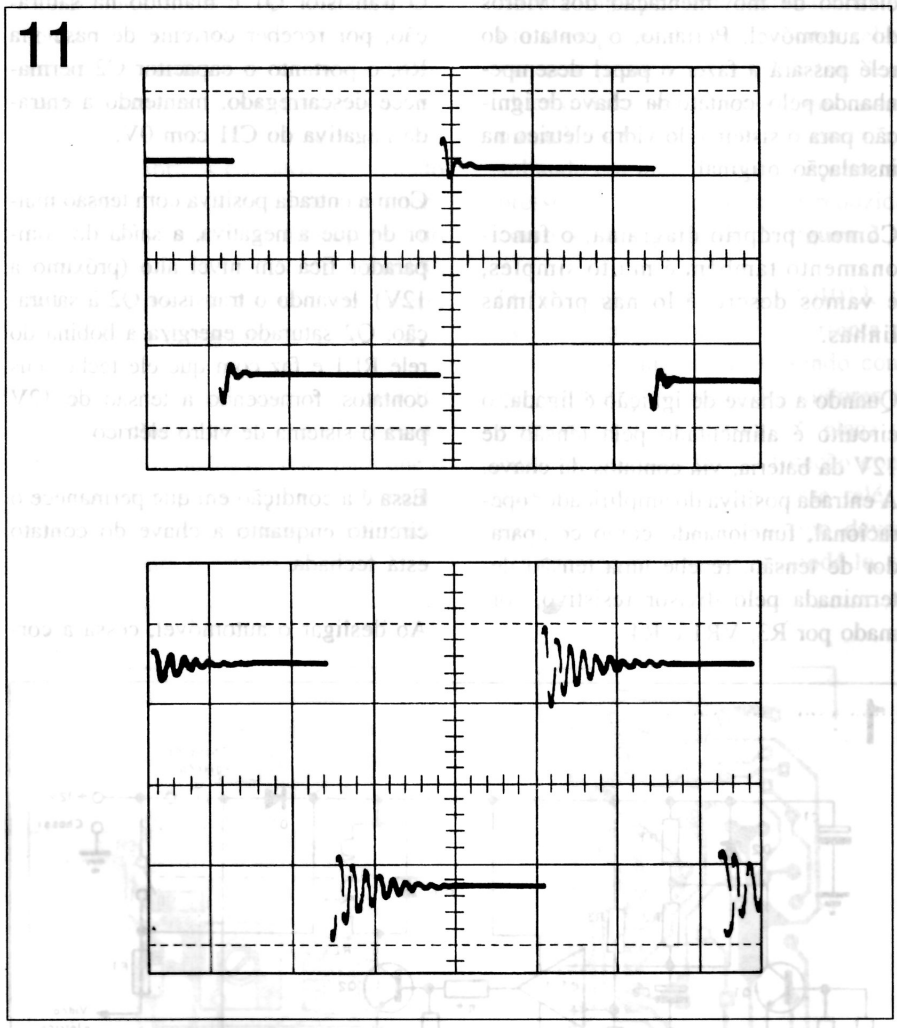
Na **figura 10** apresentamos o outro método utilizado, do CCIT (International Telephone Consultative Commitee - Comitê Consultor Internacional de Telefonia). Esse método tem como parâmetro a aplicação de dois sinais de igual amplitude, porém separados por algumas centenas de hertz, para então verificar as misturas resultantes entre as distintas harmônicas.

Quase sempre, os fabricantes de amplificadores limitam-se a especificar nas descrições do produto somente um valor percentual da distorção por intermodulação, que é decorrente da relação entre o sinal resultante de todas as somas e diferenças e o sinal total de saída do amplificador. No entanto, seria mais prático e válido contarmos com a análise espectral dessa distorção, devido ao fato dela poder ser baixa em frequências inferiores a 10 kHz e/ou elevada em frequências maiores, pelo fato da insuficiência da banda passante em malha aberta.

DISTORÇÃO POR INTERMODULAÇÃO DE TRANSIENTES (TIM OU TID) - Como constatamos na **figura 5**, o ganho de um amplificador na ausência de realimentação é maior do que em um similar onde ocorra a realimentação negativa. Quando aplicamos em um amplificador realimentado um sinal, obteremos esse mesmo sinal amplificado na saída, de tal forma que será capaz de excitar um alto-falante. Uma parcela desse sinal retorna novamente à entrada, em oposição de fase ao sinal original. Caso o tempo gasto pelo sinal para atravessar o amplificador,



Método do CCIT para determinação da distorção por intermodulação



Resposta de dois amplificadores à onda quadrada

passar pelo circuito de realimentação, e retornar à entrada for maior que o período existente entre dois pulsos musicais de importância, ocorrerá a saturação dos estágios de entrada por um certo período, resultando na chamada "distorção por intermodulação de transientes" ou TIM (abreviação em inglês para Transient Intermodulation Distortion).

Dependendo dos transistores utilizados no estágio final, do tipo de circuito utilizado e da banda passante em malha aberta, poderemos avaliar a velocidade de resposta do amplificador aos sinais. Assim, podemos compreender porque em muitos aparelhos são nítidas as distorções desse tipo, pois em muitos casos a banda passante em malha aberta não supera os 5 kHz.

ESTABILIDADE A TRANSIENTES OU "SETTING TIME" - A **figura 11** nos mostra a resposta de dois amplificadores diferentes aplicando-se o teste da onda quadrada.

Podemos notar que o primeiro amplificador apresenta uma oscilação (ainda que mínima) no início de cada "patamar" da onda quadrada, o que é aceitável.

No caso do segundo amplificador podemos notar uma maior instabilidade. Ainda que não possamos precisar o grau de instabilidade nesse amplificador, é notório que essa instabilidade contribui para a degradação da qualidade do som, além de ser um fator extremo causador do chamado "som metálico".

Para verificarmos a instabilidade ocorrente nos amplificadores, podemos conectar à saída do mesmo uma carga que tenha um comportamento parecido com o de um alto-falante (pode-se conseguir isso com um resistor de 8 ohms em paralelo com um capacitor de 1 µF não-polarizado). Muitas vezes, com esse simples teste, podemos desmascarar um amplificador que inicialmente nos parecia bastante estável.

A estabilidade de um amplificador está relacionada ao tipo de circuito que emprega; e até mesmo a disposição dos componentes na placa de circuito impresso pode influenciar.

Portanto, se torna inútil a tentativa de eliminar tal problema com a supercompensação de vários estágios, especialmente quando há a presença de altos níveis de realimentação negativa. Com esse tipo de tentativa, acaba-se reduzindo a banda passante em malha aberta e consequentemente aumentando-se a distorção TIM. ●

por Aldo Lopes

DELAY

PARA VIDRO ELÉTRICO

Entre os que possuem carro com sistema elétrico para abrir e fechar os vidros, é muito comum, instintivamente, acontecer de se desligar a chave do contato esquecendo-se de antes fechar os vidros, sendo obrigado a ligar novamente o contato da chave para poder acionar o motor elétrico e fechá-los.

O circuito proposto permitirá ao motorista, depois de desligar o contato da chave, ter ainda cerca de 2 minutos para fechar os vidros, sem a necessidade de religar o contato.

É importante notar que o fato do fabricante não manter o sistema de vidro elétrico alimentado diretamente pela bateria do veículo, cortando a alimentação pela chave, visa uma maior segurança contra incêndio, que poderia ser provocado por um mal funcionamento das chaves de acionamento do sistema (falta de isolação).

Por isso, não se recomenda a ligação direta, e uma boa opção para que se possa fechar os vidros logo após ter sido desligada a chave do contato (ignição) é a montagem do circuito de delay (retardo) proposto.

O CIRCUITO - Visto na **figura 1**, o circuito proposto é bastante simples, utilizando um amplificador operacional (CI1) como comparador de tensão, com sua saída acionando um relé. Esse relé passará a controlar a alimentação positiva (+12V) dos motores do sistema elétrico de movimentação dos vidros do automóvel. Portanto, o contato do relé passará a fazer o papel desempenhando pelo contato da chave de ignição para o sistema do vidro elétrico na instalação original.

Como o próprio diagrama, o funcionamento também é muito simples, e vamos descrevê-lo nas próximas linhas.

Quando a chave de ignição é ligada, o circuito é alimentado pela tensão de 12V da bateria, via contatos da chave. A entrada positiva do amplificador operacional, funcionando como comparador de tensão, recebe uma tensão determinada pelo divisor resistivo, formado por R3, VR1 e R4.

O transistor Q1 é mantido na saturação, por receber corrente de base via R6, e portanto o capacitor C2 permanece descarregado, mantendo a entrada negativa do CI1 com 0V.

Com a entrada positiva com tensão maior do que a negativa, a saída do comparador fica em nível alto (próximo a 12V), levando o transistor Q2 à saturação. Q2 saturado energiza a bobina do relé RL1 e faz com que ele feche seus contatos, fornecendo a tensão de 12V para o sistema de vidro elétrico.

Essa é a condição em que permanece o circuito enquanto a chave do contato está fechada.

Ao desligar o automóvel, cessa a cor-

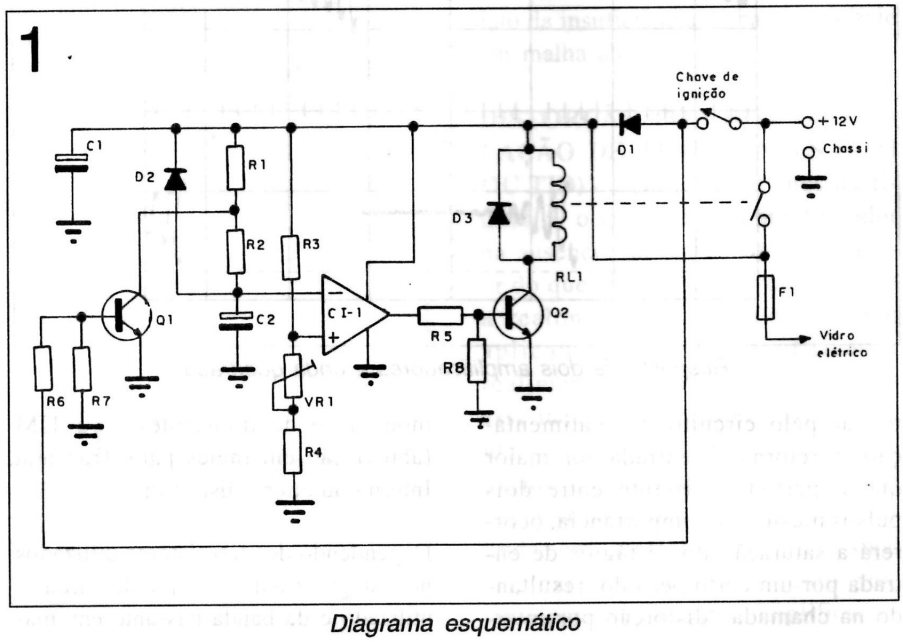


Diagrama esquemático

rente de base de Q1 via R6, já que o resistor deixa de receber a tensão de 12V. Com isso, o transistor Q1 passa da saturação para o corte, liberando a carga do capacitor C2 via R1 e R2.

Enquanto o capacitor C2 não atingir tensão superior à da entrada positiva do operacional, o relé permanecerá energizado, mantendo a alimentação do sistema de vidro elétrico, e portanto podemos fechar os vidros mesmo com a chave do contato desligada.

Assim que a carga de C2 supera a tensão da entrada positiva do comparador, a saída desse CI passa do nível alto para o baixo, levando Q2 ao estado de corte. Q2 cortado faz com que o relé abra os contatos, desligando a alimentação do sistema de movimentação dos vidros e a alimentação do próprio circuito de delay, para que não haja consumo de corrente da bateria com o carro desligado.

O diodo D1 impede que o resistor R6 receba a tensão de 12V que chega ao circuito via contatos do relé, para que o transistor Q1 possa "sentir" o momento em que a chave de ignição é desligada, passando para o estado de corte.

O tempo de delay (atraso) pode ser ajustado em VR1, que fixa a tensão de referência que deverá ser atingida durante a carga de C2 para que o circuito deligue o relé RL1.

A carga do capacitor C2 depende, além da própria capacitância desse componente, da resistência ôhmica dos resistores R1 e R2.

MONTAGEM E INSTALAÇÃO - O uso do amplificador operacional na configuração de comparador, apresentando alta impedância de entrada, possibilita o emprego de um capacitor relativamente pequeno para C2, a fim de se obter o delay satisfatório. Com isso, a montagem fica bastante compacta, resultando em uma placa de circuito impresso de tamanho bastante reduzido, como mostra o lay-out da **figura 2**.

O relè sugerido é o RUD101012, da Schrack, que suporta uma corrente de contato contínua de 10A, sendo compatível com o consumo dos motores do sistema de vidro elétrico. A placa de circuito impresso possui furação compatível com a pinagem desse relé, e caso seja utilizado outro tipo deverá ser alterada para poder acomodá-lo, ou as ligações terão de ser feitas por meio de fios.

LISTA DE MATERIAL

SEMICONDUTORES

CI1 - TL071 - amplificador operacional
Q1 - BC548B - transistor NPN
Q2 - BC337 - transistor NPN
D1, D2 e D3 - 1N4148 - diodo de uso geral

RESISTORES (1/8W x 5%)

R1, R7 - 15k (marrom, verde, laranja)
R2 - 470k (amarelo, violeta, amarelo)
R3, R4 e R6 - 47k (amarelo, violeta, laranja)
R5 - 47 (amarelo, violeta, vermelho)
R8 - 470Ω (amarelo, violeta, marrom)
VR1 - 100k - trim-pot horizontal mini

CAPACITORES

C1,C2 - 100µF x 25V - eletrolítico

DIVERSOS

RL1 - RUD101012 - relé de 12V/10A
F1 - 20A - fusível
Soquete para fusível, fios, placa de circuito impresso, solda, etc.

Como precaução contra um eventual defeito no sistema de movimentação dos vidros, que poderia ter como consequência um acréscimo significativo da corrente exigida, recomendamos o uso de um fusível (F1) para proteção.

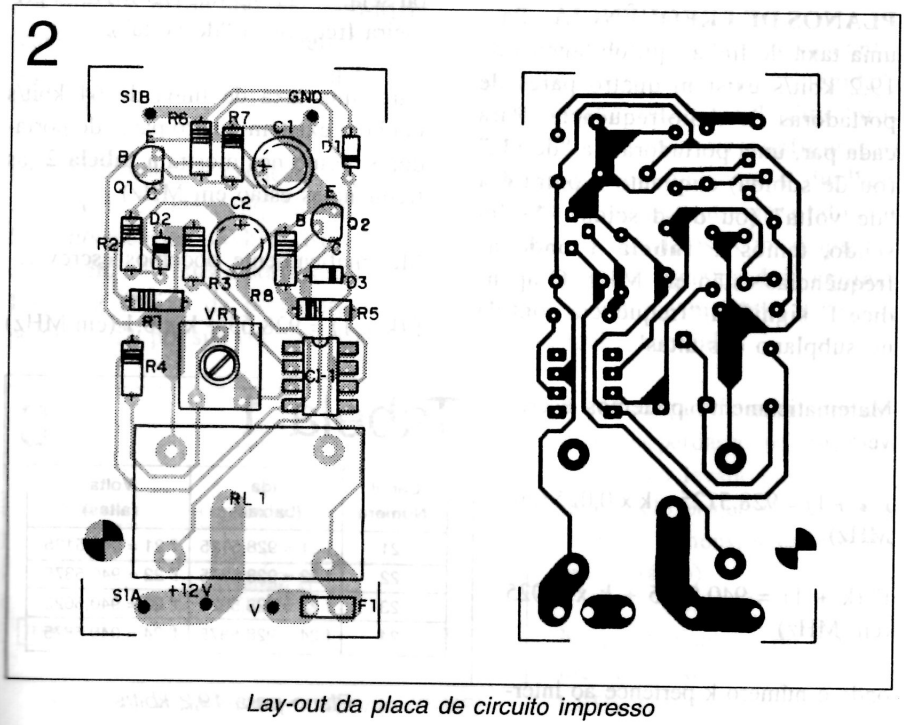
Para a instalação, corta-se o fio do sistema de vidro elétrico em um ponto depois da chave de ignição, ligando-o no relé (um dos lados do contato - ponto A), via fusível F1.

Para a ligação do circuito à bateria (ponto B), utilize fio de mesma bitola do fio que alimenta o sistema de vidro elétrico, que foi cortado.

Os outros dois fios, para a ligação do ponto C (+12V via chave) e do terra (chassi) podem ser mais finos, já que a corrente por eles será muito menor.

Terminada a montagem e a instalação, ajuste VR1 para obter o tempo que considere adequado. ●

2



Lay-out da placa de circuito impresso

por Marcello Praça Gomes da Silva

COMUNICAÇÃO DE DADOS COM RÁDIO EM 900 MHz

Existe um grande número de clientes de comunicação de dados (na verdade a maioria deles) que não precisam de elevadas taxas de transmissão.

Percentualmente falando são poucos aqueles que realmente têm necessidade de, digamos, 2 Mbit/s).

O atendimento aos pequenos clientes pode ser feito por meios físicos (pares de cabo) ou através de rádios (analógicos ou digitais). Uma solução bem atraente será estudada neste artigo.

Para o provimento de circuitos de comunicação de dados a clientes que necessitem de pequenas quilobitagens (um máximo de 64 kbit/s) uma solução, econômica e relativamente simples, nos é dada pelo uso de rádios digitais monocanais ponto-a-ponto (P-P) que operam na faixa de 900 MHz.

Estes rádios usam a modulação denominada "Tamed FM" (ou FM domado).

São robustos e extremamente fáceis de serem instalados em campo. O mais complexo na instalação física é o sistema irradiante (linha de transmissão, antena e suportes de fixação).

A **figura 1** mostra o conceito genérico de um sistema de transmissão.

Notamos a presença do elemento transmissor (lado A) e do elemento receptor (lado B). Interligando os dois elementos temos o meio de transmissão (meio físico, ar ou vácuo).



Sistema de trasmissão

As **figuras 2** e **3** comparam os conceitos de enlaces ponto-a-ponto e de ponto-multiponto. A **figura 2** nos mostra os principais elementos de um enlace ponto-a-ponto enquanto que a **figura 3** faz o mesmo com o ponto-multiponto.

PLANOS DE FREQUÊNCIA - Para uma taxa de linha (quilobitagem) de 19,2 kbit/s existem quatro pares de portadoras de radiofrequência. Para cada par, uma portadora é a "de ida" (ou de subida) enquanto a outra é a "de volta" (ou de descida). Assim sendo, temos a **tabela 1** onde as frequências estão em MHz. O apêndice f' significa "frequência contida no subplano das altas".

Matematicamente podemos escrever:

$f(k + 1) = 928{,}5125 + k \times 0{,}025$ (em MHz)

$f'(k + 1) = 940{,}5125 + k \times 0{,}025$ (em MHz)

onde o número k pertence ao intervalo matemático fechado (0, 1, 2, 3).

Vamos ilustrar como trabalhar com as equações precedentes para que se possa determinar quaisquer frequências dos dois planos (64 e 19,2).

Quando k for igual a zero (k = 0) teremos:

$f(k + 1) = f(0 + 1) = f(1) = 928{,}5125 + 0 \times 0{,}025$

ou seja, f (1) = 928,5125 MHz (a primeira frequência "de ida").

$f'(k + 1) = f'(0 + 1) = f'(1) = 940{,}5125 + 0 \times 0{,}025$

ou seja, f' (1) = 940,5125 MHz (a primeira frequência "de volta").

Para uma taxa de linha de 64 kbit/s também existem quatro pares de portadoras, como nos mostra a **tabela 2** (as frequências estão em MHz).

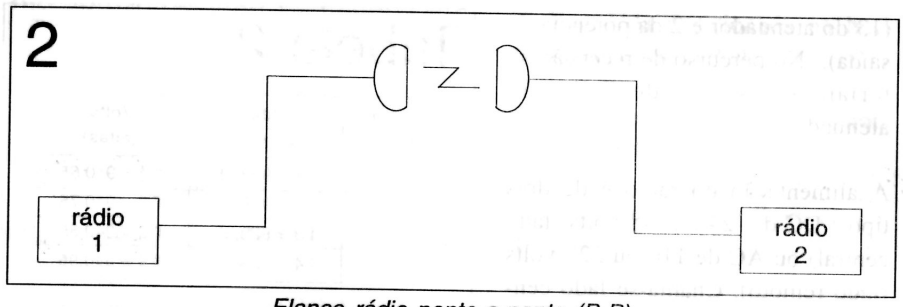
Matematicamente podemos escrever:

$f(k + 1) = 928{,}65 + k \times 0{,}1$ (em MHz)

Tabela 1

Canal Número	Ida (baixas)	Volta (altas)
21	f 21 = 928,5125	f' 21 = 940,5125
22	f 22 = 928,5375	f' 22 = 940,5375
23	f 23 = 928,5625	f' 23 = 940,5625
24	f 24 = 928,5875	f' 24 = 940,5875

Plano para 19,2 kbit/s



Elance rádio ponto-a-ponto (P-P)

f' (k + 1) = 940,65 + k x 0,1 (em MHz)

onde o número k pertence ao intervalo matemático fechado (0, 1, 2, 3).

Quando k for igual a um (k = 1) teremos:

f (k + 1) = f (1 + 1) = f (2) = 928,65 + 1x 0,1

ou seja, f (2) = 928,75 MHz (a segunda frequência "de ida").

f' (k + 1) = f' (1 + 1) = f' (2) = 940,65 + 1 x 0,1

ou seja, f'(2) = 940,75 MHz (a segunda frequência "de volta").

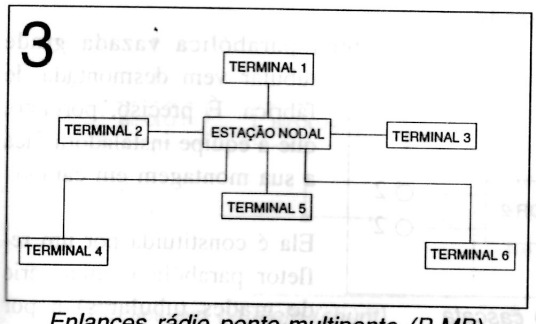
Ambos os planos estão contidos dentro da banda de UHF ("Ultra-High Frequency") que é a banda de frequências que vai desde 300 até 3000 MHz (conhecida como "ondas decimétricas" segundo nomenclatura da subdivisão métrica).

Para 19,2 kbit/s o espaçamento entre canais é de 25 kHz, enquanto que para 64 kbit/s ele é de 100 kHz. Isto significa que em 64 kbit/s a portadora f1 está 100 kHz abaixo da portadora f2. A portadora f2, por sua vez, está 100 kHz acima de f1 e 100 kHz abaixo de f3. Finalmente, a portadora f4 está 100 kHz acima da portadora f3.

EQUIPAMENTO RÁDIO - Os equipamentos atualmente utilizados para este atendimento possuem dimensões semelhantes às de um aparelho de vídeo-cassete residencial de linha "slim-line" (pouca espessura na altura).

As pequenas dimensões físicas aliadas ao baixo peso total do conjunto simplificam sobremaneira a instalação profissional da respectiva unidade. Ao contrário de equipamentos para as faixas de 15, 18 e 23 GHz, este não possui partes "outdoor" (externas). Ele fica inteiramente contido em um único módulo "indoor" (interno). Doravante chamaremos este módulo interno de IDU ("Indoor Unit" ou Unidade Interna").

É possível a sua operação na configuração 1 + 0 (dita "não-protegida") ou na configuração 1 + 1 (dita "protegida"). No caso da configuração protegida o equipamento é duplicado para prover garantia para falha ou queima de um deles. Um acoplador se incumbe de ligar os dois equipamentos a uma mesma linha de transmissão (cabo coaxial).



Enlances rádio ponto-multiponto (P-MP)

A introdução do acoplador aumenta as perdas no sistema (isto tem de ser levado em consideração pelo projetista durante a fase de dimensionamento do enlace-rádio).

Na parte dianteira do equipamento existe um painel de LEDs (diodos emissores de luz). Estes LEDs sinalizam uma série de informações úteis.

Possuem potência de transmissão máxima de 5 watts (= + 37 dBm) que pode ser atenuada por meio de ajuste interno ou de atenuadores externos. Os atenuadores externos são normalmente fixos (não é comum nesses casos usarmos atenuadores variáveis ou ajustáveis). Os valores tipicamente encontrados são 20, 10 e 3 decibéis. Caso alguém deseje, por exemplo, uma atenuação de 15 decibéis, deverá usar o procedimento descrito a seguir:

1) Conectar os atenuadores de 10 e de 3 decibéis em cascata (ocasionando uma atenuação composta de 13 decibéis),

2) Baixar a potência de transmissão do rádio em 2 decibéis.

O resultado final do procedimento anterior será a atenuação total de 15 decibéis (= 10 + 3 + 2).

A conexão em cascata de dois quadripólos (ou redes de duas portas) consiste no seguinte:

1) a porta de entrada do quadripólo 1 torna-se a porta de entrada do quadripólo resultante;

2) a porta de saída do quadripólo 1 é conectada com a porta de entrada do quadripólo 2;

3) a porta de saída do quadripólo 2 torna-se a porta de saída do quadripólo resultante.

A **figura 4** mostra o esquema de dois quadripólos atenuadores conectados em cascata.

Existe muita confusão na área de eletrônica e telecomunicações entre os conceitos de conexão série, paralelo e cascata envolvendo quadripólos.

Este mal entendido é decorrente da idéia de que tais conexões são idênti-

cas às conexões série e paralelo de bipólos (redes de uma porta). Erro primário.

Na realidade, não existe o conceito de ligação em cascata no caso de bipólos (resistores, capacitores e bobinas de dois terminais).

As definições corretas são:

a) dois ou mais bipólos estão em série quando forem atravessados pela mesma corrente elétrica (**figura 5**).

b) dois ou mais bipólos estão em paralelo (shunt) quando forem submetidos à mesma diferença de potencial elétrico (ddp) - **figura 6**.

c) a conexão em cascata de bipólos é uma operação que não existe.

Os atenuadores atuam simultaneamente no canal de transmissão e no canal de recepção. O abaixamento da potência de saída atua somente no canal de transmissão. Esta característica faz com que a redução da interferência possa ser alcançada através do uso de atenuadores externos. Isto significa também que inserir um atenuador externo de 10 decibéis no rádio XY e reduzir a potência de saída desse mesmo rádio XY de 10 decibéis não podem ser tidas como ações equivalentes. Na **figura 7** vemos o atenuador comum aos percursos de transmissão e de recepção.

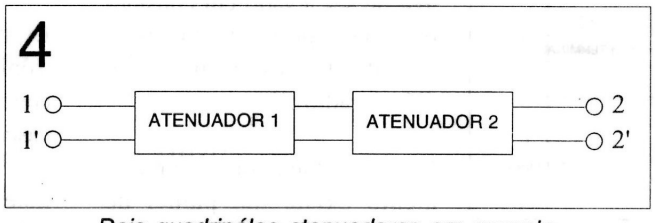
No primeiro caso (atenuador) foram reduzidas tanto a potência de saída quanto o nível de recepção (pois o atenuador externo é comum tanto ao percurso de transmissão quanto ao percurso de recepção). No segundo caso, somente se diminuiu a potência de saída do estágio amplificador (nada aconteceu com o nível de recepção da unidade).

Notar que no exemplo anteriormente dado a atenuação de 15 decibéis somente seria alcançada no percurso de transmissão (13 do atenuador e 2 da potência de saída). No percurso de recepção só teríamos os 13 decibéis do atenuador.

A alimentação do rádio é de dois tipos: DC de -24 ou -48 volts (lado central) ou AC de 110 ou 220 volts (lado remoto). Chama-se lado central ao lado da empresa operadora (a prestadora do serviço) e lado remoto ao lado do cliente (o usuário). Esta diferença na tensão de alimentação deve-se ao fato de que no lado do cliente encontra-se, em geral, apenas a tensão da rede (110 ou 220 Vac) enquanto que nas estações de telecomunicações as tensões DC de -24 ou -48 volts são muito comuns. A alimentação AC pode ser de 110 ou de 220 V sem ser preciso fazer quaisquer ajustes internos.

A estação central transmite nas "altas", enquanto a estação remota transmite nas "baixas". Esta padronização não é uma coisa rígida, podendo ser alterada de acordo com a situação específica encontrada. Chama-se altas a sub-faixa superior (940 MHz) e baixas e sub-faixa inferior (928 MHz) do plano de frequência.

A mudança no par de frequência é feita por meio de oito chavetas internas, que se alternam em duas posições (zero e um), criando um padrão binário de 8 dígitos que seta o par adequado de frequências. Muito embora o equipamento possa sintetizar até 10 pares, o plano de frequência brasileiro somente usa 4 deles (**tabelas 1** e **2**). Atualmente, já existe um novo plano de frequência para esta banda e para este tipo de serviço. Todavia, os equipamentos mais antigos continuam sendo instalados na banda original.



Dois quadripólos atenuadores em cascata

Tabela 2

Canal Número	Ida (baixas)	Volta (altas)
1	f 1 = 928,65	f' 1 = 940,65
2	f 2 = 928,75	f' 2 = 940,75
3	f 3 = 928,85	f' 3 = 940,85
4	f 4 = 928,95	f' 4 = 940,95

Plano para 64 kbit/s

O novo plano contempla mais canais do que o plano anterior o equipamento possui disponíveis várias interfaces de comunicação de dados: V.24 / V.28, V.35, V.36 e G.703 codirecional.

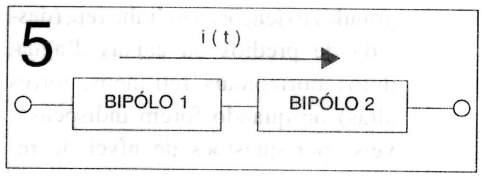
SISTEMAS IRRADIANTES - Na faixa de 900 MHz o uso de antenas Yagi-Uda (ou, simplesmente Yagi) é muito difundido. Todavia, como o ganho é pequeno e o diagrama de irradiação é sofrível, utiliza-se também antenas parabólicas inteiriças ou vazadas (tipo grade tubular). Neste último caso, a instalação física do sistema irradiante será algo mais complexa em virtude das dimensões mais avantajadas do conjunto parabólico em relação à Yagi.

Na **figura 8** vemos a representação comumente usada para a antena Yagi.

A antena Yagi-Uda (conhecida popularmente como "espinha de peixe") se constitui em uma peça única. Ela é terminada em um conector N fêmea que vem protegido de fábrica por um "cap" plástico (capacete protetor). A função do "cap" é impedir a entrada de poeira e de umidade no interior da cavidade do conector. Além disso, o "cap" protege o conector de choques mecânicos.

A antena parabólica vazada grade tubular vem desmontada de fábrica. É preciso, portanto, que a equipe instaladora faça a sua montagem em campo.

Ela é constituída por um refletor parabólico (uma série de grades tubulares) e por



Bipólos em série

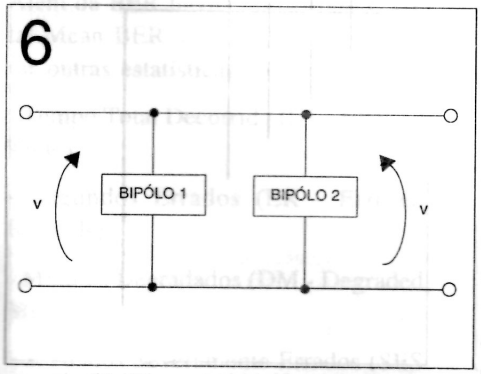
uma corneta de alimentação (o "feedhorn"). Acoplado ao feedhorn temos um rabicho de cabo coaxial flexível. Este rabicho facilita sobremaneira a instalação em campo. Muitas vezes, por uma questão de projeto, a linha de transmissão é composta por um cabo coaxial grosso. Este cabo grosso teria dificuldade em fazer a curva para se conectar à porta da antena. O rabicho se encarrega de realizar tal curva suavemente e sem introduzir uma atenuação apreciável.

Ambas as antenas (Yagi e parabólica) permitem o funcionamento nas polarizações vertical (POL V) e horizontal (POL H) o que, teoricamente, dobra o número de pares de portadoras existentes. Observe o **box**.

Se somente pudéssemos usar uma única polarização, teríamos apenas quatro canais por quilobitagem (4 para 19,2 kbit/s e 4 para 64 kbit/s). Como podemos usar duas polarizações (a vertical V e a horizontal H) é como se nós duplicássemos cada uma das faixas.

As polarizações das antenas Yagi-Uda e parabólica vazada tipo grade tubular são definidas conforme segue:

a) Yagi-Uda posicionada na vertical (em pé) - POL V



Bipólos em paralelo (shunt)

b) Yagi-Uda posicionada na horizontal (deitada) - POL H

c) Parabólica com feedhorn na horizontal - POL H

d) Parabólica com feedhorn na vertical - POL V

No caso da antena parabólica é preciso que as grades tubulares do refletor acompanhem a orientação do feedhorn. Se a polarização desejada for a vertical (POL V) o feedhorn deverá ser disposto na vertical e as aletas do refletor idem.

Se houver necessidade, a antena Yagi poderá ser radomizada, o que lhe garante maior proteção física contra as intempéries do tempo (sem degradação apreciável do seu desempenho elétrico).

Um inconveniente do radome é o grande aumento da superfície plana equivalente da antena (ocasionando, por conseqüência, um correspondente aumento nos esforços de vento na sua estrutura mecânica).

Para se conectar a antena ao equipamento rádio emprega-se uma linha de transmissão tipo cabo coaxial (coax).

Um dos possíveis cabos coaxiais é o RGC 213 que possui atenuação imagem máxima de 16,48 decibéis por lance de 100 metros, em 1000 MHz, e à uma temperatura ambiente de 20 graus Celsius. A impedância característica (= Zo) dessa linha coaxial é de 50 ohms (com tolerância de ± 3 ohms) e o fator velocidade vale 0,81 (velocidade de propagação relativa). Em suas duas extremidades temos conectores tipo N machos.

Os cálculos de atenuação costumam ser feitos considerando-se o valor aproximado de 16,5 decibéis por 100 metros para uma frequência de 1000 MHz (ou mesmo 16 decibéis por 100 metros).

A atenuação imagem de uma linha

PARES DE PORTADORAS

Freq 1 em POL V	Freq 1 em POL H
Freq 2 em POL V	Freq 2 em POL H
Freq 3 em POL V	Freq 3 em POL H
Freq 4 em POL V	Freq 4 em POL H

coaxial varia à proporção em que a temperatura ambiente varia (a variação é de, aproximadamente, ± 0,2% por grau Celsius). Isto significa que se a temperatura ambiente for de +35 graus Celsius, a atenuação imagem máxima, em 1000 MHz, será de 16,97 decibéis por lance de 100 metros (comparar com o valor anterior especificado em 20 graus Celsius). Vejamos como se calcula aquele valor.

$$\text{Variação da Atenuação} = \frac{0{,}2x\ 15\ x\ 16{,}48}{100}$$

Variação da Atenuação = + 0,49 decibéis por 100 metros

Atenuação Final = Atenuação Inicial + Variação da Atenuação.

Atenuação Final = 16,48 + 0,49

Atenuação Final = 16,97 decibéis por 100 metros.

A atenuação imagem do cabo também varia com a frequência de operação.

A distorção de atenuação entre duas frequências f1 e f2 é dada pela raiz quadrada da razão entre as duas frequências (nesta ordem).

$$\frac{\text{Aten 2}}{\text{Aten 1}} = \sqrt{\frac{f2}{f1}} \qquad (1)$$

onde:

Aten1 é a atenuação na frequência f1.

Aten2 é a atenuação na frequência f2.

f1 e f2 devem ser expressas nas mes-

mas unidades de medida (megahertz por exemplo).

Se f2 for maior do que f1 Aten2 será maior do que Aten1. A equação (1) dá a justificativa teórica para uma conhecida regra prática: "Quando a frequência de excitação de uma linha coaxial é multiplicada por 4 (de f para 4f) a atenuação nessa mesma linha é duplicada (de Aten para 2Aten)".

É importante saber que a equação (1) somente é válida para uma linha coaxial monotubo cujo condutor externo seja uma casca cilíndrica lisa e cujo condutor interno seja um fio de paredes igualmente lisas (o caso teórico).

Através da equação (1) pode-se mostrar que, teoricamente, para a mesma temperatura de operação, a atenuação nas frequências de volta é cerca de 1,0064 vezes maior do que a atenuação nas frequências de ida (para a grande maioria das situações práticas podemos desprezar esta pequena variação).

Vejamos pois o canal número 1 do plano de 64 kbit/s. A razão entre as atenuações vale:

$$\frac{Aten2}{Aten1} = \sqrt{\frac{940,65}{928,65}}$$

$$\frac{Aten2}{Aten1} = 1,00644$$

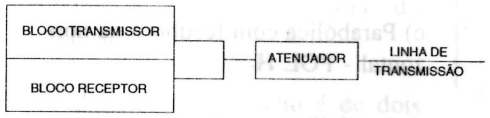
Isto significa que a atenuação em 940,65 MHz é 1,00644 vezes maior do que a atenuação em 928,65 MHz.

Se o leitor fizer as contas com os outros pares de frequência (canais 2, 3 e 4) verá que a razão entre as atenuações também vale 1,00644.

Para o plano de 19,2 kbit/s a razão das atenuações também é igual a 1,00644 nos quatro canais: 21, 22, 23 e 24.

A instalação do sistema irradiante não deve ser feita em meio aquoso (rios, pântanos) e as conexões devem ser sempre seladas (na interface cabo antena, cabo rádio e em quaisquer emendas que se faça necessário). A selagem visa obstruir a entrada de poeira e de água,o que, se viesse a ocorrer, poderia degradar o desempenho global do sistema (aumento da VSWR ou RVOE, Relação de Voltagem de Onda Estacionária). Uma fita de auto-fusão (de cor preta) é o suficiente para a selagem.

7



Atenuador comum TX / RX

A passagem do RGC 213 não ocupa muito espaço em esteiramentos e nem o cabo é de difícil manuseio (o diâmetro externo nominal da jaqueta é de 10,34 milímetros). Para longos lances na vertical se aconselha o uso de abraçadeiras plásticas regularmente espaçadas de 1 em 1 metro. Em lances horizontais o espaçamento pode ser maior (1,5 ou 2 metros).

O cabo RGC 213 é composto por um condutor interno de fio de cobre nu, um dielétrico (isolante) de polietileno expandido, um condutor externo (ou blindagem) de fita mais trança de cobre, e uma jaqueta de polietileno preto.

A letra "C" (de RGC 213) vem da palavra "Celular".

Outros cabos possíveis de uso são o LCF 1/2" (de meia polegada) e o LCF 7/8" (sete oitavos de polegada). O primeiro deles (LCF 1/2") apresenta uma atenuação imagem distribuída de 8,10 decibéis por lance de 100 metros e o segundo de 4,3 nas mesmas condições do RGC 213. Apesar do evidente ganho de desempenho elétrico (menores perdas) temos uma crescente perda de manuseabilidade (em virtude do diâmetro externo nominal ser maior). Tais cabos devem ter seu uso reservado para grandes extensões em linha reta (descida de prédios ou caixas d'água, dutos horizontais retilíneos, torres altas) ou quando forem indispensáveis (por questões de nível de recepção).

A **figura 9** mostra o sistema rádio 900 MHz de uma dada estação com as suas respectivas interfaces de RF.

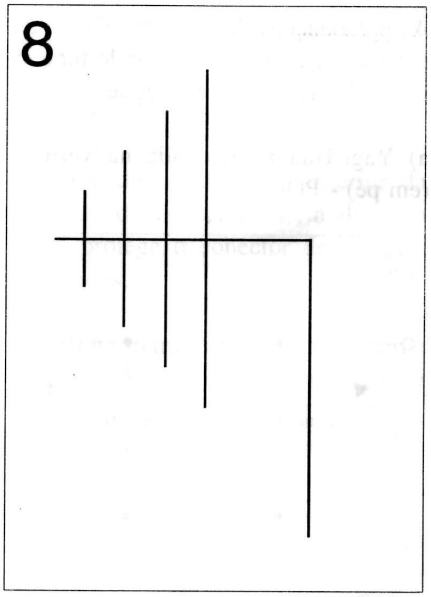
Cada uma dessas interfaces é um ponto crítico no que diz respeito à Relação de Voltagem de Onda Estacionária (RVOE). Por isso, os conectores devem estar em boas condições, ou seja: limpos, sem arranhões nem amassos e montados segundo as regras da boa engenharia. Os fabricantes de conectores (aqueles de boa reputação pelo menos) podem auxiliar os usuários no que diz respeito a tais técnicas.

TESTES DE ACEITAÇÃO EM CAMPO - Para a aceitação de um radioenlance ponto-a-ponto são necessários os diversos testes (de RF, de FI e de banda base) envolvendo os equipamentos e o enlace (link) propriamente dito.

Em cada equipamento deverão ser medidas:

-potência de saída (potência de transmissão);

8



Antena Yagi-Uda - simbologia

- frequência de transmissão (valor e estabilidade);

- espectro de transmissão de radiofrequência (banda ocupada e emissão de espúrios);

- perda de retorno ("Return Loss") do sistema irradiante.

A **figura 10** mostra o "set-up" de teste da potência de saída do rádio.

O atenuador é necessário quando a potência de saída supera a máxima potência de onda contínua (Pavg ou Pmed) suportada na entrada do sensor de potência ("power sensor").

As medidas de enlace envolvem o nível de recepção, a taxa de erro de bits (TEB ou BER) e, talvez, o espectro de recepção (o espectro oriundo da estação remota).

A BER deverá ser medida em ambos os receptores por um período nunca inferior a 24 horas consecutivas, através do uso de geradores / medidores de seqüência binária pseudo-aleatória (PRBS gens). Os PRBS gens são também conhecidos como BERTs (BER Testers ou Testadores de Taxa de Erro de Bits).

No caso da inexistência de dois testadores digitais mede-se a BER em um dos receptores dando-se "loop" de dados na estação remota (também por um mínimo consecutivo de 24 horas). Sempre que for possível, entretanto, esta última solução deverá ser descartada em prol da primeira.

Além da BER média no período ("Total Mean BER") os testes deverão gerar outras estatísticas, a saber:

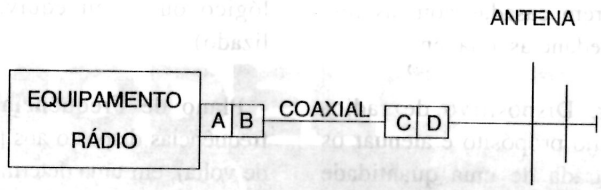
- Tempo Total Decorrido (ET - Elapsed Time);

- Segundos Errados (ER - Errored Seconds);

- Minutos Degradados (DM - Degraded Minutes);

- Segundos Severamente Errados (SES - Severely Errored Seconds);

9



A = Porta entrada / Saída do equipamento rádio
B = Conector interface cabo <--> rádio
C = Conector interface cabo <--> antena
D = Porta entrada / saída da antena
Coaxial = RGC 213, LCF 7/8"ou LCF 1/2"

Sistema rádio 900 MHz - interfaces de radiofrequência

- Sig Loss (Perda de Sinal);

- Synch Loss (Perda de Sincronismo)

- Pattern Loss (Perda de Padrão);

- Tempo de Indisponibilidade (UT - Unavailability Time);

- Power Loss (Falta de Alimentação).

A relação a seguir lista o instrumental necessário para a realização dos testes de aceitação em campo:

- Medidor e sensor de potência ("Power Meter" e "Power Sensor");

- Contador de frequência ("frequency Counter");

- Gerador e analisador digital (BER Testers ou PRBS Gens);

- Analisador de espectro ("Spectrum Analyser");

- Voltímetro digital (DVM - "Digital Volt-Meter");

- Kit de atenuadores fixos e adaptadores coaxiais;

- Terminação coaxial de 50 ohms (carga de 50 ohms);

- Acoplador direcional;

- Chave ou comutador coaxial;

- Fonte de alimentação, cabos e conectores de força.

Os itens terminação, chave coaxial e acoplador direcional não são considerados dispositivos essenciais. Seu uso apenas simplifica alguns "set-ups" de teste.

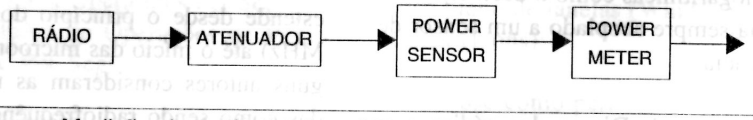
Uma inspeção visual geral nas estações terminais (tanto do lado da operadora quanto do lado do cliente) finaliza a inspeção de campo.

PEQUENO GLOSSÁRIO - Segue um pequeno glossário para explicar alguns termos usados neste artigo e que são menos conhecidos dos leitores.

- Analisador de Espectro: Aparelho que trabalha no chamado domínio da frequência (o eixo horizontal está calibrado em unidades de frequência e não em unidades de tempo). Comparar com o osciloscópio que atua no domínio do tempo (o eixo horizontal está calibrado em unidades de tempo).

- Atenuação Imagem: Atenuação apresentada por um quadripólo quando

10



Medição de potência de saída do equipamento rádio

ambas as suas portas (de entrada e de saída) estiverem casadas com as respectivas impedâncias imagem.

- Atenuador: Dispositivo de radiofrequência cujo propósito é atenuar os sinais de entrada de uma quantidade pré-definida. Geralmente os atenuadores são dispositivos passivos.

BER: Sigla para "Bit Error Ratio" ou "Taxa de Erro de Bits" (TEB).

A BER é a razão entre o número de bits errados (NBE) e o número de bits transmitidos (NBT) em uma dada unidade de tempo. Sob a forma de relação matemática podemos escrever:

$$BER = \frac{NBE}{NBT} \qquad (2)$$

Estão excluídos do cálculo da BER os períodos de indisponibilidade.

- Carga Coaxial: Dispositivo passivo coaxial usado para terminar uma porta de um circuito de radiofrequência. É também conhecida como terminação.

- Chave Coaxial: Chave de comutar sinais de radiofrequência cujos conectores são coaxiais.

- Contador de Frequência: O mesmo que frequencímetro.

- Full-Duplex: Ligação bidirecional simultânea (usando quatro fios, por exemplo).

- kbit/s: Abreviatura de "quilobits por segundo" (1000 bits por segundo). Unidade de medição das velocidades digitais (taxa de bit ou "bit rate").

- Medidor de Potência: Aparelho para medir potências de RF (usando unidades lineares como o miliwatt ou unidades logarítmicas como o decibel). Funciona sempre acoplado a um sensor de potência.

- Monocanal: Diz-se dos rádios que trafegam um único canal de voz (analógico ou o seu equivalente digitalizado).

- Plano de Frequência: Arranjo de frequências disposto aos pares (de ida e de volta), em uma determinada banda, e que serve para transportar uma dada canalização (analógica ou digital).

- Ponto-a-Ponto: Uma ligação envolvendo dois pontos A e B. Pode ser simplex, semi-duplex (half-duplex) ou duplex pleno (full-duplex).

- Power Meter: O mesmo que medidor de potência.

- Power Sensor: O mesmo que sensor de potência.

- P-P: Uma abreviatura de "ponto-a-ponto".

- Quadripólo: Rede de duas portas (a de entrada e a de saída).

- Quilobitagem: Taxa de bits ("bit rate") expressa em quilobits por segundo (kbit/s - com a letra k minúscula).

- Rádio-Modem: Diz-se do sistema rádio na banda de 900 MHz usado para comunicações ponto-a-ponto. Este nome foi dado por profissionais da área de comunicação de dados tradicional (meios físicos).

- Radome: Acrônimo do inglês "Radar Dome" ou "domo do radar". Um encapsulamento cuja finalidade é proteger a antena das intempéries do tempo (ventos, chuvas, granizo, acúmulo de neve e gelo) e outras intempéries (dejetos de aves, construção de ninhos). O radome deve ser transparente para as ondas eletromagnéticas emitidas e captadas pela antena que está radomizada.

- RF: Radiofrequência. Faixa que se estende desde o princípio do HF (30 MHz) até o início das microondas. Alguns autores consideram as microondas como sendo radiofrequência.

- Semi-Duplex: Ligação bidirecional não-simultânea (de A para B e de B para A, porém não ao mesmo tempo).

- Sensor de Potência: Transdutor para a medição da potência de RF.

- Set-Up: Conjunto de instrumentos de medida dispostos de forma a realizar uma determinada medição. A **figura 10** ilustra o set-up para se medir a potência de saída do equipamento rádio.

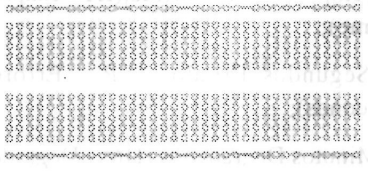
- Simplex: Ligação unidirecional (somente no sentido de A para B). As transmissões de televisão em VHF são simplex.

- Sistema Irradiante: O conjunto formado pela antena, a linha de transmissão e a unidade de derivação (branching). Alguns autores incluem também as ferragens de fixação, o sistema de pressurização o esteiramente; enfim, partes mecânicas e ambientais. ●

PLACA UNIVERSAL P410

IMITANDO O PROTO BOARD, ESSA PLACA É MUITO ÚTIL NO DESENVOLVIMENTO DE NOVOS CIRCUITOS E PARA MONTAGENS EXPERIMENTAIS. SÃO 410 ILHAS DE SOLDA COM FURAÇÃO DE 1mm PARA ACOMODAR OS COMPONENTES DO CIRCUITO, INCLUSIVE CIRCUITOS INTEGRADOS DIL.

TAM REAL: 101 x 44 mm



APENAS R$ 2,15

ECCEL ELETRÔNICA

por Marcello Praça Gomes da Silva

O NOVO MODELO DA TELEMÁTICA

Ambiente tradicional é aquele onde o processamento de dados é feito sob a forma centralizada com um ou mais mainframes (computadores de grande porte) e diversos terminais escravos. Os terminais poderão ser locais ou remotos (inclusive em outras cidades ou estados).

As aplicações costumam ser em grande parte monolíticas (de um único tipo). As interfaces homem-máquina não são gráficas (operam somente no modo texto) e utilizam telas de 24 por 80 caracteres de fósforo verde. Existe também a possibilidade de se usar telas coloridas com baixos grafismos.

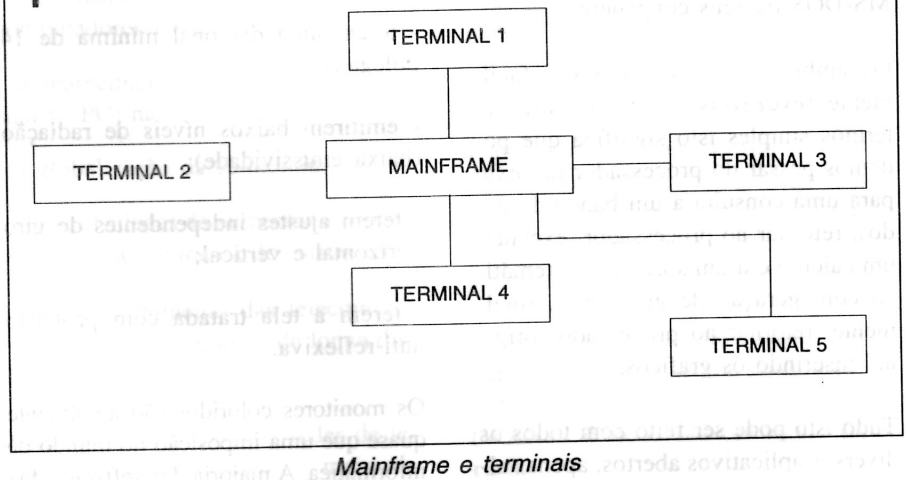
Normalmente essas interfaces são pouco amigáveis com o usuário (para não dizer que são totalmente inimigas). O conceito de "user-friendly" (ou "amigabilidade", em português) simplesmente não existe no âmbito da computação tradicional (computação de grande porte).

A comunicação envolvendo o mainframe e seus diversos terminais pode ser feita via linhas físicas de baixa velocidade envolvendo controladoras de comunicação (**figura 1**).

Já em um ambiente renovado os terminais tradicionais passam a ser microcomputadores e/ou estações de trabalho (workstations). Todos possuem capacidade de exibição nos modos texto, gráfico ou em ambos simultaneamente.

A capacidade de processamento de tais equipamentos é muito elevada (podendo chegar até 50 MIPS ou mais). Veja a **figura 2,** onde um micro comanda uma série de periféricos (mouse, modem, impressora, drive externo de CD-ROM, joystick, mesa digitalizadora e plotter).

1



Mainframe e terminais

O MIP é uma unidade muito utilizada na informática para se mensurar o desempenho dos computadores digitais. É um acrônimo em inglês para "Millions of Instructions Per Second" (ou "Milhões de Instruções Por Segundo").

Outra unidade muito usada é o Mflop (leia-se "megaflop"). O Mflop é um acrônimo em inglês para "Millions of Floating Point Operations Per Second" (ou "Milhões de Operações de Ponto Flutuante Por Segundo").

Os fabricantes de computadores e microprocessadores também usam outras unidades e índices em suas medidas de desempenho. Essa prática é adotada, por exemplo, pela INTEL (fabricante dos microprocessadores mais usados no mundo da computação pessoal, como os modelos 386, 486 e Pentium).

Em um ambiente renovado os terminais tradicionais tendem à extinção, assim como o tipo de processamento a que eles se destinam (**figura 3**).

INTERFACES HOMEM-MÁQUINA - As interfaces homem-máquina (interfaces Man-Machine ou M-M) tendem a assimilar o conceito WIMPS, ou seja:

- uso pleno de janelas (Windows) e de ícones (Icons);

- o Mouse como periférico de entrada por excelência;

menus do tipo Pull-Down;

- apresentação de Scrolling (rolamento).

A **figura 4** sintetiza esse conceito.

O "Windows" (ambiente gráfico da Microsoft Corporation) é um software que incorpora o conceito WIMPS. Esta GUI (Graphical User Interface) ou IGU (Interface Gráfica para o Usuário) tornou-se extremamente popular no mundo inteiro por oferecer o conceito de "amigabilidade" (superando largamente a preferência então existente pelo MS-DOS ou seus congêneres).

Os ambientes de trabalho são facilmente revezáveis nas máquinas. Em termos simples isto significa que podemos passar do processador de texto para uma consulta a um banco de dados, retornar ao processador, executar um cálculo em um software matemático com geração de gráficos e, finalmente, retornar ao processador original inserindo os gráficos.

Tudo isto pode ser feito com todos os diversos aplicativos abertos, apenas alterando-se o uso de um ou de outro (contanto, obviamente, que haja suficiente memória RAM - Random Access Memory - disponível).

A questão da memória RAM é crucial para o bom desempenho dos programas.

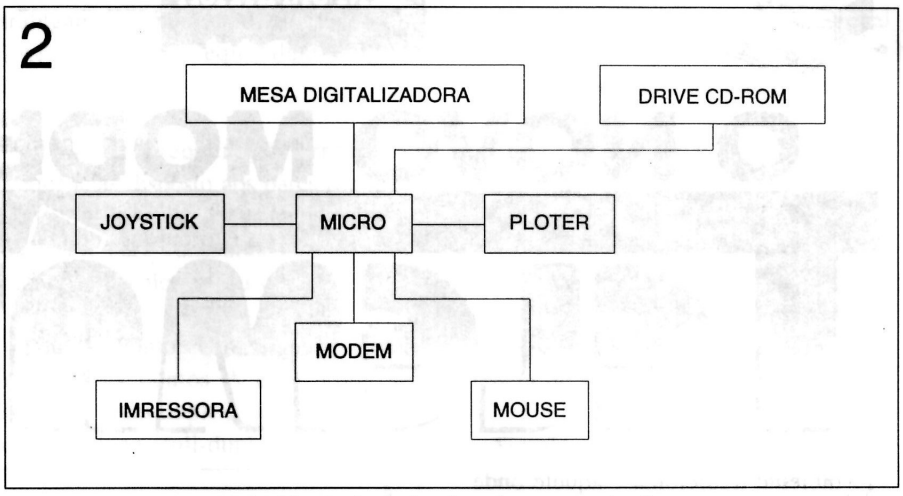
Particularmente recomendamos um mínimo de 8 megabytes de RAM em uma máquina tipo 486. Para uma máquina Pentium seria adequado 16 megabytes de RAM (ainda que com 8 se possa rodar grande parte dos aplicativos sem perda apreciável de desempenho dos mesmos).

As telas do monitor devem apresentar os seguintes requisitos:

- serem gráficas;

- serem policromáticas (coloridas);

2



Ambiente isolado de microcomputação

- terem uma diagonal mínima de 14 polegadas;

- emitirem baixos níveis de radiação (baixa emissividade);

- terem ajustes independentes de giro horizontal e vertical;

- terem a tela tratada com proteção anti-reflexiva.

Os monitores coloridos são atualmente quase que uma imposição no mundo da informática. A maioria dos softwares faz uso intensivo de cores para poder realçar detalhes e diferenciar funções (além, é claro, da questão estética).

Vídeo-jogos de uma só cor são impensáveis, assim como não se cogita da produção de enciclopédia multimídia monocromáticas.

A bem da verdade, devemos falar sempre em monitores multitonais e não em monitores monocromáticos. A palavra monocromático significa "de uma só cor" o que não é cem por cento verdadeiro.

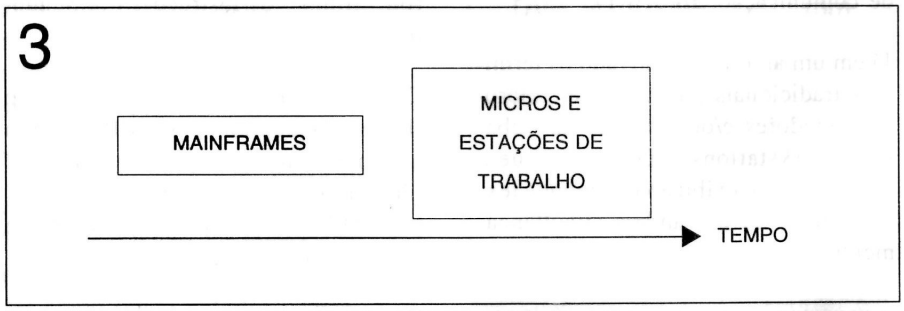
Para aplicações CAD (Computer-Aided Desing) ou multimídia, o monitor deverá ser de alta resolução e possuir dot-pitch máximo de 0,28 milímetros.

Particularmente no tocante à multimídia é fundamental que o dot-pitch não seja superior à 0,28 milímetros. Este é o dot-pitch máximo que deve ser aceito para os usuários de multimídia (mesmo a doméstica).

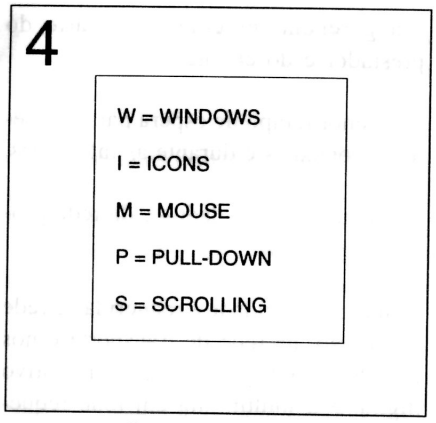
Os leitores deverão desconfiar seriamente das ofertas de supostos monitores multimídia com dot-pitches acima de 0,28 mm (0,39 mm por exemplo).

Telas somente em modo texto, menores do que 14 polegadas e de uma só cor estão definitivamente ultrapassadas. Existem nichos de mercado onde tais monitores encontram uso. Todavia, são aplicações muito específicas sem poder de penetração em larga escala.

3



Evolução temporal



Conceito WIMPS

A COMPUTAÇÃO EM REDE - O fenômeno da computação em rede (Net-Comp) alterou drasticamente o equilíbrio de poder no ramo da informática. A computação em rede cresce em importância enquanto a computação monolítica (computadores isolados) vem se isolando progressivamente. Este é um fenômeno que muito se acentuou na atual década e que parece não ter mais volta.

Na **figura 5** temos um exemplo do que seja uma rede local em barramento ("Bus Local Area Network"). As redes locais são, hoje em dia, uma realidade nas indústrias, escritórios e universidades do mundo inteiro.

Inicialmente restritas a serem implementadas utilizando cabeação física (cabos de pares, coaxiais e fibras ópticas) as redes locais atualmente também podem ser montadas via ligações por rádio ou por infra-vermelho.

Já se cogitou, até mesmo, de se implementar redes locais via satélite.

Esta idéia, que parece estranha no âmbito das redes locais, é muito utilizada para redes globais.

É bem conhecida a história da ligação ponto-a-ponto via satélite de dois prédios de uma mesma empresa na mesma cidade. Tudo isto porque a empresa operadora telefônica (EOT) não tinha condições de prover, naquela época, uma ligação terrestre de qualidade. Felizmente isto é coisa do passado.

Como causas do crescimento da computação em rede podemos citar:

- o explosivo aumento do número de computadores nas empresas;

- o aparecimento do computador pessoal (= PC) na década de 80;

- a globalização da economia;

- as necessidades de aumentar a confiabilidade e a segurança dos sistemas;

- o desenvolvimento das telecomunicações digitais de curta e de longa distância.

A digitação crescente das redes de telecomunicações fornece o meio de transmissão ideal para o transporte de dados entre computadores.

Um único computador pessoal (PC) funcionando isolado possui poder de processamento muito maior do que os mastodônticos mainframes de antigamente.

Se forem interconectados formando uma rede local seu poder aumenta muito.

O rápido desenvolvimento dos PCs vem reduzindo gradativamente o "gap" que os separa das tradicionais estações de trabalho (haja visto existirem micros Pentium de 100 MHz ou mais).

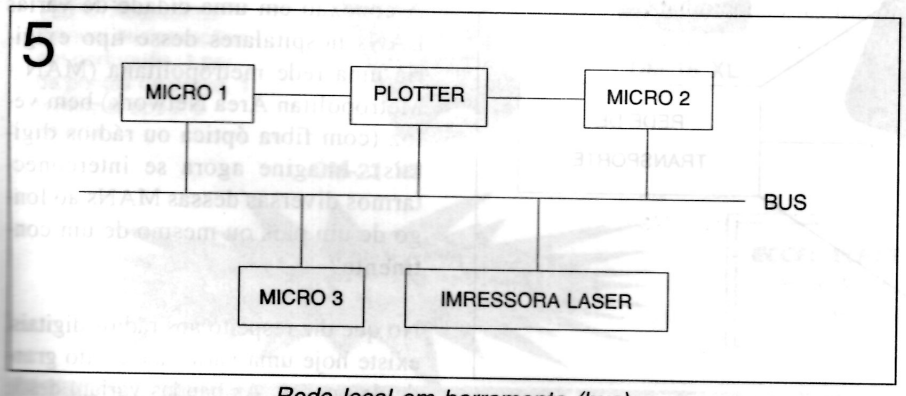
Em breve teremos lançado o que seria o "686" (que talvez venha a se chamar "Sextium" ou Hexium"), que será seguido pelo "786" e outros mais. A frequência de clock (relógio) começa a se aproximar da faixa de microondas.

Alguém já parou para pensar que o microprocessador Pentium de 100 MHz opera em plena banda de VHF (Very-High Frequency)? E ainda existem processadores bem mais velozes do que esse!

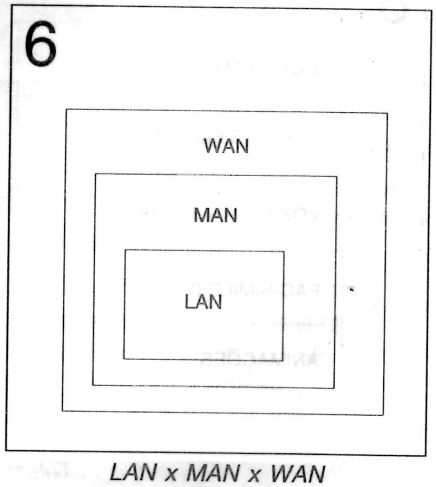
Apesar do progresso dos modernos mainframes, a interconexão de CPUs de porte médio em rede (formando um cluster ou aglomerado) pode efetuar o mesmo número de transações por segundo a um custo menor.

Os mainframes poderão assumir novos papéis tais como serem servidores de redes locais, metropolitanas ou globais (WANs - Wide Area Networks) - **figura 6**.

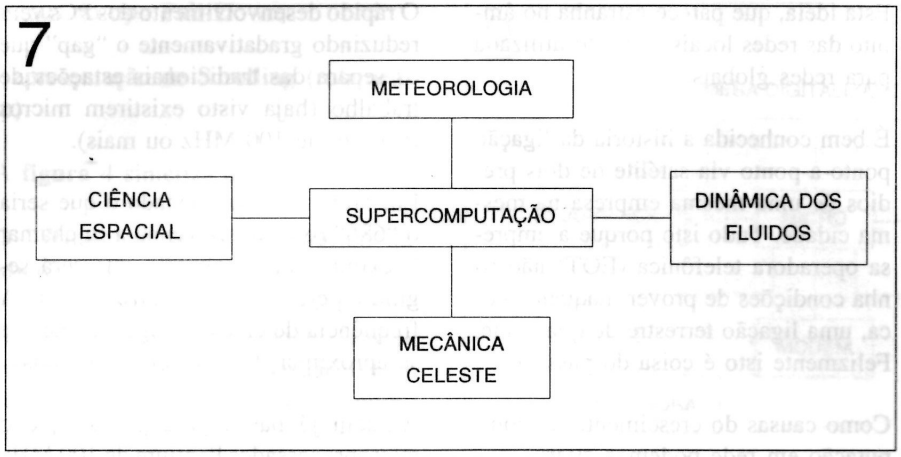
Em certas aplicações os mainframes, sob a forma de supercomputadores, continuarão a predominar. As áreas de mecânica celeste aplicada, previsão do tempo (meteorologia), dinâmica de fluidos e análise de dados espaciais emitidos por sondas interplanetárias ou cap-



Rede local em barramento (bus)



LAN x MAN x WAN



Aplicações da supercomputação

tados por radiotelescópios são alguns desses exemplos, como mostra a **figura 7**.

TRÁFEGO - O tráfego das novas redes de computadores não é mais constituído apenas de transferência de arquivos em modo texto ASCII ou de arquivos mais complexos contendo alguns simples gráficos, desenhos e fontes distintas.

Dentre os novos usos temos:

- correio eletrônico (E-Mail) e correio de voz (Voice-Mail),

- fac-símile (placas fax-modem ou aparelhos externos de fax),

- voz digitalizada (comprimida ou não);

- vídeo digital full-m otion;

- consultas a bases remotas de dados;

- imagens estáticas eletrônicas (fotografias digitalizadas);

- animações gráficas computadorizadas;

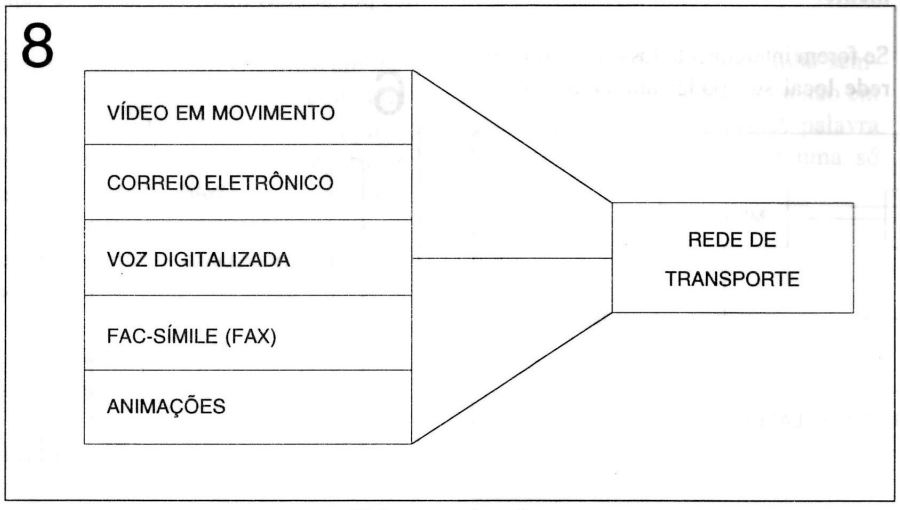
- teleconversas via INTERNET em tempo-real (real-time);

- imagens médicas (raios-X, tomografias, abreugrafias, etc.)

Veja a **figura 8.** Para que essas aplicações possam ser bem sucedidas um dos requisitos é que as velocidades de transmissão sejam adequadas para cada uma delas.

Outros requisitos das redes de computadores são:

- a flexibilidade nas conexões e nos serviços,



Telecomunicações

- a gerência integrada por parte do prestador e do cliente,

- o menor tempo de espera para estabelecer conexões e durante as interações,

- a segurança dos dados e da rede propriamente dita.

A maior velocidade é requerida na rede de acesso, na rede de transporte e nos nós de comutação. O vídeo interativo digital e a multimídia em rede requerem velocidades muito superiores àquelas usadas para a transferência de um arquivo de texto, para uma consulta a um banco de dados ou para uma simples submissão remota de jobs (RJE - Remote Job Entry).

Desta maneira, as redes tradicionais usadas para a comunicação de dados podem estar obsoletas frente aos novos requisitos de algumas aplicações.

Algumas redes locais específicas poderão apresentar requisitos muito mais restritivos. Um exemplo marcante seria uma LAN (Local Area Network) de um grande centro hospitalar com um tráfego intenso de imagens de raio-X, de ressonância magnética nuclear (NMR - Nuclear Magnetic Resonance) e tomografia computadorizada.

Este tráfego interno entre diferentes unidades do hospital poderia ter de ser estendido para fora do centro (consulta a bases de dados, troca de mensagens entre médicos, análise remota de tomografia e imagens de raios-X).

A conexão em uma cidade de várias LANs hospitalares desse tipo exigiria uma rede metropolitana (MAN - Metropolitan Area Network) bem veloz (com fibra óptica ou rádios digitais). Imagine agora se interconectarmos diversas dessas MANs ao longo de um país ou mesmo de um continente?

No que diz respeito aos rádios digitais, existe hoje uma variedade muito grande de opções. As bandas variam desde

o UHF (Ultra-High Frequency) até os confins do EHF (Extremely-High Frequency).

As faixas mais utilizadas são 900 MHz (UHF), 2 GHz, 15 GHz, 18 GHz e 23 GHz. Na banda de 2 GHz temos enlaces ponto-multiponto (P-MP) enquanto os demais citados são enlaces ponto-a-ponto (P-P).

Acima de 8 GHz a atenuação por hidrometeoros passa a ter significado e precisa ser levada em consideração nos projetos dos radioenlaces. Dependendo do local e das condições sistêmicas isto pode ser um sério problema para os engenheiros projetistas.

O hidrometeoro mais importante nos países equatoriais e tropicais úmidos como o Brasil é a precipitação pluviométrica (a chuva). Os outros hidrometeoros são o granizo, a neve, o nevoeiro e as nuvens.

Para os radioenlaces terrestres as nuvens não costumam ter qualquer influência (por causa das pequenas altitudes da maioria das estações). No entanto, as nuvens assumem grande importância para os enlaces de satélites (principalmente em frequências acima de 10 GHz).

Em frequências elevadas temos também atenuação adicional causada pelo vapor d'água não-condensado, por gases atmosféricos (oxigênio, nitrogênio e outros gases) e por partículas sólidas em suspensão como nas tempestades de areia nos desertos arenosos.

Os radioenlaces na banda de 900 MHz podem ser realizados na condição de obstrução (não precisa haver radiovisibilidade entre as estações). Já os enlaces nas bandas de 15, 18 e 23 GHz necessitam de radiovisibilidade plena.

Na faixa de 2 GHz é preciso, na maioria das vezes, que haja radiovisibilidade (o que não significa, que em algumas situações específicas, o enlace não possa ser feito em condições de obstrução).

As ligações feitas via cabos ópticos ou cabos coaxiais banda larga são excelentes do ponto de vista das taxas de transmissão e da qualidade dos sinais (principalmente nas fibras ópticas). Todavia o custo inicial tende a ser muito elevado, por causa do lançamento dos cabos, e o tempo de ativação tende a ser longo (duração das obras civis).

Os radioenlaces são, por sua vez, instalados com uma rapidez muito maior e com um custo bem menor (o chamado custo de instalação). ●

Multímetros WAVETEK

Confiabilidade e precisão ao seu alcance

MODELO DM-15XL - Medidas até: 1000VCC, 750VCA, 10A CC/CA, 2000 ohms. Testes: audível de continuidade, lógico e diodos. Acessórios: manual de operações em português, 1 par de pontas de prova e bateria.

MODELO DM-23XT - Medidas até: 1000VCC, 750VCA, 10A CC/CA, 2000M ohms. Teste: audível de cotinuidade, lógico, diodos e hfe. "Safety Tester". Medidor de temperatura até 750°C. Acessórios: manual de operações em português, 1 par de pontas de prova, 1 termopar tipo K e bateria.



DM-23 XT



DM-15 XL

MODELO DM-25XT - Medidas até: 1000VCC, 750VCA, 20A CC/CA, 2000M ohms. Testes: audível de continuidade, lógico, diodos e hfe. Capacímetro até 2000µF. Frequencímetro até 2kHz. Acessórios: manual de operações em português, 1 par de pontas de prova com garras jacaré e bateria.

MODELO DM-27XT - Medidas até: 1000VCC, 750VCA, 20A CC/CA, 2000M ohms. Testes audível de continuidade, lógico, diodos, hfe. Capacímetro até 2000µF, Frequencímetro até 20 MHz. Medidor de indutância até 20H. Acessórios: manual de operações em português, 1 par de pontas de prova com garras jacaré e bateria.



DM-27 XT

1 ANO DE GARANTIA
ASSISTÊNCIA TÉCNICA NO BRASIL

ECCEL ELETRÔNICA - FONE/FAX: (011) 911-3738 CX. POSTAL 16.114 CEP 03499-970 SÃO PAULO - SP
DESPACHAMOS PARA TODO O BRASIL

ECCEL ELETRÔNICA

por Zanoni Constantino

EFEITO CORONA

O efeito corona é um fenômeno elétrico que acontece na presença de alta tensão. São descargas elétricas entre um condutor e o ar que o rodeia, ou entre condutores (**figura 1**).

Quando o gradiente de potencial supera a rigidez do ar que rodeia o condutor, o fenômeno se inicia, sendo visivelmente notado pela sua coloração, que vai do amarelo ao rôxo, chegando até mesmo ao ultra-violeta, e assumindo o formato de penachos ou auréolas. É mais notório à noite, e a olho nú, produzindo ainda um som característico, sibilante e aleatório.

O efeito corona é prejudicial a qualquer sistema elétrico, não só por provocar perdas de energia na forma de calor, mas também por gerar ruídos em toda a faixa de radiofrequência, podendo se estender por toda uma linha de transmissão, por muitos quilômetros (acima de 500), produzindo harmônicas e surtos transientes de elevadas potências, que viajam por toda a extensão da linha, induzindo inclusive em linhas adjacentes.

IONIZAÇÃO DO AR - O fenômeno se deve à ionização do ar, sendo mais acentuado em condutores com irregularidades em sua superfície (**figura 2**).

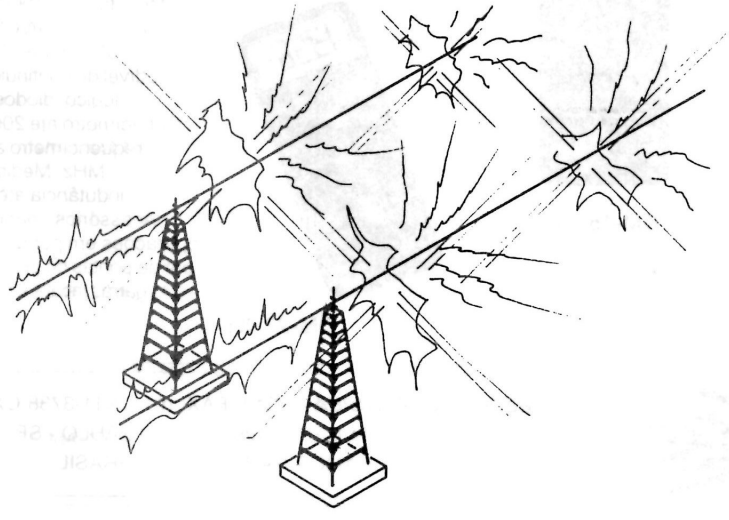
Os íons são repelidos e atraídos pelo condutor, o que equivale a um aumento do diâmetro eficaz do mesmo. Perdas em grandes proporções provoca a corrosão dos condutores pela geração de ácido nitroso (HNO_2), que é um ácido inorgânico instável altamente oxidante.

Várias condições podem intensificar o fenômeno: altitude, umidade relativa do ar, pressão barométrica, etc..

O efeito corona se assemelha às descargas elétricas nos gases devido aos "choques" das partículas ionizadas.

Na presença do fenômeno pode-se diferenciar vários tipos de descarga: descarga de pontas, descargas esporádicas e descargas ou corona de transição.

1

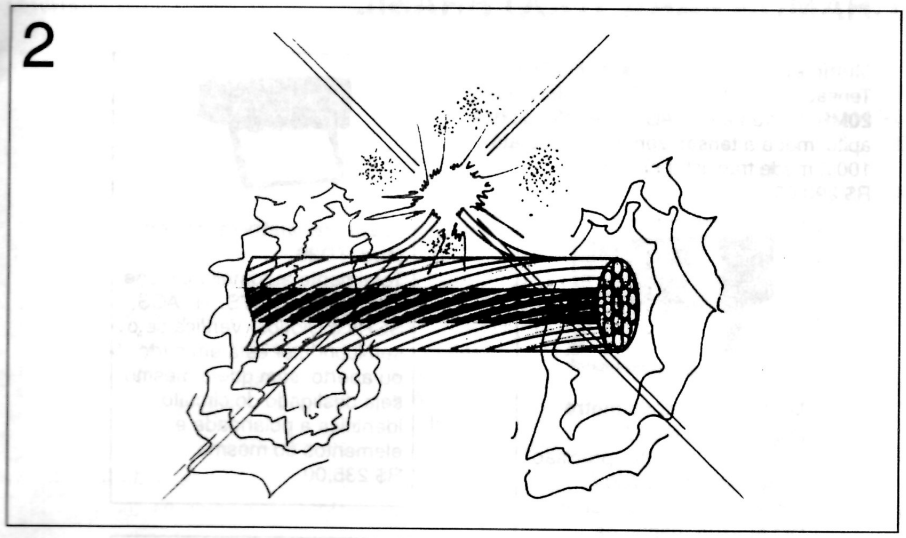


Corona entre condutores

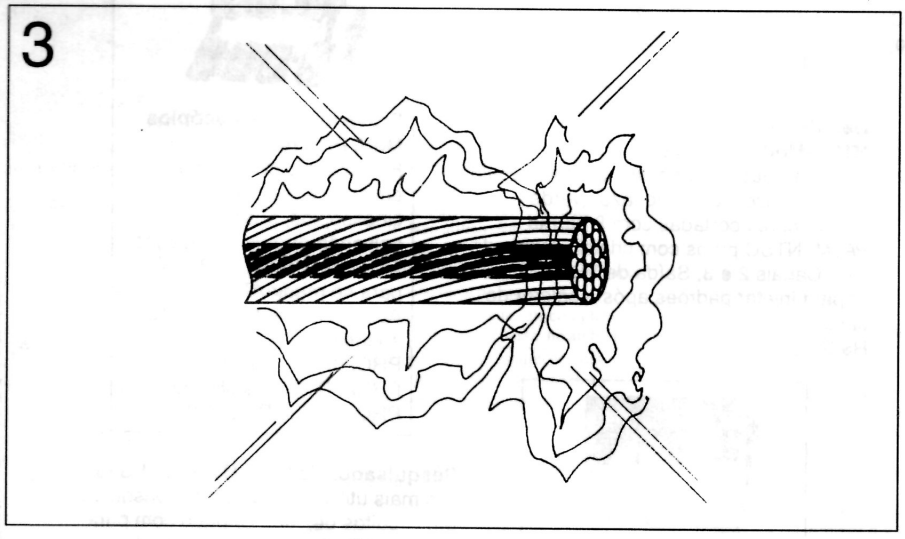
ENERGIA DESPERDIÇADA

Brasília - As distribuidoras de energia perdem mais de R$ 1 bilhão por ano com a fuga de energia elétrica do sistema. O desperdício vem crescendo acentuadamente nos últimos anos, provocado principalmente por furto, falta de controle e de manutenção das linhas e equipamentos das empresas. Dados preliminares da Eletrobrás, a holding que controla o sistema de produção e distribuição de energia elétrica no país, indicam que a perda total em 1995 chegou a 16% do que foi gerado e transmitido, ou seja, dos 250 terawatts-hora (1 terawatt-hora equivale a 1.000.000 de megawatts-hora) produzidos e consumidos no ano passado, cerca de 40 TWh foram desperdiçados.
Parte da fuga é considerada normal, pois são perdas técnicas que ocorrem em todos os sistemas de geração e, principalmente, transmissão. Um fio que conduz energia perde parte dela por aquecimento. A média histórica da "quebra" no Brasil se situava entre 10% e 12%. Entre 8% e 10% são perdas técnicas, e o restante é desperdício. Esse nível é considerado "razoável" pelos técnicos, apesar de indicar um sistema menos eficiente do que deveria.

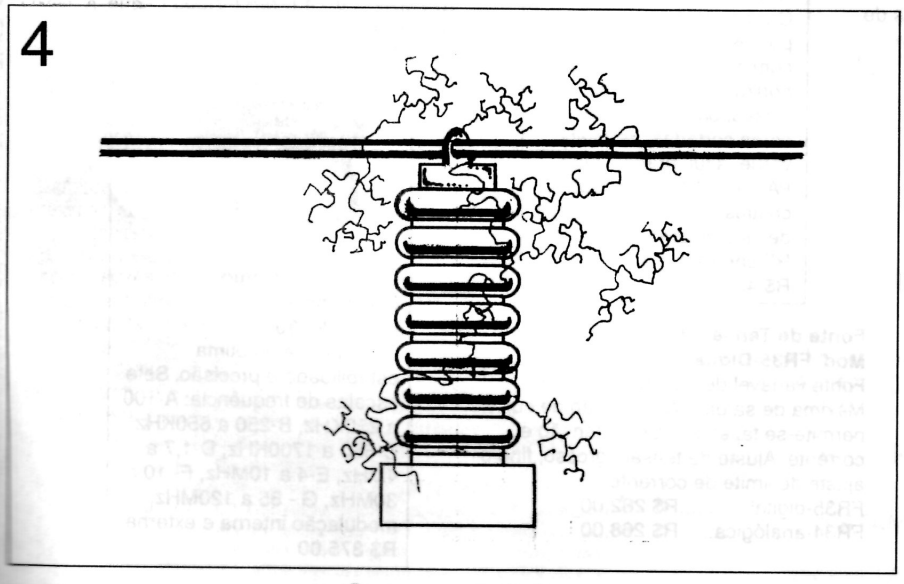
Trecho extraído do jornal Diário de Pernambuco, de 22 de janeiro de 1996.



Corona em condutor irregular



Corona tipo auréola



Corona em isolador

A descarga esporádica tem pouca importância. A descarga de pontas aparece quando se aumenta o potencial. A descarga ou corona de transição aparece com luminosidade no condutor e ruído sibilante.

A corona luminescente se apresenta na forma de uma auréola ao redor do condutor (**figura 3**), percebendo-se de imediato o odor do ozônio, que em grandes proporções é prejudicial à saúde, e também à borracha ou plástico de isolação dos cabos, além de causar irritações na mucosa.

CORONA EM OUTROS COMPONENTES - Isoladores, buchas, chaves faca e conectores também provocam o efeito corona (**figura 4**). Em sistemas elétricos de alta tensão, todos os conectores devem ser bem apertados, não sendo admitida qualquer folga. Esta folga provoca o corona e ainda descargas eletromagnéticas inaudíveis ao ouvido humano, mas sensíveis no espectro da radiofrequência.

Quanto mais alta a tensão, mais fácil é para o fenômeno se desenvolver.

Outros fatores também influem na perda de energia elétrica, como por exemplo, linhas de transmissão mal projetadas ou mal dimensionadas, ou seja, com os condutores incompatíveis à corrente a ser transmitida, linhas muito capacitivas, etc..

DETECÇÃO DO EFEITO - Existem equipamentos de detecção do efeito corona e do calor, com os quais as medidas podem ser feitas à distância, sem contato mecânico, e a mais de 20 metros. Quase todas as geradoras de energia elétrica possuem estes aparelhos, bem como equipes de manutenção treinadas para o seu uso.

O corona mais difícil de se detectar é o que se manifesta no interior dos transformadores, disjuntores e reatores, pois estes dispositivos são acondicionados em containers fechados.

Nota: atualmente, o efeito corona é tratado genericamente por Fugas Elétricas no Sistema. ●

INSTRUMENTOS DIATRON

DESPACHAMOS PARA TODO BRASIL



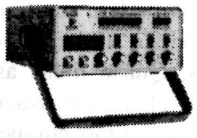
Analisador Vídeo Cassete TV/AVC-64
Possui sete instrumentos em um: Frequencímetro de 1Hz até 100 MHz., Gerador de Barras, Saída de FI 45.75 MHz, Conversor de Vídeo Cassete-Teste de Cabeça de Vídeo, Rastreador de Som, Teste de Controle Remoto.
R$ 766,00

Frequencímetro Digital
Instrumento de medição com excelente estabilidade e precisão.
FD30-1Hz/250MHz.....R$ 403,00
FD32-1Hz/1.2GHz.....R$ 537,00
FD37-1Hz/1.4GHz.....R$ 604,00
O FD 37 mede período de 1,28 micro segundos a 200ms (5Hz a 3,5MHz)



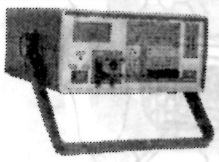
Teste de Fly-Back/Yoke - Eletrolítico-VPP - TEF41
Instrumento muito útil de uso diário. Mede Fly Back/Yoke estático quando se tem acesso ao enrolamento. Mede Fly Back encapsulado através de uma ponta MAT. Mede capacitores eletrolíticos no circuito de 1 a 1000 µF e VPP.
R$ 325,00

Capacímetro Digital -CD44
Instrumento preciso e prático de excelente confiabilidade, nas escalas de 200pF, 2nF, 20nF, 200nF, 2µF, 20µF,.-200µF, 2000µF, 20.000µF.
R$ 342,00



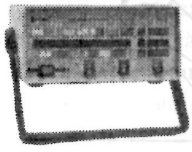
Gerador de Funções 2MHz-Mod GF39
Ótima estabilidade e precisão, gera formas de ondas: Senoidal, Quadrada, Triangular, faixas de 0,2Hz a 2MHz. Saídas - VCF, TTL/MOS, aten.20dB, VPT - Nível DC -Controle Amplitude.
GF39.....R$ 440,00
GF39D digital-R$550,00

Multímetro/Zener/Transistor-MDZ57
Tensão c.c - 1000V, c.a. 750V - Resistores 20MR. Corrente DC, AC - 10A- hfe, diodos, apito, mede a tensão zener do diodo até 100V, mede transistor no circuito.
R$ 290,00



Multímetro Capacímetro Digital Mod. MC27
Tensão c.c. 1000V - precisão 0,5%, tensão c.a 750V, resistores 20MR, corrente DC AC-10A, ganho de transistores, hfe, diodos. Mede capacitores nas escalas 2n, 20n, 200n, 2000n, 20µF.
R$ 295,00

Gerador de Barras PAL-M-NTSC-Mod. GB-51-M
Gera padrões: quadrículas, pontos, escala cinza, branco, vermelho, azul, verde croma, cores cortadas com 8 barras-PALM, NTSC puros com cristais. Saída de RF - Canais 2 e 3, Saída de Vídeo, Saída FI para injetar padrões após o seletor de canais.
R$ 350,00

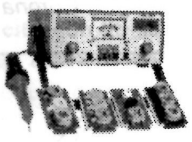


Gerador de Barras PALM-NTSC Mod. GB52
Gera padrões: circulo, pontos, quadrículas, circulo com quadrículas, linhas horizontais, escala de cinzas, barras de cores, cores cortadas, vermelho, verde, azul, branco, fase. PALM-NTSC puros com cristais, Saída de FI, Saída de sincronismo, Saída de RF canais 2 e 3.
R$ 430,00

Fonte de Tensão de 0 a 30V Mod. FR35-Digital
Fonte variável de 0 a 30V. Corrente Máxima de saída 2 A. Proteção de curto, permite-se fazer leituras de tensão e corrente. Ajuste de tensão: grosso, fino e ajuste de limite de corrente.
FR35-digital.....R$ 282,00
FR34-analógica.....R$ 268,00

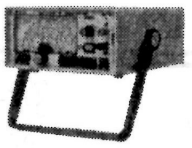


Teste Transistores -Diodo Mod. TD29
Totalmente automático, mede transistores, FETS, TRIACS, SCRs e Diodos- Verifica se o semicondutor está em curto ou aberto, sem que o mesmo seja desligado do circuito, identifica a polaridade e elementos do mesmo.
R$ 235,00



Provador de Cinescópios Mod. PRC20-P
É utilizado para medir a emissão e reativar cinescópios, possui galvanômetro de dupla ação. Tem uma escala de 30KV para se medir AT. Acompanha + 4 placas (12 soquetes).
PRC20P.....R$ 360,00
PRC20D.....R$ 380,00
PRC40.....R$ 350,00

Pesquisador de Som Modelo - PS25P
É o mais útil instrumento para pesquisa em circuitos de som. Capta o som para um falante próprio que pode ser de um Amplificador, Rádio AM - 455KHz, FM - 10.7MHz, TV - 4.5-MHz/Vídeo Cassete, Injetor de 1KHz.
R$ 320,00



Gerador de Rádio Frequência Mod. GRF30
Compacto e de ótima estabilidade e precisão. Sete escalas de frequência: A-100 a 250KHz, B-250 a 650KHz, C-650 a 1700KHz, D-1,7 a 4MHz, E-4 a 10MHz, F- 10 a 30MHz, G - 85 a 120MHz, modulação interna e externa.
R$ 375,00

ECCEL ELETRÔNICA - Fone / Fax: (011) 911-3738 - Seg. à Sex. até 21:00 hs.
Cx. Postal 16.114 - CEP 03499-970 - SP

ECCEL ELETRÔNICA

ATENÇÃO !

AS PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO ESTÃO INCLUÍDAS EM TODOS OS KITS, INCLUSIVE NOS PARCIAIS.

Caixas, cabo de força, plugues, knobs, fios, parafusos, porcas, pilhas e baterias não fazem parte dos kits.

SUPER PROMOÇÃO

PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO CONFECCIONADAS E PERFURADAS EM SUPER-PROMOÇÃO. MANUAL EXPLICATIVO COM PROJETO COMPLETO, LISTA DE MATERIAL E INFORMAÇÕES DE MONTAGEM, INSTALAÇÃO E USO. CONTOLE DE QUALIDADE TOTAL. GARANTIA ABSOLUTA DA AUSÊNCIA DE DEFEITOS OU IMPERFEIÇÕES DAS TRILHAS E ILHAS DE SOLDA.

KIT	DESCRIÇÃO
K001	Amplificador mono com circuito integrado TDA2002. Fornece até 10W de potência RMS (em 16V / 2 ohms). Ideal para ser usado com o Surround Sound.
K002	Bloqueador de ignição super-econômico. Impede que o veículo seja ligado, mesmo que por ligação direta, sem o conhecimento do seu segredo (o toque em um pequeno sensor escondido).
K003	Mantém a ignição bloqueada e impede que o automóvel seja ligado sem o conhecimento de um segzredo prévio. Não utiliza chave. Sensor magnético.
K004	Auxilia o motorista e permite que ele dirija de uma forma mais econômica, efetuando as mudanças de marcha na rotação ideal do motor.
K005	Sensível captador de sons ambientes. Automaticamente, ele completa a ligação telefônica e você pode ouvir tudo que se passa no ambiente.
K006	Aciona automaticamente as lanternas do seu carro ao escurecer o dia.
K007	Testa transistores indicando o seu tipo (NPN ou PNP) e estado. Testa diodos e leds indicando seu estado e identificando seus terminais.
K009	Ideal para bancada. Regulável de 0 a 16V. Até 2A de corrente de saída. Com circuito de proteção de curtos ou sobrecargas.
K010	Um verdadeiro "olho eletrônico" capaz de sentir pequenas variações de intensidade luminosa. Eficiente na proteção de áreas proibidas ou objetos. Pode funcionar também como detetor de passagem.
K011	Transforme sua sala de áudio e vídeo em um verdadeiro cinema com esse processador de 3 canais: central, sub-woofer e surround.
K012	Utilize essa chave futurista para controlar a alimentação de equipamentos eletro-eletrônicos impedindo que qualquer pessoa possa acessá-los.
K013	Kit ideal para os "novatos", o TRINCÃO é um interessante jogo de trinca com leds para duas pessoas. Envolve sorte e raciocínio.
K014	Com o Remixer, você pode redistribuir os sons entre os dois canais, conseguindo efeitos interessantes para suas gravações. Pode ser utilizado também como simulador de som estéreo para fontes monofônicas.
K015	Módulo Central. Simula a ocupação de qualquer imóvel, residencial ou comercial, acionando automatica e sequencialmente dispositivos eletro-eletrônicos que seriam normalmente ligados pelas pessoas residentes.
K015M1	Módulo de potência para ser controlado pelo Simulador de Presença. Aciona um relé quando acionado pela saída do simulador, ligando o aparelho nele conectado.
K015M2	Aciona um relé quando acionado pela saída do simulador somente em horário noturno (possui um sensor de luz), ligando o aparelho nele conectado (ideal para controlar lâmpadas externas).
K015M3	Aciona um relé quando acionado pela saída do simulador somente em horário diurno (possui um sensor de luz), ligando o aparelho nele conectado (ideal para controlar aparelhos ruidosos, como eletrodomésticos e equipamento de som).
K017	Com esse kit você pode controlar o acionamento de dispositivos eletro-eletrônicos utilizando o mesmo controle remoto do TV, video-cassette, ou aparelho de som, sem qualquer adaptação. Até 400W (em 110V) ou 800W (em 220V).
K018	Transmissor de infra-vermelho pulsado para uso com o kit K017.
K019	Transforme seu TV em um osciloscópio experimental sem qualquer modificação em seu aparelho. Com esse kit você pode visualizar as formas de onda de áudio, ruídos e ripples de fontes, curvas de resposta de amplificadores, níveis lógicos e outros sinais de 0 a 500V em uma gama de frequência de até 20KHz.
K021	Transmita secretamente as conversas da linha telefônica para um receptor comum de FM. Não necessita de fonte externa; basta ligar dois fios à linha telefônica.

PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO COM PROJETO E MANUAL EXPLICATIVO (SEM COMPONENTES)

CÓD.	DESCRIÇÃO	R$
P001	Amplificador 10W (em 16V x 2 ohms)	2,00
P002	Auto-Tok (chave secreta de ignição por toque)	2,00
P003	Chave Magnética (chave de ignição magnética p/ autos)	2,00
P004	Econômetro (indicador de troca de marcha p/ autos)	2,00
P005	Fone Escuta (captador de sons ambientes via telefone)	2,00
P006	Lanterna automática	2,00
P007	Provador Automático de Transistores, Diodos e Leds	2,00
P009	Fonte Regulável (0 a 16V x 2A) com Proteção	2,82
P010	Foto-sensor de Sombra (detector de invasão/passagem)	2,00
P011	Surround-Sound (canais: surround, central e sub-woofer)	8,29
P012	Key-Card (2 placas) - Chave Digital Programável	3,65
P013	Trincão (3 placas) - Jogo para duas pessoas	3,91
P014	Remixer 4 X 8 - Redistribuidor de Frequências	10,10
P015	Simulador de Presença Programável - Módulo Central	2,95
P15M1	Módulo de Potência 01 p/ Simulador de Presença	2,00
P15M2	Módulo de Potência 02 (noturno) p/ Simulador de Presença	2,00
P15M3	Módulo de Potência 03 (diurno) p/ Simulador de Presença	2,00
P017	Controle Remoto Versátil - receptor	3,43
P018	Controle Remoto Versátil - transmissor	2,00
P019	TEVESCÓPIO	3,48
P021	Micro-transmissor telefônico	2,00

KITS COMPLETOS E PARCIAIS COM PROJETO MANUAL EXPLICATIVO E COMPONENTES

CÓD.	DESCRIÇÃO	COMPL	PARCIAL
K001	Amplificador 10W	9,61	----------
K002	Auto-Tok	11,26	----------
K003	Chave Magnética	11,16	----------
K004	Econômetro	5,34	----------
K005	Fone Escuta	9,83	----------
K006	Lanterna Automática	15,72	----------
K007	Provador Automático	6,39	----------
K009	Fonte Regulável 2A	-------	41,06 (s/ trafo e dissipador)
K010	Foto-sensor de Sombra	15,77	----------
K011	Surround Sound	65,83	----------
K012	Key-Card (2 placas)	-------	23,48 (s/ conector)
K013	Trincão (3 placas)	37,74	----------
K014	Remixer 4 x 8	93,04	46,02 (s/ trafo e potenciômetros)
K015	Sim Presença - Central	-------	8,81 (sem transformador)
K15M1	Mód Pot 01 p/ Sim Pres	10,08	----------
K15M2	Mód Pot 02 p/ Sim Pres	12,46	----------
K15M3	Mód Pot 03 p/ Sim Pres	12,41	----------
K017	Controle Remoto - recep.	19,62	----------
K018	Controle Remoto - transm.	13,46	----------
K019	TEVESCÓPIO	-------	13,98 (s/ trafo e chave rotativa)
K021	Micro-transmis. telefônico	4,37	----------

NOVIDADE

AGORA VOCÊ TAMBÉM ENCONTRA NOSSOS KITS NA GSR ELETRÔNICA - TEL.: (011) 942-8555
R. ANTONIO DE BARROS, 235 - TATUAPÉ - SÃO PAULO - SP
E TAMBÉM NAS MELHORES LOJAS DO RAMO
(ESTAMOS CADASTRANDO REVENDAS)

PARA PEDIDOS, PREENCHA SEUS DADOS NO CUPOM DA SEGUNDA CAPA OU LIGUE: TEL/FAX (011) 911-3738

Pesca esportiva? É na revista

PESCA ESPORTIVA



Nas bancas de todo o Brasil.

FILIADA À ANATEC

editora FITIPALDI