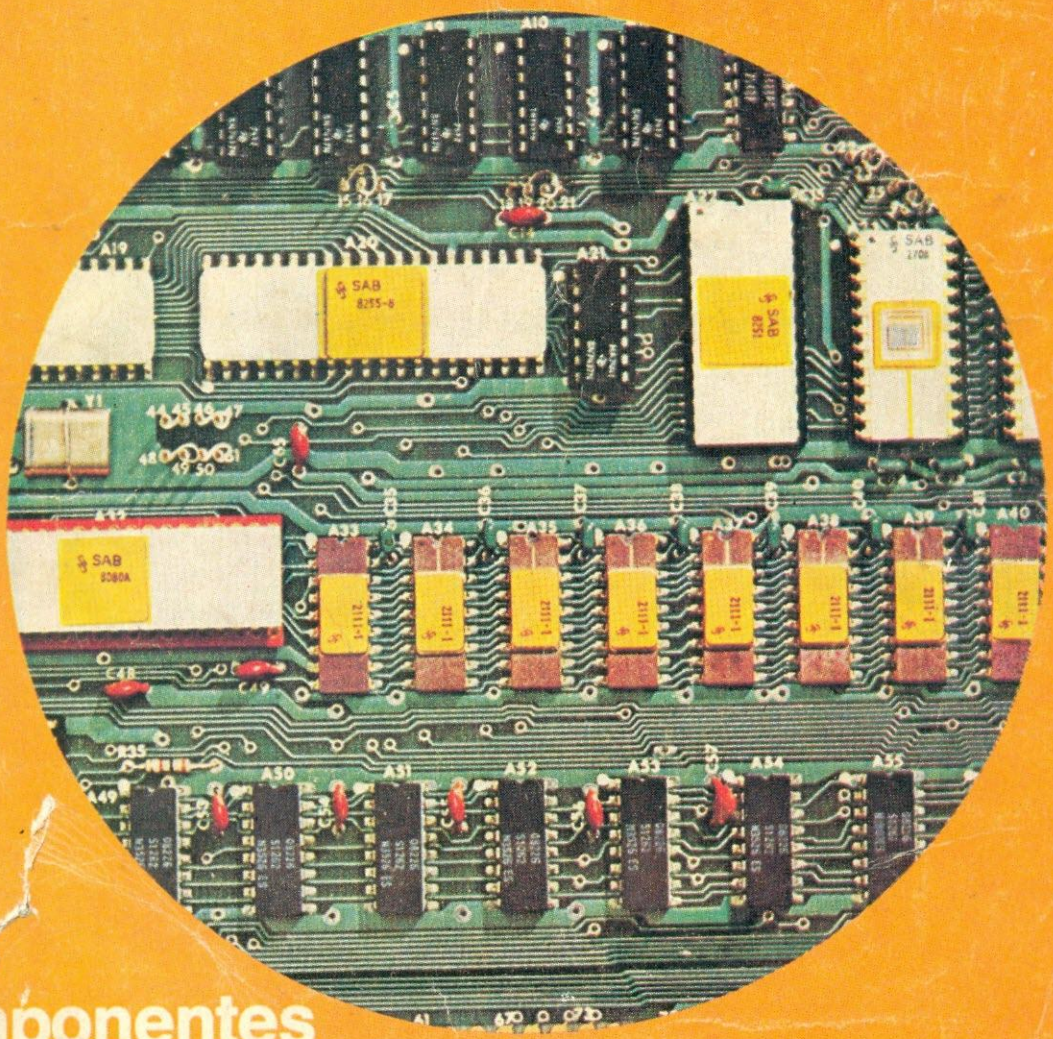
REVISTA MONITOR DE

RÁDIO e TELEVISÃO

MARÇO 1977 N.º 347 Cr$ 15,00

Microprocessadores e Microcomputadores

ICOTRON
UMA ORGANIZAÇÃO SIEMENS



Componentes para a eletrônica do futuro

CONTA-GIROS DIGITAL

George de Salvador *

Tendo em vista o grande avanço tecnológico que ocorreu no campo da eletrônica de um modo geral e, particularmente, na área dos semicondutores, tornou-se possível a compactação de instrumentos para as mais variadas aplicações, além de desempenhos que superam em muito o que até então existia. Sobremaneira, o advento do circuito integrado veio permitir a criação de equipamentos e instrumentos que, em virtude da sua grande densidade funcional, não poderiam senão girar em torno de idéias mirabolantes, dada a magnitude da área que seria ocupada com uma quantidade considerável de fios, válvulas, transformadores, grandes capacitores, etc.

Tirando proveito das possibilidades que hoje existem em termos de técnicas digital e linear, foi conseguido transformar o conta-giros analógico, até então utilizado, em um sistema mais condizente com os componentes que atualmente existem.

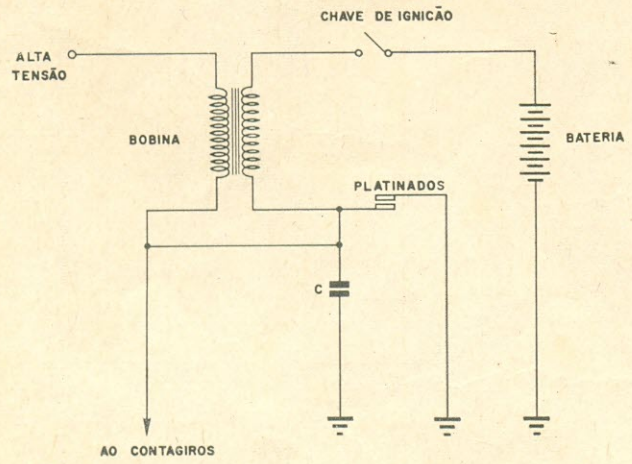


Figura 1

Sistema convencional de ignição.

Sistema de ignição

Para que se compreenda perfeitamente o funcionamento do conta-giros é necessário ter-se uma idéia de como funciona o sistema convencional de ignição em motores a explosão.

Como pode ser visto na fig. 1, com a chave de ignição na condição ligada ficará dependendo dos contactos do platinado a corrente no primário da bobina; obviamente, só circulará corrente no circuito quando os platinados estiverem fechados. Em decorrência do lado móvel dos platinados ter seu movimento comandado por um excêntrico acoplado ao eixo de manivelas, o sistema trabalha de tal modo sincronizado que, quando o cilindro está na posição de explosão, os platinados que até então estavam fechados afastam-se, cortando a corrente no primário da bobina.

* Técnico Sênior de Telecomun. da EMBRATEL

Devido à comutação de corrente no primário, e também à alta relação de espiras, quando os platinados se abrem ocasionam a indução de alta tensão no secundário. A tensão gerada é transferida, através do distribuidor, à vela referente ao cilindro que se encontra na posição de explosão. A centelha que então é produzida faz explodir a mistura de ar e gasolina vaporizada, fornecida pelo carburador e comprimida pelo cilindro.

Levando em conta que num motor de quatro tempos (admissão/compressão/explosão/descarga) o intervalo entre duas explosões num mesmo cilindro corresponde a duas rotações do eixo motor, conclui-se que a cada duas explosões temos uma rotação completa. Assim, como o lado móvel dos platinados é acionado pelo eixo de manivelas, a freqüência com que os contactos comutam é diretamente proporcional à rotação do motor e o sinal gerado tem uma amplitude de aproximadamente 12 volts (num sistema de 12 volts).

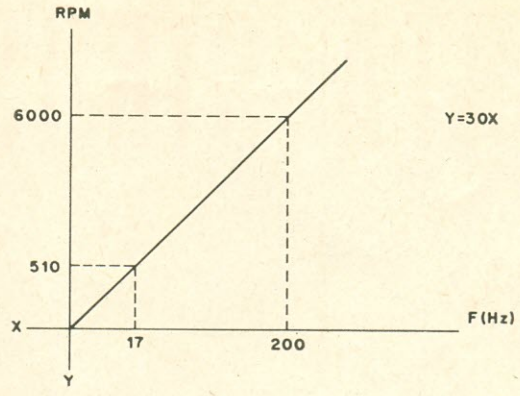


Figura 2

A linearidade é perfeita desde a marcha lenta até a alta rotação.

O instrumento

O circuito faz a verificação de freqüência dos pulsos gerados pelo chaveamento, multiplicando por 30 o conteúdo de cada envoltória formada no período de 1 segundo. Esta multiplicação tem por finalidade a conversão daquela freqüência em rotação por minuto (RPM). O motivo pelo qual o sinal de ignição é multiplicado por 30 e não por 60, como seria de se esperar, deve-se ao fato de que a cada duas explosões o eixo motor completa 360° em seu movimento. Tomando por base que

$$f = \frac{2 \cdot C \cdot RPM}{60 \cdot T}$$

onde:

f = freqüência em hertz
C = número de cilindros
RPM = rotações por minuto
T = número de tempos do motor

tem-se que para marcha lenta (aproximadamente 510 RPM)

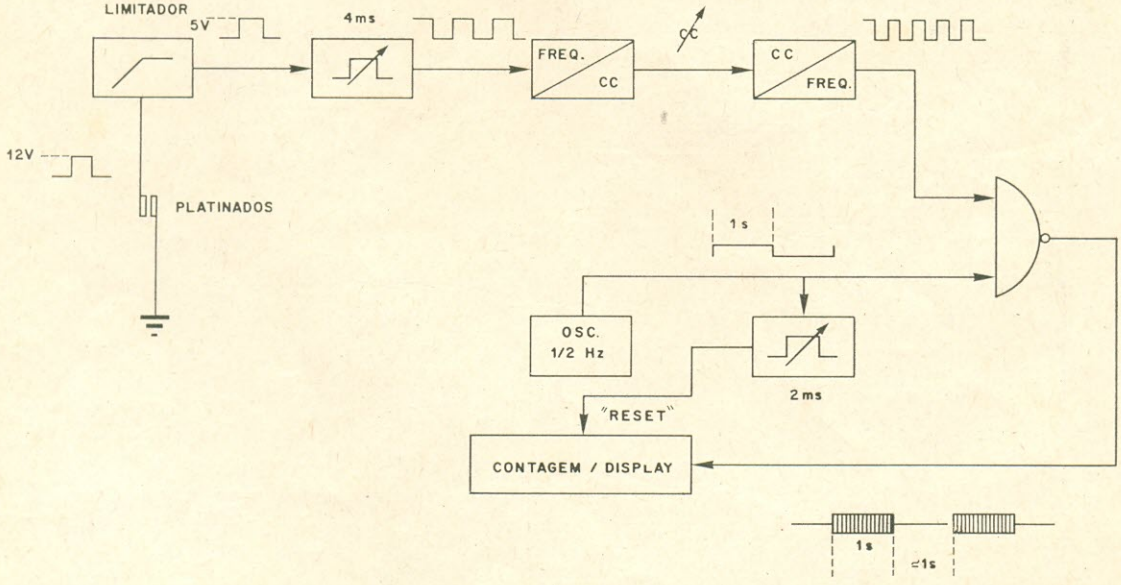


Figura 3

Diagrama em blocos do conta-giros digital.

a freqüência de ignição (em um motor de 4 cilindros) será da ordem de 17 hertz e, para alta rotação (aproximadamente 6 000 RPM), teremos 200 hertz. Na fig. 2 pode-se observar que o processo utilizado garante total linearidade desde a marcha lenta até a alta rotação.

Descrição de funcionamento

Pelo diagrama em blocos da fig. 3 é possível fazer-se uma descrição razoável do instrumento.

Proveniente dos platinados, dão entrada no limitador pulsos cuja amplitude tem cerca de 12 volts. Como a informação que chega tem que ter um máximo de 5 volts, visto estar sendo utilizado um circuito integrado da família TTL, o circuito de entrada garantirá este nível ao mesmo tempo em que o capacitor e o diodo BAX13, em paralelo com o diodo zener, suprimirá transientes rápidos ocasionados pelo centelhamento de ignição.

No tocante à operação dos platinados, é interessante que se lembre alguma coisa no que tange às características dos pulsos produzidos por contactos. Num relé, quando a bobina recebe a tensão necessária para a magnetização do núcleo, a armadura é atraída com extrema violência, levando os contactos a se chocarem. Visto ser o material utilizado de considerável dureza, diante deste impacto ocorre a trepidação e arraste do contacto móvel sobre o fixo até o limite de sua excursão, quando então entrarão numa condição mecânica estável. Mediante este procedimento eletro-mecânico, a corrente dependente destes contactos será comutada algumas vezes, enquanto na verdade só houve um comando de comutação, como pode ser observado na fig. 4-B.

Se num determinado circuito os contactos de um relé comutam a alimentação de uma bobina, lâmpada ou resistência, o efeito "bounce" descrito no parágrafo anterior não causará qualquer perturbação de ordem operacional no sistema. Mas se, por outro lado, dependente dos contactos existir um componente eletrônico, este responderá tantas vezes quantas forem os pulsos gerados indevidamente, e maior será a susceptibilidade do componente a esta perturbação quanto maior for a sua velocidade de operação. Isto equivale a dizer-se que se, por exemplo, for injetado um pulso perturbado, como aquele mostrado na fig. 4-B, num contador eletrônico (integrado, por exemplo), e se antecedendo o pulso principal existirem quatro estreitos pulsos gerados por trepidação, ao invés de aparecer na saída a leitura anterior acrescida uma vez, haverá na verdade a anterior adicionada de cinco incrementações.

Voltando ao circuito do conta-giros, torna-se fácil agora justificar a aplicação de um multivibrador monoestável na entrada. A propriedade do monoestável de disparar mediante a aplicação de um pulso e manter-se no estado instável durante algum tempo, garante somente um disparo para cada comando enviado, eliminando assim o efeito "bounce" dos contactos.

A freqüência mais elevada com a qual o sistema operará, considerando-se a rotação máxima de 6 000 RPM, será da ordem de 200 hertz. Neste caso, a constante de tempo do monoestável, para repetição confiável dos pulsos de entrada, deve ser ajustada para aproximadamente 2,5 milisegundos, haja visto ser de 5 milisegundos o período completo do sinal. Em relação às freqüências mais baixas não haverá o menor problema, porque a cada vez que o ciclo de entrada se repetir produzirá, embora assimétrico, um pulso de 2,5 milisegundos na saída do monoestável, como pode ser observado na fig. 5.

Os pulsos do monoestável são entregues a um conversor freqüência/tensão, na saída do qual aparece uma tensão CC de nível variável, diretamente proporcional à grandeza da freqüência de entrada. A tensão de saída terá seu valor variando de acordo com os valores resistivos e capaciti-

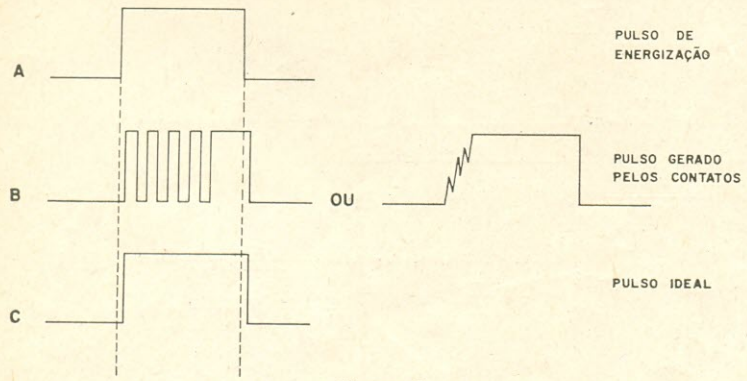


Figura 4

Pulso de energização (A), pulso gerado pelos contactos (B) e pulso ideal (C).

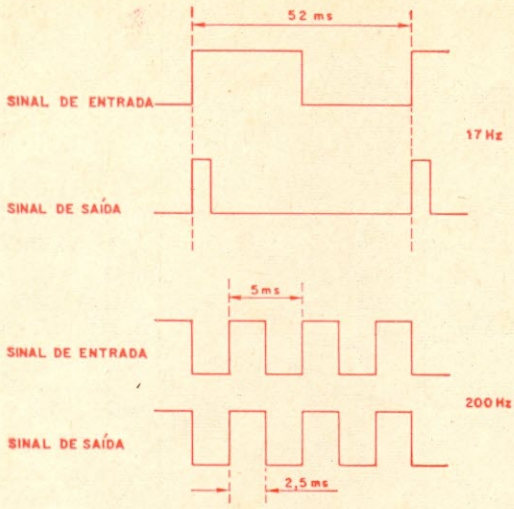


Figura 5

Pulsos de entrada e de saída em baixa e alta rotação.

vos utilizados no conversor. Estes componentes são calculados segundo fórmula do fabricante, tomando-se em consideração a gama de freqüências e conseqüentemente a tensão desejada (veja a fig. 6).

OBSERVAÇÕES: —

1) Para operação correta do conversor a largura dos pulsos de entrada deve ser inferior ao período T do monoestável existente no seu interior.

2) Na aplicação deste componente, neste artigo em particular, os valores foram ajustados de tal forma que em 17 Hz obteve-se 510 milivolts e, a 200 Hz, 6 volts.

A tensão variável entre 0,51 volt e 6 volts, de acordo com a rotação do motor, como já vimos, passa imediatamente a um segundo componente de conversão, que fará agora exatamente o inverso do que fez o anterior, convertendo a tensão CC de entrada num sinal quadrado na saída. Semelhante ao primeiro caso, a magnitude da freqüência produzida e a gama coberta pelo gerador dependerão dos valores resistivos e capacitivos obtidos por meio de equação da fig. 7.

Visto a freqüência de saída ser dada em kHz/V, para 17 Hz gerados pelos platinados aparecerá na saída do conversor tensão/freqüência 510 Hz e para 200 Hz teremos 6 kHz. Desta forma conclui-se que a multiplicação por 30 mencionada no princípio foi realizada e, o que é muito importante neste caso particular, foi garantida total linearidade.

Apagamento

Disparado por um sinal gerado por um oscilador NE 555, o monoestável CI-3 aplica um pulso de apagamento em todas as décadas, cuja duração é

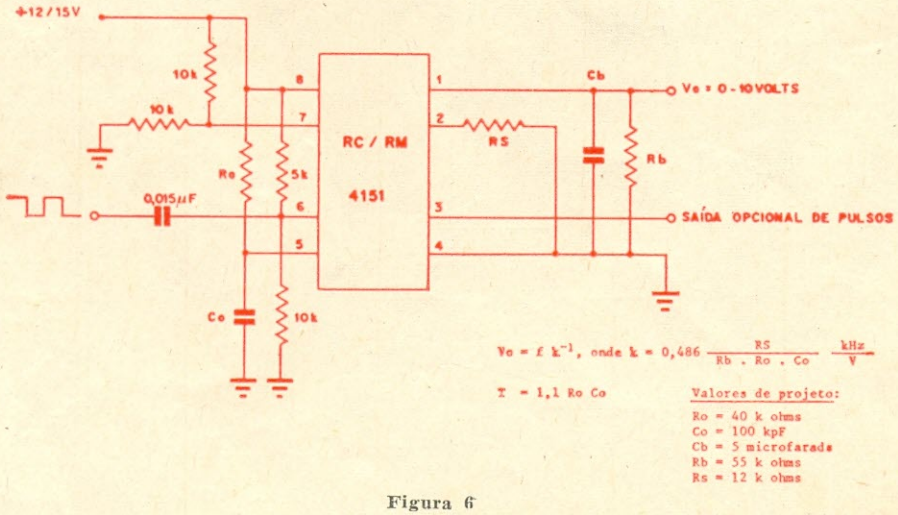
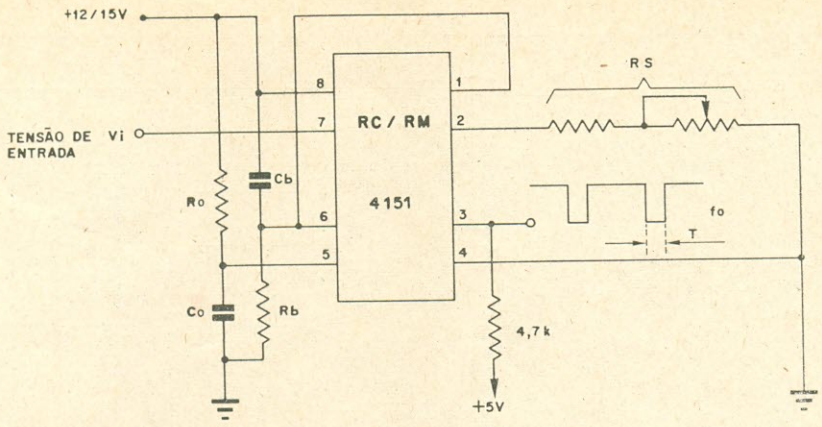


Figura 6

Conversor freqüência/tensão.



Fo = k Vi, onde k = 0,486 $\frac{RS}{Rb \cdot Ro \cdot Co}$ $\frac{kHz}{V}$

T = 1,1 Ro Co

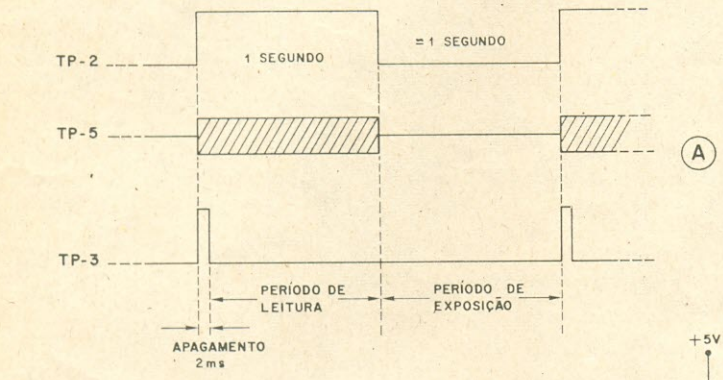
Valores de projeto:

Ro = 5,6 k ohms
Co = 10 kpF
Rb = 100 k ohms
Cb = 1 microfarad x 16 V
Rs = 13 k ohms
VL = +5 volts

Figura 7

Conversor tensão/freqüência.

de 2 milisegundos. Com a zeragem tem início um ciclo de verificação da rotação do motor, constituído de apagamento/contagem/exposição. Este ciclo tem a duração de 2 segundos, podendo ser diminuído este tempo se isso for conveniente, obtendo-se um perío-



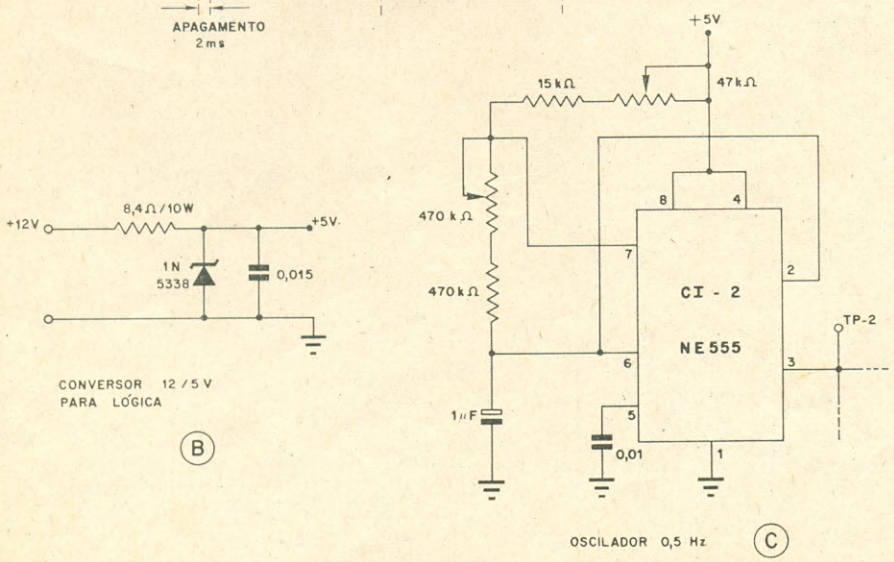


Figura 8

(A) O erro introduzido na contagem em virtude do apagamento ocorrer dentro do período de leitura é negligível. (B) Conversor de 12/5 V para a lógica. (C) Oscilador de 0,5 Hz.

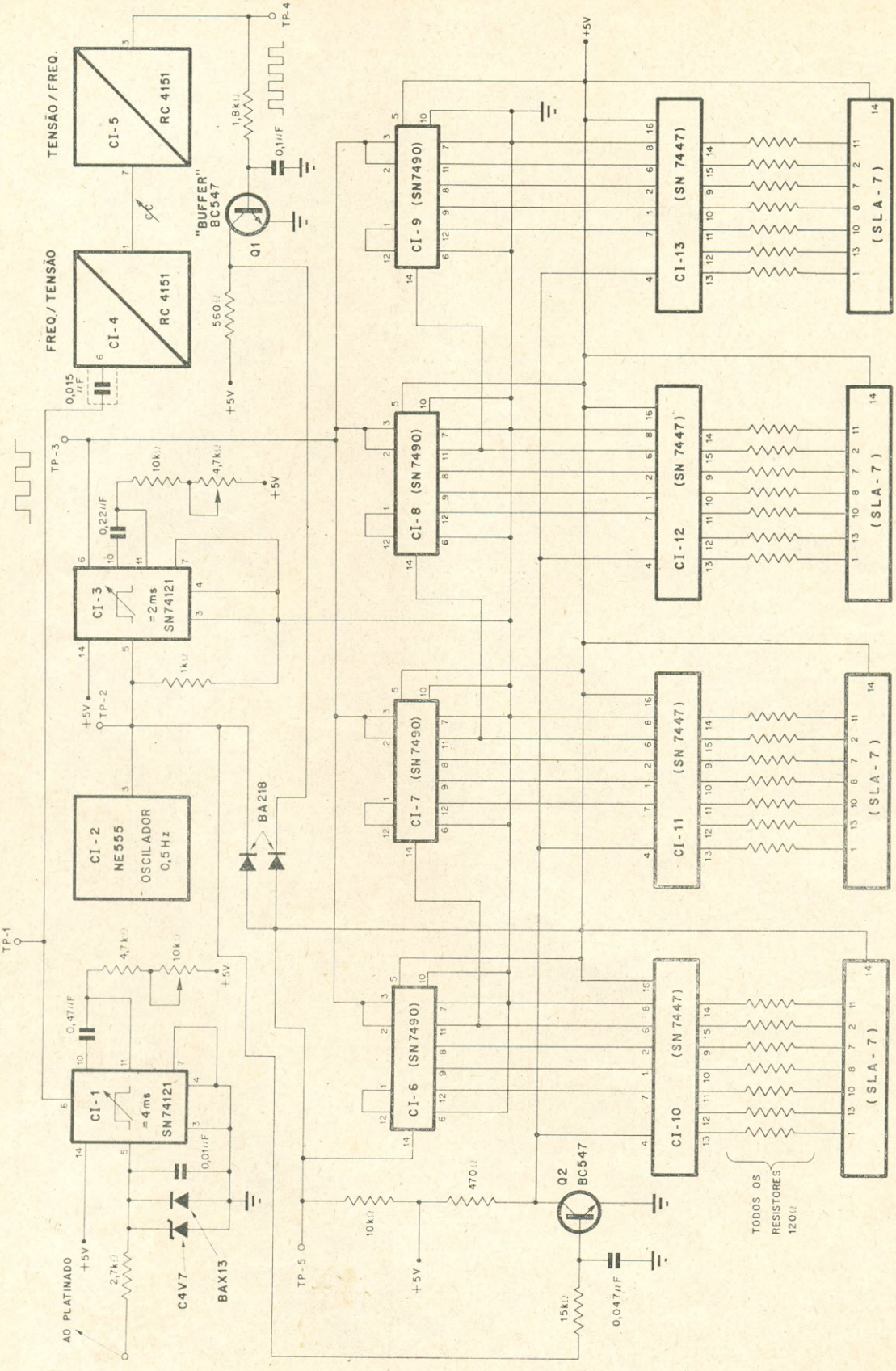


Figura 9

Diagrama esquemático do conta-giros digital. Todos os resistores são de 1/4 watt. TP-1 a TP-5 são pontos de teste.

do de exposição inferior a 1 segundo. Note que a envoltória de sinal, vista pelas décadas, nunca poderá ser inferior ao tempo estabelecido no projeto, a menos que se faça o reajuste do potenciômetro de fundo de escala localizado no conversor tensão/freqüência. Para economizar um SN74121 basta diminuir o tempo de apagamento, o que poderá ser conseguido empregando-se um simples circuito transistorizado (veja as figs. 8 e 9).

Contagem

O processo de contagem consiste na excitação das décadas 7490 pelo sinal gerado no conversor tensão/freqüência. Na porta "E" discreta, formada pelos diodos BA218 e pelo resistor de 10 kΩ (entre TP-5 e a entrada de +5 V), dão entrada o sinal do conversor e um sinal com um período de 2 segundos gerado pelo NE 555. Durante o semi-ciclo negativo de 1 segundo a porta "E" fica inibida, impedindo que a primeira década receba o sinal proveniente de CI-4. Logo após, chega o semi-ciclo positivo, desimpedindo a porta "E" e permitindo as incrementações das décadas. Como o período do semi-ciclo positivo é também de 1 segundo, este formará uma envoltória de sinal a partir da porta "E" e, conseqüentemente, as décadas farão uma contagem de freqüência.

Neste projeto foi empregado um circuito integrado NE 555 como oscilador de 1/2 hertz por uma questão de economia de material e de espaço; porém, deve-se levar em conta o ajuste crítico desta freqüência e, conseqüentemente, a falta de precisão. No caso de envoltórias perfeitas de 1 segundo, aconselha-se utilizar o oscilador em 50 hertz e a seguir dividir por 100, coisa que o 7490 pode resolver.

Exposição

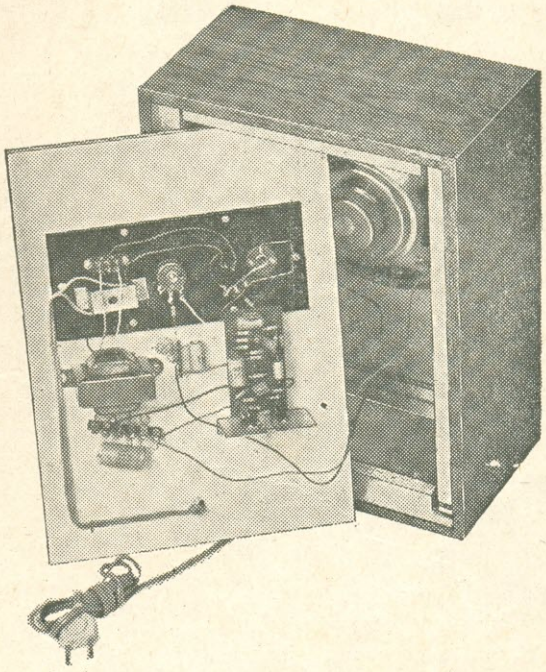
Durante a contagem do conteúdo da envoltória o inversor de fase Q2 mantém inibidos os decodificadores BCD/7 segmentos. Com isto as incrementações das décadas não são amostradas, ficando os "displays" apagados. Terminado o tempo da envoltória o inversor de fase envia aos decodificadores o pulso de permissão de leitura das memórias CI-6 a CI-9. Consegue-se, através deste processo, fazer com que os "displays" acendam e apaguem dentro do período do ciclo de verificação ($\simeq$ 2 segundos).

Ω

MONINC 10 KIT

AMPLIFICADOR DE 10 WATTS, EMBUTÍVEL EM CAIXA DE MADEIRA (CAIXA ACÚSTICA), EM FORMA DE KIT DO TIPO «MONTE VOCÊ MESMO», COM A UTILIZAÇÃO DE SOMENTE UM ALICATE, UM FERRO DE SOLDAR E UMA CHAVE DE FENDAS.

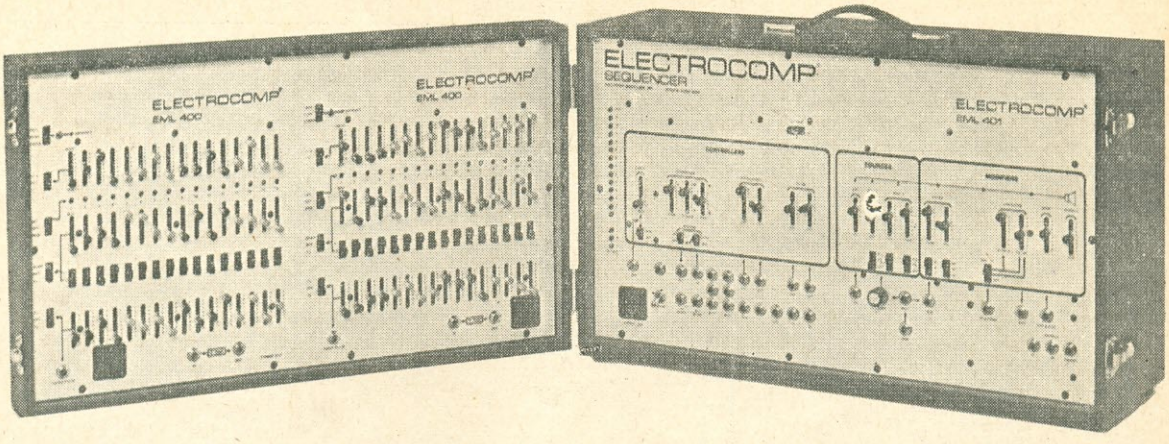
DE FACÍLIMA MONTAGEM, É UM AGRADÁVEL PASSA-TEMPO PARA POSSUIDORES DE GRAVADORES MINI-CASSETTE, TOCA-DISCOS, MICROFONES, RÁDIOS, TELEVISORES PORTÁTEIS, ETC., OU MESMO PARA QUEM POSSUA EQUIPAMENTOS ESTEREOFÔNICOS.



PREÇO:
COMPLETO S/ CAIXA Cr$ 395,00
COMPLETO C/ CAIXA Cr$ 575,00

RADIOTÉCNICA AURORA S.A.

01208 — R. DOS TIMBIRAS, 263 - 1º ANDAR — C. POSTAL 5009 — S.PAULO - SP



CIRCUITOS CONTROLADORES PARA MÚSICA ELETRÔNICA

Ricardo Pereira Peculis *

Temos visto nesta série de artigos sobre música eletrônica circuitos destinados a produzir e modificar sinais que serão convertidos em som. Tomamos conhecimento que estes circuitos geradores e modificadores são controlados por meio de tensões, o que constitui a idéia e o princípio básico dos sintetizadores de música eletrônica. Assim, a freqüência dos osciladores, o ganho dos amplificadores e as freqüências de corte ou ressonância dos filtros não serão mais controlados manualmente por meio de chaves ou potenciômetros, mas poderão ser automatizados por uma prévia programação. Logicamente, esta programação envolverá chaves e potenciômetros mas, como veremos, as possibilidades são muito vastas, permitindo inclusive que as características do som sejam modificadas durante a sua execução sem nenhum toque do músico. Os dispositivos destinados a gerar estas tensões de controle serão chamados "circuitos controladores", os quais estudaremos neste artigo.

Geradores de envoltória ("envelope")

No artigo "Modificadores Básicos para Música Eletrônica" (Revistas nºs 345 e 346), mostramos que muitas vezes não basta determinarmos a freqüência e a forma de onda de um sinal para expressarmos um som. As variações de intensidade durante a sua execução também influenciam enormemente na característica do mesmo. Estas variações de intensidade são determinadas pelo VCA, o qual está submetido a uma tensão de controle fornecida pelo gerador de envoltória.

O gerador de envoltória fornecerá uma tensão que será o sinal modulante para modular a portadora, que é a nota tocada, através do VCA. Vimos que a cada fase da variação de amplitude do sinal é dado um nome: "ataque", "decaimento inicial", sustentação e "decaimento final". Em uma situação real, o sinal modulante será cheio de imperfeições, como picos, tremores, etc. Ao construirmos um sinal modulante ou envoltória, por meios eletrônicos, este não apresentará as mesmas imperfeições. Será uma aproximação do caso real, a qual poderemos considerar boa. Na fig. 1 temos uma envoltória de um som produzido por um instrumento musical qualquer e a aproximação da mesma conseguida pelo gerador de envoltória.

* **Aluno do Curso de Eng. Elétrica da Escola de Engenharia de S. Carlos - USP**

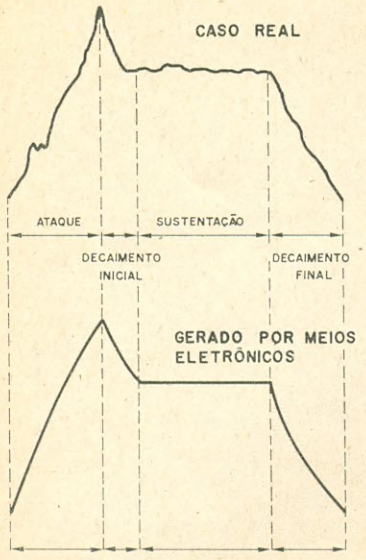


Figura 1

Aproximação de uma envoltória real, conseguida pelo gerador de envoltória.

Para a compreensão do funcionamento do gerador de envoltória, descreveremos um circuito que proporciona apenas os tempos de "ataque" e "decaimento final", que neste caso chamaremos apenas decaimento. O circuito é baseado na carga e descarga de um capacitor, por meio de resistores e diodos. A fig. 2 nos mostra este circuito. Quando uma tecla for pressionada, aparecerá na entrada do circuito uma tensão em forma de degrau. Neste momento o capacitor C começará a se carregar através do diodo D1 e do resistor R1. Quanto menor for o valor de R1 mais rapidamente o capacitor será carregado e, quanto maior for este resistor, maior será o tempo de carga.

O tempo de carga do capacitor cessará quando a tensão em seus terminais ficar aproximadamente igual à tensão do degrau de entrada, ou quando este degrau desaparecer. O capacitor permanecerá carregado até que a tensão do degrau torne a zero. De agora em diante o capacitor começará a descarregar através do resistor R2 e do diodo D2. O valor de R2 determinará o tempo de descarga. Se o valor de R1 for elevado e o tempo da tensão degrau for curto, o capacitor começará a se descarregar antes de atingir a tensão do degrau em seus terminais.

Como vemos, R1 determina o tempo de "ataque" e R2 o decaimento, pois a constante R1C determina o tempo de carga e R2C o tempo de descarga do capacitor. Se o "ataque" for curto, o tempo de sustentação será determinado pelo tempo em que a tecla estiver sendo pressionada. A saída do gerador de envoltória deverá ser aplicada a um circuito que possua uma alta impedância de entrada, para evitar que o capacitor se descarregue pelo mesmo. Normalmente é colocado na saída do gerador de envoltória um amplificador com alta impedância de entrada, como um seguidor de emissor e o sinal será retirado da saída deste.

A tensão degrau que aparece na entrada do circuito de carga e descarga é geralmente fornecida por um multivibrador monoestável. Este multivibrador será disparado por um pulso de tensão de curta duração na sua entrada. Desta forma a duração da envoltória é independente do tempo que a tecla for pressionada.

O diagrama esquemático de um gerador de envoltória que proporciona os tempos de "ataque", "decaimento inicial", sustentação e "decaimento final" está na fig. 3. Para isso serão usados dois multivibradores. Ao aparecer um pulso conveniente na entrada destes multivibradores, estes serão disparados. O tempo que o multivibrador 1 permanecerá ligado é determinado pelo resistor Rp e o 2 pelo resistor Rs. A duração do "ataque" é determinada pelo resistor Ra. Quando o nível na saída do multivibrador 1 tornar a zero, o capacitor C se descarregará através de Ri e Di até o nível de tensão que aparece no divisor de tensão constituído pelo potenciômetro Rn. Neste momento é estabelecido o nível da sustentação, até que a saída do multivibrador 2 se torne zero, iniciando-se aí o "decaimento final", que é a descarga do capacitor por meio de Rf e Df.

Desta maneira, conseguimos automatizar o controle que comandará o VCA para estabe-

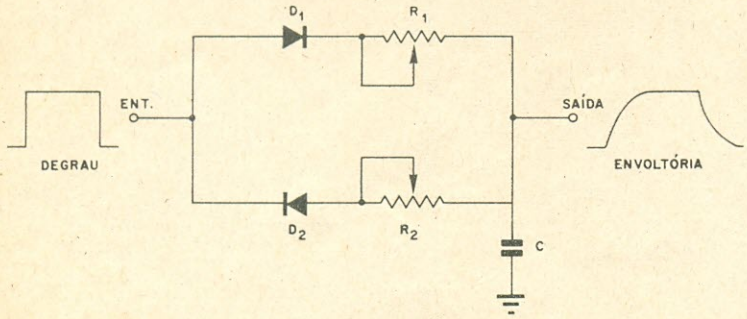


Figura 2

Princípio de funcionamento do gerador de envoltória.

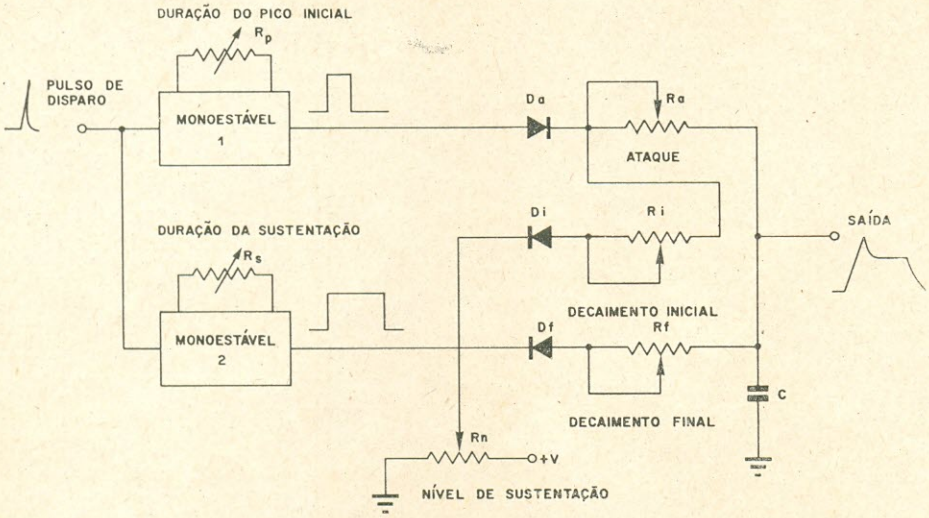


Figura 3

Diagrama esquemático de um gerador de envoltória, que proporciona todas as etapas das variações de intensidade.

lecer as variações de intensidade de uma nota durante a sua execução. Imagine se tivéssemos que controlar um potenciômetro para variarmos o ganho de um amplificador, como é feito pelo gerador de envoltória, quando uma nota fosse tocada!

Os circuitos multivibradores monoestáveis poderão ser construídos com componentes discretos ou com circuitos integrados. O circuito integrado 555 poderá ser usado para esta função e adaptado convenientemente ao circuito do gerador de envoltória. A fig. 4 mostra um multivibrador monoestável constituído por um CI 555. O tempo que a saída permanece em um nível elevado é dado pela constante 1,1 RC. O pulso de disparo deverá ter uma duração menor que esta constante.

O gerador de envoltória não é usado apenas para controlar o VCA; é usado também como controle do VCO para produzir efeitos de sirene, por exemplo, ou ainda para determinar a freqüência de corte ou ressonância de um filtro, permitindo a alteração do timbre de uma nota durante a sua execução.

Trêmolos e vibratos

Trêmolos e vibratos são efeitos muito usados em música eletrônica. Embora muitas vezes confundidos, estes dois efeitos são bem diferentes.

O trêmolo é uma variação periódica de intensidade, geralmente numa freqüência por volta de 6 Hz, enquanto que o vibrato é uma variação de freqüência desta mesma forma.

Como o trêmolo é uma variação de intensidade, está intimamente ligado ao VCA. O vibrato, que é uma alteração de freqüência, é conseguido através do VCO.

A tensão de controle para estes dois efeitos é a mesma. É fornecida por um oscilador senoidal de baixa freqüência, ao qual chamamos "oscilador de controle". Temos o exemplo de um destes osciladores na fig. 5, o qual produzirá oscilações senoidais por volta de

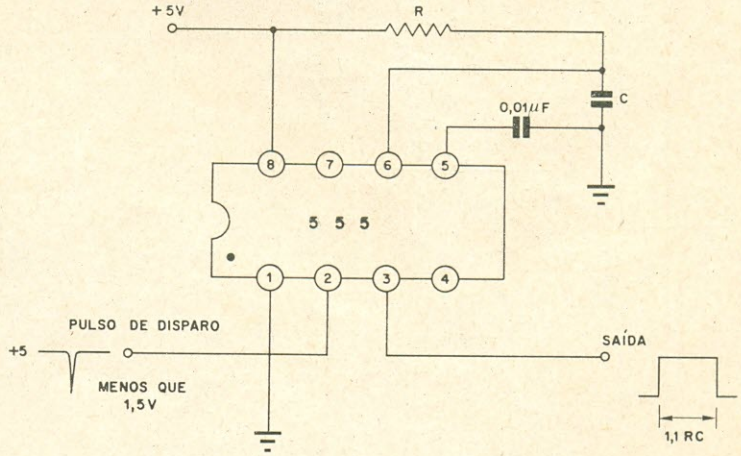


Figura 4

Circuito multivibrador monoestável constituído por um CI 555. O resistor R poderá ser variável.

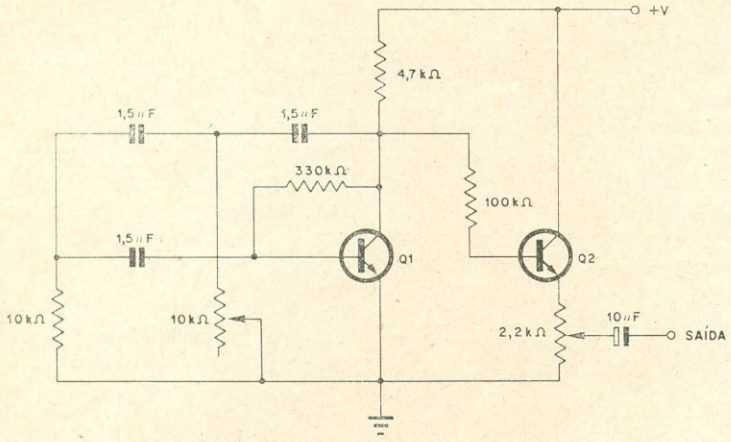


Figura 5

Oscilador senoidal de baixa freqüência.

6 Hz. O transistor Q2 é usado para isolar o circuito oscilador do estágio seguinte, proporcionando uma alta impedância de entrada e baixa impedância de saída, possibilitando controlar a amplitude do sinal de saída por meio do potenciômetro de 2,2 kΩ. Quando a tensão de controle fornecida por este oscilador é aplicada ao VCA, obtemos o trêmolo e, quando controlar o VCO, temos o vibrato. É provável que tenhamos que adicionar uma tensão de referência ao VCA, para que este não corte quando o controle estiver no semi-ciclo negativo. O mesmo poderá acontecer para o VCO.

Outro efeito muito conhecido é o "wah-wah". Quando controlamos o VCF passa-banda por meio do oscilador de controle, conseguimos um "wah-wah" repetitivo, assemelhando-se ao som de "bolhas". Está claro que um sinal apro-

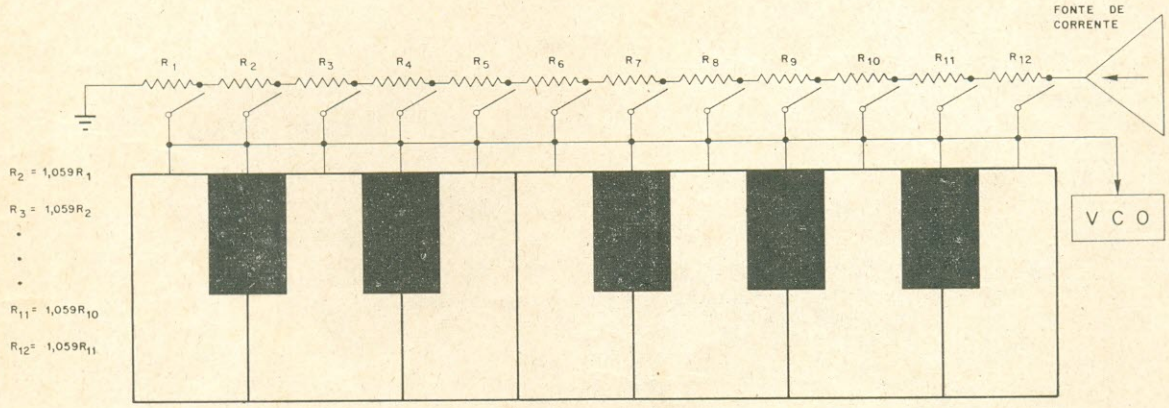


Figura 6

Teclado acoplado a um VCO linear.

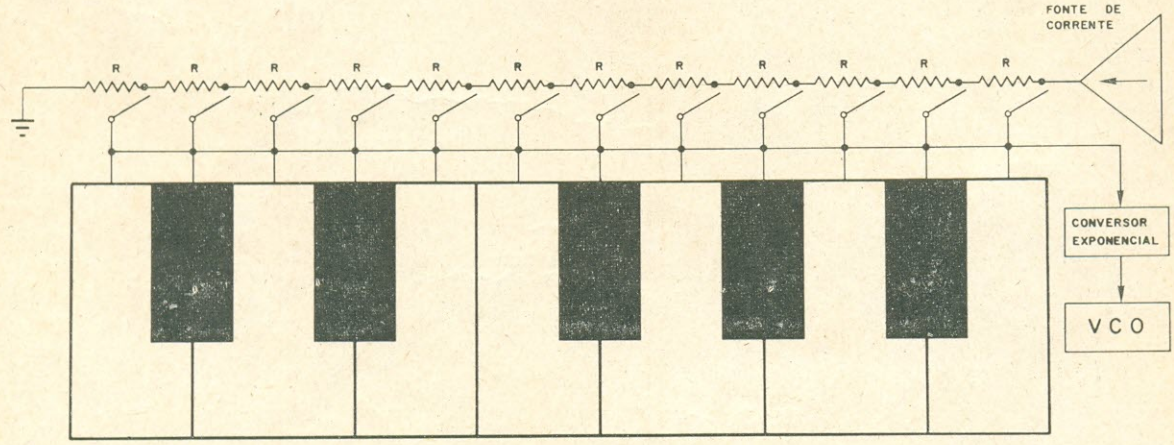


Figura 7

Teclado acoplado a um VCO exponencial.

priado deverá ser introduzido no VCF.

Existem sintetizadores que possuem um oscilador de controle fornecendo formas de onda não somente senoidal, mas triangular, dente-de-serra, quadrada, etc.

Teclado

O teclado é um dispositivo de controle para fornecer ao VCO as tensões que produzirão as freqüências das notas da escala musical. É constituído basicamente por um conjunto de resistores em série que compõem um divisor de tensão. Uma fonte de corrente constante fornece a corrente necessária para produzir as tensões apropriadas em cada ponto do divisor.

Se o VCO estabelecer uma correspondência linear entre tensão e freqüência, as tensões fornecidas pelo teclado deverão estar espaçadas de acordo com as freqüências das notas da escala musical. Vimos que as freqüências de duas notas sucessivas estão relacionadas por um fator $\sqrt[12]{2} = 1{,}059$. Assim, a freqüência da nota mais alta é 0,059 vezes maior que a da anterior. Da mesma forma as tensões produzidas por duas teclas consecutivas deverão estar relacionadas da mesma maneira. Sendo uma associação de resistores em série, a corrente que atravessa um resistor atravessará também todos os outros. Para obtermos as tensões corretas cada resistor deverá ter sua resistência 0,059 vezes maior que a do resistor anterior. A idéia deste teclado está expressa na fig. 6. Como é praticamente impossível conseguir os valores das resistências que serão necessárias para este circuito, com uma única peça, associações de resistores em paralelo ou até mesmo "trimpots" poderão ser empregados.

Existem circuitos de VCO que proporcionam uma relação exponencial em tensão e freqüência. Agora, o espaçamento de tensões de acordo com a escala igualmente temperada não será mais feito pelo teclado, mas sim por um conversor exponencial de tensões contido no VCO. Todas as resistências do teclado terão valores iguais, o que implica que os intervalos de tensão entre cada uma delas também serão iguais. Este princípio está na fig. 7, onde o conversor exponencial está representado separadamente e acoplado a um VCO linear.

Os teclados que estamos descrevendo são monofônicos, isto é, permitem que apenas uma nota seja tocada por vez. No nosso caso, quando duas teclas forem pressionadas ao mesmo tempo, colocarão resistores em curto, o que alterará completamente as tensões do divisor e será produzida uma tensão qualquer, que estaria situada entre as duas teclas, que corresponderá a uma freqüência que estaria entre as duas notas tocadas. Existem circuitos que são projetados para que, quando duas teclas forem pressionadas ao mesmo tempo, prevaleça a nota mais baixa ou a mais alta.

O teclado, além de produzir as tensões de controle para o VCO, é o encarregado de fornecer os pulsos ou degraus para disparar o gerador de envoltória. Cada tecla possui dois contactos: um que dirigirá as tensões para o VCO e outro que levará uma tensão ao circuito de pulsos.

São também incluídos ao circuito do teclado os dispositivos de armazenamento ("sample-hold") e deslizamento ("glide") de notas. Faremos agora uma distinção. O circuito "sample-hold" armazena a tensão de controle de uma dada tecla quando esta for pressionada. Ao largarmos a tecla, o capacitor que está armazenado com a tensão da última nota ficará bloqueado e não se descarregará. Quando outra tecla for pressionada, o capacitor será novamente ligado ao circuito e se carregará instantaneamente com a tensão desta tecla. Este jogo, de ligar e desligar este capacitor, é feito por transistores de efeito de campo (FET), comandados pelos pulsos fornecidos pelo teclado. A memorização desta tensão de controle permite que a última nota a ser tocada fique soando mesmo depois da tecla ser largada. O VCA poderá ser usado para que esta nota desapareça lentamente. O dispositivo de deslizamento chamado "glide" é o que foi descrito no artigo "Geradores de Sinal para Música Eletrônica" (Revista nº 344); este circuito não deixa de ser um "sample-hold", só que contém uma resistência para aumentar e controlar o tempo de carga e descarga do capacitor, proporcionando um deslizamento de tensões e, conseqüentemente, de freqüências.

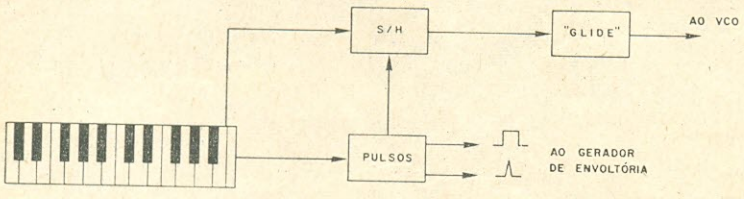


Figura 8

Diagrama em blocos das diversas funções do teclado.

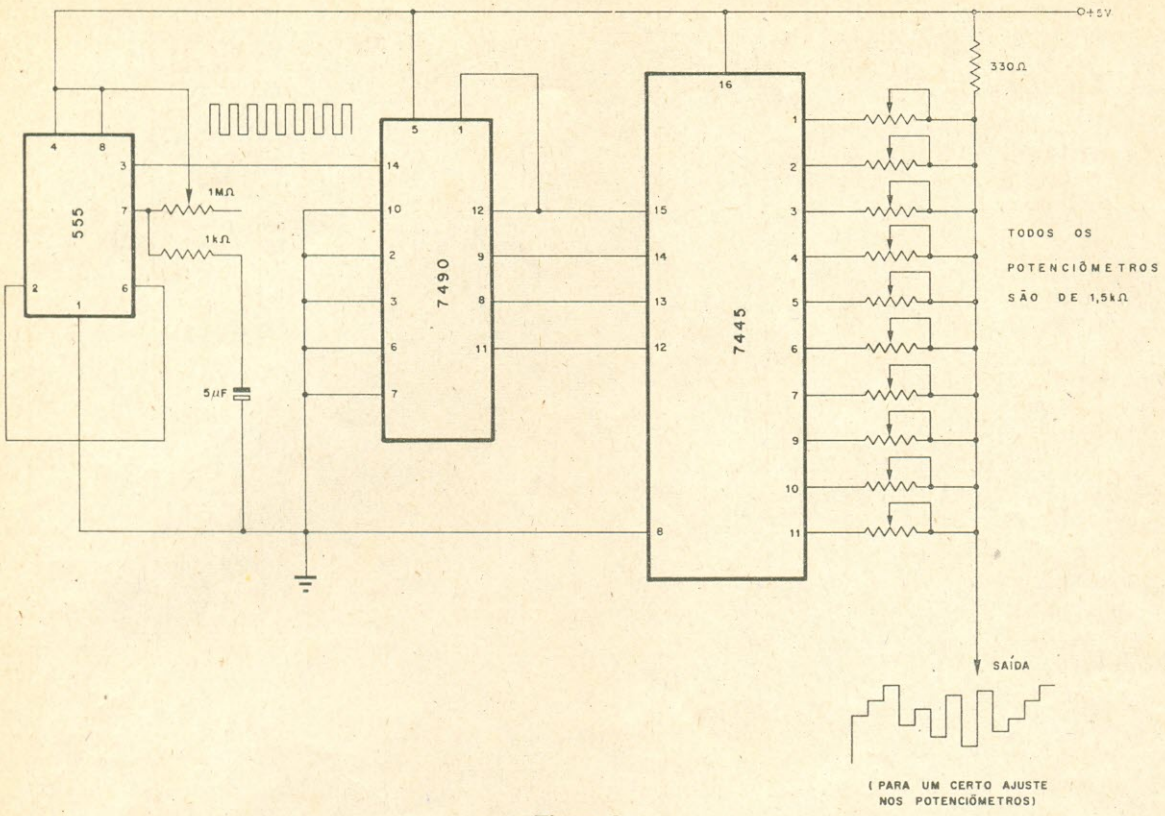


Figura 9

Circuito básico de um seqüenciador.

A fig. 8 apresenta o diagrama em blocos dos circuitos envolvidos pelo teclado.

As tensões fornecidas pelo teclado também poderão comandar os filtros, estabelecendo um timbre para as notas do começo da escala e que será mudado gradativamente até as últimas notas. O VCA também poderá ser controlado pelo teclado.

Seqüenciador ("sequencer")

O seqüenciador é um dispositivo que, acoplado ao sintetizador, permite a execução de uma seqüência de notas automaticamente. Embora este circuito requeira muita precisão, tornando-se um equipamento caro, na fig. 9 temos um circuito gerador de seqüência de pulsos que usaremos para descrever o princípio de funcionamento do seqüenciador.

O CI 555 fornece os pulsos que serão contados pelo CI 7490, que é uma década contadora. Cada pulso é convertido em um número binário que aparece nos quatro terminais de saída do 7490. O CI 7445 é um decodificador que ligará apenas uma de suas dez saídas, para um correspondente número binário que aparece na sua entrada. A cada pulso do 555 aparecerá um pulso em uma determinada saída do 7445. A seqüência de pulsos será repetida para cada dez pulsos fornecidos pelo CI 555. Os potenciômetros ligados às saídas do 7445 determinarão a amplitude de cada pulso. Esta amplitude deverá ser regulada para produzir uma dada freqüência quando o seqüenciador fornecer o controle para um VCO. A freqüência dos pulsos do CI 555 pode ser controlada para que a seqüência seja lenta ou rápida, permitindo a execução de harpejos impossíveis de serem tocados por mãos humanas.

O seqüenciador pode controlar o VCF, determinando um timbre diferente para cada nota, ou o VCA, estabelecendo a amplitude.

No nosso caso o seqüenciador é programado por meio de potenciômetros (que poderão ser deslizantes para facilitar a programação), mas já existem circuitos que memorizam uma seqüência de notas, estabelecendo freqüência, timbre, amplitude e duração, por meios totalmente digitais, podendo ser programados por cartões ou fitas perfuradas ou, até mesmo, por fitas magnéticas.

Ω

Estabilização Térmica de Transistores

Luis Carlos Hartman *

Este artigo visa dar ao leitor noções básicas sobre estabilização térmica em circuitos transistorizados, correlacionando a mesma a vários métodos de polarização. Evidentemente não podemos e nem temos o intuito de abordar todos os tipos possíveis, mas sim fazer uma análise relativa aos tipos básicos e mais comumente utilizados.

A estabilização térmica está intimamente ligada ao tipo de polarização que o circuito (o transistor) está empregando; assim, convém observar que fatalmente haverá uma otimização entre as mesmas.

Sendo as junções PN sensíveis às variações do parâmetro temperatura, isto é, quanto à barreira de potencial e corrente de fuga (quando inversamente polarizadas), os transistores sofrerão conseqüências tais como avalanche térmica, correntes de fugas maiores e talvez a mais drástica, que é a mudança do ponto de operação quiescente (ou ponto de funcionamento). No projeto de circuitos deve-se levar em consideração um outro fator muito importante — a dispersão de parâmetros — isto é, para o **mesmo** tipo de transistor fabricado pela **mesma** indústria e com a **mesma** designação no invólucro, teremos β, I_{CBO}, α, etc., diferentes. (Desculpem a insistência no uso da palavra "mesmo", mas a ênfase se faz necessária, tal a realidade marcante do fato).

A freqüência com que é usada a montagem emissor-comum foi o que nos levou a estudar com certo apreço este tipo de circuito, observando-se ainda que o tipo de análise que aqui será feito é análogo ao de outras configurações.

Provavelmente uma pergunta virá agora à mente do leitor: como poderá alterar o funcionamento do transistor um aumento de temperatura e, além disso, o que acontece internamente?

O efeito da temperatura em uma junção pode ser descrito por uma equação matemática, porém, a mesma de nada valerá se não soubermos, ou pelo menos tivermos uma idéia, de como interpretá-la fisicamente. Por exemplo, o que acontece com a potência dissipada pela junção quando houver um aumento de temperatura? Suponhamos uma junção PN que consigamos, quando polarizada, manter constante a tensão em seus extremos, para **qualquer** condição de funcionamento e, a partir dessa premissa, elevamos a temperatura da mesma.

* **do SENAI**
Colégios Integrados Oswaldo Cruz-Paes Leme

O resultado final será o da geração de mais portadores de corrente e, conseqüentemente, u'a menor resistência (aparente); isso nos leva a u'a maior corrente e, em conseqüência, a uma potência maior dissipada sobre a junção, fazendo com que ocorra um aumento de temperatura que gerará novos portadores, reiniciando o ciclo.

Este ciclo vicioso, se não for controlado a tempo, poderá levar a junção a uma destruição permanente, além de deslocar os parâmetros pré-estabelecidos no projeto. Caso pensemos em fixar a corrente que flui pela junção, deveremos a cada aumento de temperatura diminuir a tensão aplicada à mesma; isto na prática é da ordem de 2 mV para cada grau de temperatura aumentado. Por exemplo, suponhamos uma junção a 25°C submetida a uma corrente I; se aumentarmos a temperatura para 50°C deveremos diminuir de 50 mV a tensão aplicada, para que mantenhamos a mesma corrente inicial (a de 25°C). As junções acima podem ser tomadas como base-emissor ou base-coletor de um transistor.

Faltou acrescentar um fator importante, causador de instabilidade no ponto de operação dos transistores: as correntes de fuga, I_{CBO}, I_{CEO}, nas montagens base e emissor comum, respectivamente. Tais correntes são resultantes de junções polarizadas inversamente e aumentam muito com qualquer acréscimo de temperatura.

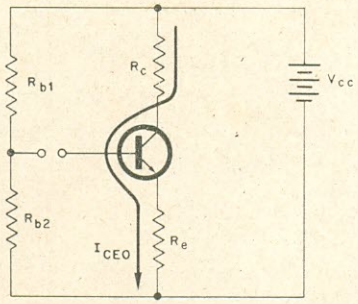


Figura 1

Na fig. 1 está representada a montagem emissor-comum, onde poderemos observar a corrente de fuga I_{CEO} ou, em outras palavras, a corrente que circula do coletor para o emissor quando $I_B = 0$ (isto é, o circuito de base em aberto). Observa-se que a corrente I_{CEO} não fará parte da corrente de polarização, não dando em conseqüência o ponto de operação quiescente do circuito, passando porém, tal como I_B, pela junção base-emissor e, tal como I_B, será amplificada, indo assim influir na corrente de coletor. Pelo que já foi dito podemos escrever:

$$I_C = \beta\ I_B + (\beta + 1)\ I_{CEO}$$

Passando pelo coletor, I_{CEO} irá produzir calor; sendo o crescimento de I_{CEO} exponencial com a temperatura, poderá haver o efeito regenerativo citado anteriormente, levando o transistor a uma possível destruição.

Até o momento levantamos algumas das causas que poderão eventualmente alterar o bom funcionamento de um circuito transistorizado, e não sugerimos qualquer tipo de solução, porém, antes que o façamos temos que ter em mente a filosofia das soluções possíveis, filosofia essa que se baseia num simples princípio: o te a filosofia das soluções poscorrente ou tensão, ou ambas combinadas convenientemente (trata-se de realimentação em regime contínuo).

Conclulmos que podemos corrigir o ponto de funcionamento quando houver uma variação do mesmo com uma **correspondente** variação da tensão base-emissor ou da corrente de base, ou de ambas. É a partir daí que devemos escolher o tipo mais conveniente (com vistas à economia, confiabilidade, impedância, ganho, etc.) para cada aplicação. Exatamente aí é que entra a já propalada otimização entre a polarização e estabilidade.

Definamos um fator S de estabilidade, que fisicamente vem a ser a sensibilidade da corrente de coletor I_C em relação à variação da corrente de

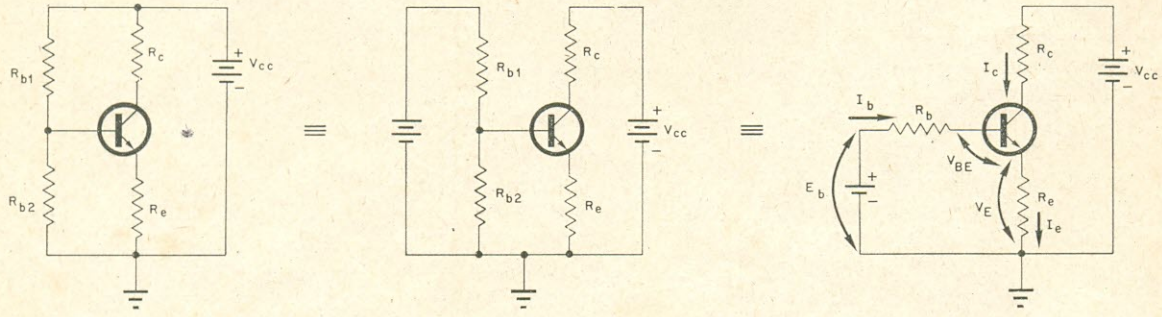


Figura 2

fuga I_{CEO}; matematicamente falando, derivamos I_C em relação a I_{CEO} ou em relação a $(\beta + 1)\ I_{CBO}$, pois $I_{CEO} = (\beta + 1)\ I_{CBO}$. Tomemos o circuito da fig. 2, que representa o caso mais geral de polarização (pois nos particulares mais simples omitimos R_E ou/e R_{b2}) e a partir daí deduzamos a expressão pela qual possamos avaliar S.

Após passarmos pela fig. 2-B, que representa o circuito da fig. 2-A, exceto que emprega duas fontes V_{CC} para facilitar a aplicação do Teorema de Thèvenin, obtemos assim um circuito muito simples de se analisar, representado pela fig. 2-C.

O gerador equivalente de Thèvenin é dado pela expressão:

$$E_b = \frac{V_{CC}}{R_{b1} + R_{b2}}\ R_{b2}$$

A resistência equivalente do gerador de Thèvenin é dada pela expressão:

$$R_b = \frac{R_{b1}\ .\ R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} \qquad \textbf{(I)}$$

Segundo a fig. 2-C podemos afirmar que:

$$I_C = I_B\ \beta + I_{CEO} \qquad \textbf{(II)}$$

$$I_E = I_C + I_B \qquad \textbf{(III)}$$

$$I_b = \frac{E_b - (V_E + V_{BE})}{R_b} \qquad \textbf{(IV)}$$

$$I_{CEO} = (\beta + 1)\ I_{CBO} \qquad \textbf{(V)}$$

Fazendo-se as convenientes substituições, podemos chegar, através de **(II)**, **(III)**, **(IV)** e **(V)**, a uma expressão que nos dará I_C em função de I_{CBO}; aplicando-se a esta uma simples regra de derivação, chegaremos ao valor de S, fornecido pela expressão **(VI)**:

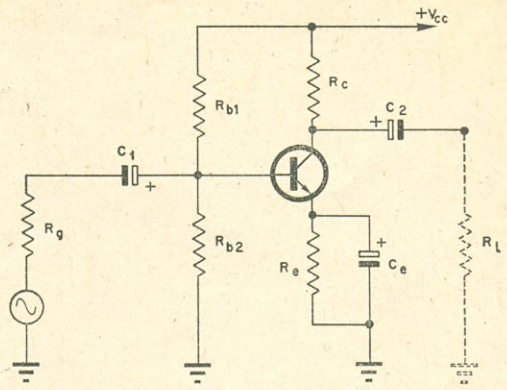


Figura 3

$$S = \frac{d\ I_C}{d\ I_{CBO}} = \frac{(R_b + R_E)\ (1 + \beta)}{R_b + R_E\ (1 + \beta)} \qquad \textbf{(VI)}$$

onde R_b é dado por **(I)**; portanto,

$$R_b = \frac{R_{b1}\ .\ R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}}$$

Sendo β obtido em manuais e os resistores advindos do projeto de polarização, estaremos aptos a calcular S.

Observa-se ainda que o valor ideal para S será aquele que mais se aproximar da unidade (ou seja, $S = 1$).

Poder-se-ia ainda efetuar uma análise da expressão **(VI)**, em termos de valores limites, isto é, pesquisando-se o valor assumido por S quando R_b tende a zero e a infinito, assim como para R_E. Caso fosse feito esse tipo de análise, concluiríamos que para a melhor estabilidade do circuito, **R_b deveria ter o menor valor possível, e R_E o maior possível.**

Com o propósito de facilitar o raciocínio do leitor, transcreveremos a fig. 2-A e adicionaremos a ela alguns capacitores cujas respectivas funções serão a seguir explanadas (fig. 3).

A finalidade de C_E é eliminar uma degeneração do sinal que se processará (caso não haja C_E) através da queda que R_E oferece, tal como R_C, produzindo uma queda de potencial variável (quando o transistor amplifica); R_E também o faz, adicionando-se ainda o fato de que V_{BE} é resultante de $V_{Rb2} - V_{RE}$; se V_{RE} for variável, V_{BE} o será também, produzindo-se assim uma variação no ponto de funcionamento, exatamente o que **não** queremos. Como solução usa-se C_E para eliminar a variação de V_{RE}. O capacitor C_1 tem para si reservada a função de acoplar a fonte de sinal (no nosso caso um gerador de AF) à base do transistor, sem entretanto alterar a polarização. Já C_E transfere ao estágio seguinte (no nosso caso, em particular, R_L) apenas as **variações** de V_{CE}, bloqueando assim a componente contínua.

Vistas as funções dos capacitores, voltemos a nos preocupar com R_b e R_E, porém lembrando que R_b nada mais é do que R_{b1} em paralelo com R_{b2}; logo, a expressão para o cálculo de R_b será:

$$R_b = \frac{R_{b1}\ .\ R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}}$$

Assim, em busca de $S = 1$ tornemos R_b bastante pequeno; como conseqüência teremos um curto-circuito (em termos de sinal CA) da entrada do circuito com a massa, diminuindo a impedância de entrada e também a tensão fornecida pelo gerador ao transistor (se levarmos ao extremo, isto é, $R_b = 0$, a tensão CA aplicada à entrada do transistor será igual a zero). Além da inconveniência citada anteriormente, a corrente que passará pelo divisor será muito grande quando R_b for pequeno; logo, haverá uma queda de rendimento no estágio, o que em aparelhos portáteis não é nada aconselhável.

Quanto a R_E, para alcançarmos $S = 1$ deveremos ter R_E o maior possível; porém, caso o façamos em excesso, teremos como conseqüência uma diminuição da excursão de V_{CE}, diminuindo-se assim o ganho do circuito. Poder-se-ia pensar em compensar isto aumentando-se V_{CC}, porém não podemos esquecer das tensões máximas que o transistor pode suportar e que, por exemplo, uma eletrola portátil que precise de $V_{CC} = 30$ volts, deixa de ser portátil.

A título de ilustração daremos alguns exemplos de projetos, visando mais o cálculo de S do que propriamente o cálculo das polarizações.

Dados fornecidos por manual:

Transistor tipo BC548-A
$I_C = 2$ mA
$I_B = 1{,}17 \cdot 10^{-2}$ mA
$\beta = 170$
$V_{BE} = 0{,}64$
$Tj = 25°C$
$P_{C\ max.} = 0{,}5$ W
V_{CC} adotado $= 12$ V
Circuito escolhido = fig. 4
Fórmulas utilizadas:

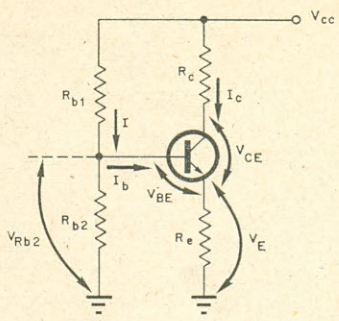


Figura 4

$$S = \frac{(R_b + R_E)\ (\beta + 1)}{R_b + R_E\ (\beta + 1)}$$

$$R_b = \frac{R_{b1} \cdot R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}}$$

Inicialmente iremos manter constante V_E, variar R_b e observar como S se comporta. Observa-se que para todos os casos R_C será igual a 2,5 kΩ e não irá influir sobre o valor de S.

1) $V_E = 2$ V (valor adotado)
$I_C = 2$ mA $\quad I_C \cong I_E$
$I_B = 1{,}17 \cdot 10^{-2}$ mA

$I = 5\ I_B$ (valor adotado)
$V_{BE} = 0{,}64$ V

$R_E = 1$ kΩ
$R_{b1} = 160$ kΩ
$R_b = 35$ kΩ
$R_{b2} = 45$ kΩ

$$S = \frac{(35 \cdot 10^3 + 10^3)\ 171}{35 \cdot 10^3 + 171 \cdot 10^3} \cong$$

$$\cong 30$$

$$S = 30$$

2) $V_E = 2$ V (adotado)
$I_C = 2$ mA $\quad I_C \cong I_E$
$I_B = 1{,}17 \cdot 10^{-2}$ mA
$I = 10\ I_B$ (adotado)
$V_{BE} = 0{,}64$ V
$R_E = 1$ kΩ
$R_{b1} = 80$ kΩ
$R_b = 17{,}5$ kΩ
$R_{b2} = 22$ kΩ

$$S = \frac{(1{,}75 \cdot 10^4 + 1\,000)}{1{,}75 \cdot 10^4 + 171 \cdot 10^3} \cong$$

$$\cong 17$$

$$\therefore S = 17$$

3) $V_E = 2$ V
$I = 2$ mA $\quad I_C \cong I_E$
$I_B = 1{,}17 \cdot 10^{-2}$ mA
$I = 20\ I_B$ (adotado)
$V_{BE} = 0{,}64$ V

$R_E = 1$ kΩ
$R_{b1} = 40$ kΩ
$R_b = 8{,}6$ kΩ
$R_{b2} = 11$ kΩ

$$S = \frac{(8{,}6 \cdot 10^3 + 10^3)\ 171}{8{,}6 \cdot 10^3 + 171 \cdot 10^3} \cong$$

$$\cong 9$$

$$\therefore S = 9$$

Variemos agora R_E e vejamos o que acontece.

4) $V_E = 0{,}5$ V
$I_C = 2$ mA $\quad I_C \cong I_E$
$I_B = 1{,}17 \cdot 10^{-2}$ mA
$I = 10\ I_B$ (adotado)
$V_{BE} = 0{,}64$ V
$R_E = 250\ \Omega$
$R_{b1} = 92$ kΩ
$R_b = 8{,}7$ kΩ
$R_{b2} = 9{,}7$ kΩ

$$S = \frac{(8{,}7 \cdot 10^3 + 0{,}25 \cdot 10^3)\ 171}{8{,}7 \cdot 10^3 + 171 \cdot 0{,}25 \cdot 10^3} \cong 30$$

$\therefore S = 30$

5) $V_E = 1$ V
$I_C = 2$ mA $\quad I_C \cong I_B$
$I_B = 1{,}17 \cdot 10^{-2}$ mA
$I = 10\ I_B$ (adotado)

$V_{BE} = 0{,}64$ V
$R_E = 500\ \Omega$
$R_{b1} = 88$ kΩ
$R_b = 12$ kΩ
$R_{b2} = 14$ kΩ

$$S = \frac{(12 \cdot 10^3 + 0{,}5 \cdot 10^3)\ 171}{12 \cdot 10^3 + 171 \cdot 0{,}5 \cdot 10^3} \cong 22$$

$\therefore S = 22$

6) $V_e = 1{,}5$ V
$I_C = 2$ mA $\quad I_C \cong I_B$
$I_B = 1{,}17 \cdot 10^{-2}$ mA
$I = 10\ I_B$
$V_{BE} = 0{,}64$ V
$R_E = 750\ \Omega$
$R_{b1} = 84$ kΩ
$R_b = 15$ kΩ
$R_{b2} = 18$ kΩ

$$S = \frac{(15 \cdot 10^3 + 0{,}75 \cdot 10^3)\ 171}{15 \cdot 10^3 + 171 \cdot 0{,}75 \cdot 10^3} \cong 19$$

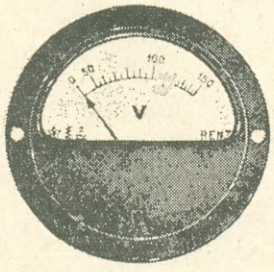
$\therefore S = 19$

Acreditamos que esses exemplos tenham possibilitado ao leitor sentir mais de perto o problema da estabilização, e também a maneira de solucioná-lo.

Ω

AMIGO LEITOR:

VOCÊ QUE GOSTA DE LER UM BOM ARTIGO, NUNCA PENSOU TAMBÉM EM ESCREVER? PENSE UM POUCO. SE TIVER ALGUMA IDÉIA, ENTRE EM CONTACTO CONOSCO.

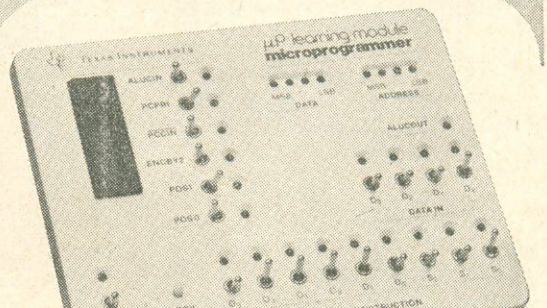


RENZ

- Voltímetros - Amperímetros e Miliamperímetros
- Tomadas e knobs especiais para reguladores de voltagem.

Ind. e Com. de Medidores Elétricos RENZ Ltda.
FONES: 433-2893 * 433-3655 * CP 173
BRAGANÇA PAULISTA * SP

MICRO-PROCESSADORES



NOVO MÓDULO DE APRENDIZAGEM DE MICRO-PROCESSAMENTO.
PERMITE QUE VOCÊ SE FAMILIARIZE COM AS RELAÇÕES FUNDAMENTAIS ENTRE "HARDWARE"/"SOFTWARE", ESSENCIAIS À UTILIZAÇÃO DE MICRO-PROCESSADORES. POSSIBILITA AINDA A VOCÊ: ENTENDER A MICRO-PROGRAMAÇÃO, DESENVOLVER ALGORITMOS SIMPLES, DESENVOLVER INSTRUÇÕES FIXAS, ETC.

datatronix

DATATRONIX ELETRÔNICA LTDA
SÃO PAULO – Av. Paraembu, 746 – 1º andar – Tels. 67-8725 e 66-7839 – CEP: 01224 – RIO DE JANEIRO
Representante: Ivo Amaro Gonçalves – Rua República do Líbano, 61 – sala 820 – Tel.: 221-2845 – PORTO ALEGRE
Representante: Biaggio Talice – Rua Tiradentes, nº 256
C.P. 1601 – Tel. 25-0293

DISPOSITIVOS OPTO-ELETRÔNICOS SEMICONDUTORES

COLABORAÇÃO DA IBRAPE

7ª PARTE

8.2 — Condutores de Luz em Fibra Óptica

Se a luz incidir na extremidade de um bastão de material transparente, uma parte dela será perdida pela reflexão na face e outra parte penetrará no bastão mas posteriormente deixará seu interior, passando através das paredes; entretanto, uma porção significativa, ao encontrar as paredes, será totalmente refletida para o interior (fig. 97). O ângulo dentro do qual a luz é refletida internamente, de forma a se deslocar ao longo do bastão, depende da relação do índice de refração do bastão com respeito ao meio circundante.

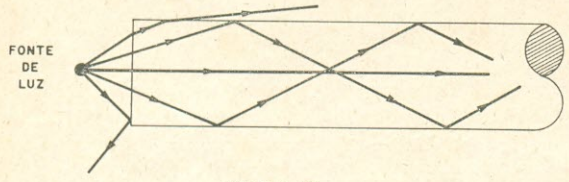


Figura 97

A luz pode ser contida dentro de um cilindro transparente pela reflexão interna total.

Este é o princípio básico das fibras ópticas. Filamentos delgados de plástico ou vidro são usados para transportar a luz a partir de seu ponto de geração, seja com a finalidade de transportar informação modulada, seja com o propósito de formar imagens visíveis.

São disponíveis dois tipos de fibras ópticas: com revestimento e sem revestimento. As fibras com revestimento são de construção coaxial, possuindo um núcleo de material com alto índice de refração recoberto por uma película de material com menor índice de refração (fig. 98). Este tipo de fibra pode ser juntado em feixes sem que a luz seja transferida de uma fibra para outra (fig. 99). Além disso, a película protege o núcleo interno contra poeira e danos que possam dispersar a luz, causando maiores perdas.

As fibras ópticas feitas de vidros comuns e plásticos apresentam uma atenuação relativamente grande: 1 dB ou mais por metro. Entretanto, pesquisas recentes possibilitaram a fabricação de fibras com perdas inferiores a 20 dB por quilômetro, adequadas para comunicações em banda larga e a grandes distâncias.

Aplicações

Os condutores de luz em fibra óptica podem ser utilizados para interligar equipamentos opticamente, ao invés da interligação clássica por meio de cabos; dessa forma eliminam-se os riscos representados pelas correntes de linha e

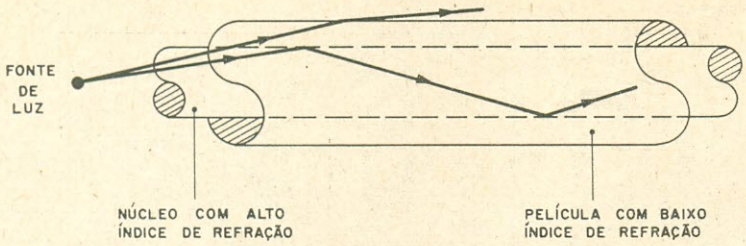
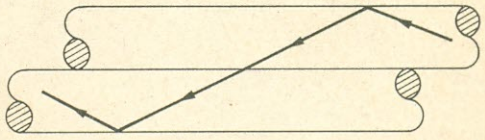


Figura 98

Os condutores de luz práticos possuem um revestimento com índice de refração mais baixo. Menos luz é contida, mas o menor espalhamento dos ângulos de propagação dentro do núcleo reduz o retardo do grupo.

Figura 99

Se não for usado revestimento a luz passará de uma fibra para outra dentro do feixe.



elos de terra. Um feixe de finas fibras revestidas pode ser usado normalmente e a ele poderão ser adaptadas terminações adequadas. Se os dispositivos opto-eletrônicos forem tornados parte integrante do cabo, as perdas poderão ser reduzidas e será possível o uso de terminações elétricas normais (fig. 100).

8.3 — Filtros

Os filtros ópticos são análogos aos filtros elétricos no que diz respeito ao fato de serem projetados de forma a permitirem a passagem de certas freqüências de luz e rejeitarem as outras. Vidros e plásticos coloridos constituem filtros com faixa relativamente ampla, mas é possível construir-se filtros com faixa bastante estreita, usando-se interferência. Filtros deste tipo podem ter largura de faixa de 0,1% ou menos.

Os filtros coloridos mais comuns são os da série Kodak Wratten. Eles podem ser utilizados em sistemas opto-eletrônicos a fim de filtrar a luz indesejável, melhorando o contraste e a visibilidade, bem como a relação sinal/ruído do detector. Na fig. 101 são apresentadas as características dos filtros Kodak Wratten adequadas ao uso com LED.

APÊNDICES

APÊNDICE I

CARACTERÍSTICAS DAS FONTES COMUNS DE LUZ

Neste apêndice serão apresentadas as características das fontes de luz mais comumente encontradas e que poderão ser usadas por um projetista de sistemas opto-eletrônicos. Às vezes torna-se bastante útil conhecer as principais propriedades de outras luzes, além daquela proveniente da fonte que se esteja utilizando, seja para se efetuarem estimativas sobre o nível de ruído, seja para se determinarem as correntes de repouso em foto-detectores expostos. Essas informações serão apresentadas aqui de maneira abreviada. Elas foram obtidas de diversas fontes, mas principalmente dos fabricantes de equipamento de iluminação.

O Corpo Negro

O corpo negro é o radiador térmico ideal. Suas características de radiação são uma função de sua temperatura e não do material de que ele é composto. As distribuições espectrais

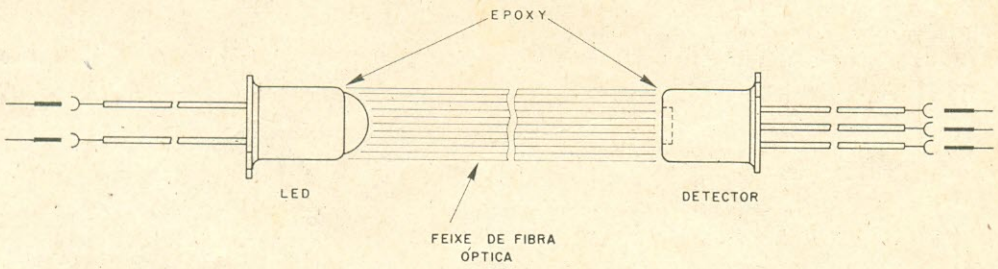


Figura 100

Os feixes de fibra óptica podem ser usados para a interconexão de equipamentos, a fim de eliminar elos de terra, ou a fim de introduzir isolação, como por exemplo entre um receptor de TV com "chassi vivo" e um gravador de fita. Tanto o LED como o detector podem estar no interior dos equipamentos, ou incorporados ao cabo de interconexão, conforme mostrado no desenho.

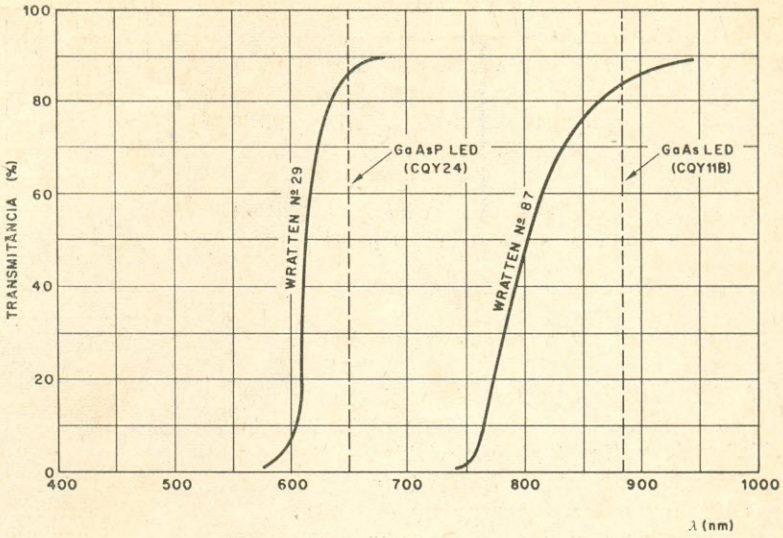


Figura 101

Dois exemplos de filtros Kodak Wratten adequados ao uso com LED vermelhos e infra-vermelhos.

relativas dos corpos negros, sob diversas temperaturas, estão mostradas na fig. A1.

O comprimento de onda no qual a radiância de um corpo negro é máxima é dado pela Lei de Wien:

$$\lambda_m T = 2\,897$$

onde λ_m é o comprimento de onda do pico de radiância e T é a temperatura do corpo negro.

A excitância radiante total de um corpo negro é dada pela Lei de Stefan-Boltzman:

$$P_{tot} = \sigma T^4$$

onde P_{tot} é a capacitância radiante em W/cm², T é a temperatura em °K e σ é a constante de Stefan-Boltzman de $5{,}672 \times 10^{-12}$ W/cm²/s/K⁴.

A curva da excitância radiante em função do comprimento de onda possui sempre a mesma configuração, sendo determinada pela Lei de Planck:

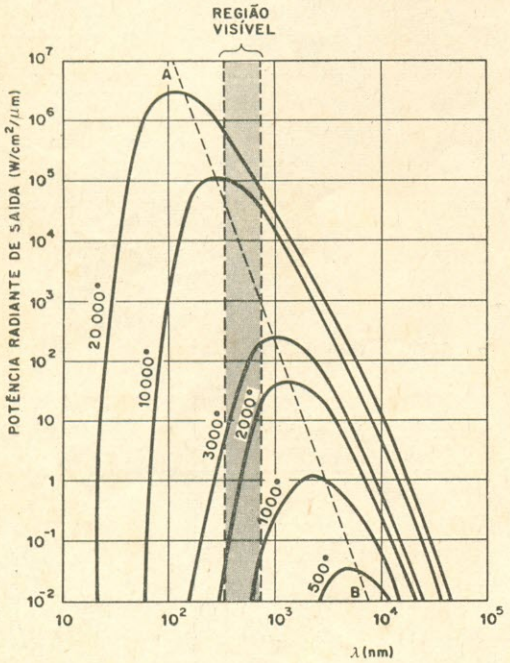


Figura A1

Distribuição espectral da radiação de um corpo negro em várias temperaturas.

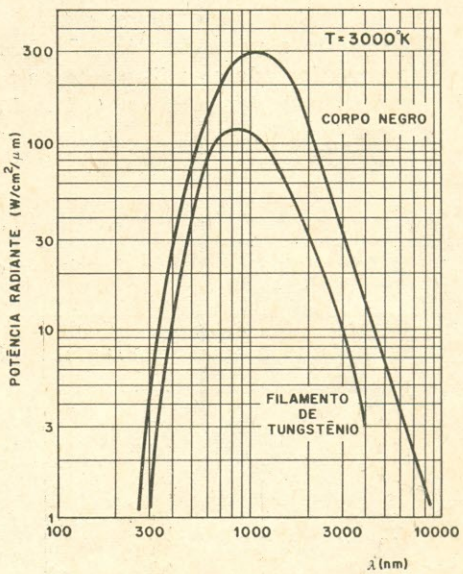


Figura A2

Distribuição espectral de um corpo negro e de um filamento de tungstênio comparados a 3 000°K.

$$P\lambda d\lambda = \frac{C_1 \lambda^{-5}\, d\lambda}{\exp\,(C_2/\lambda T) - 1}$$

onde C_1 e C_2 são constantes: $C_1 = 3{,}7 \times 10^{-12}$ Wcm^2 e $C_2 = 1{,}44$ cmK.

Um corpo negro no ponto de fusão da platina (1 769° C) é a base para o lúmen padrão internacional.

Lâmpadas com Filamento de Tungstênio

A distribuição espectral da radiação de uma lâmpada com filamento de tungstênio é "colorida" pela variação da emissividade do tungstênio, tanto no que se refere à temperatura, como em relação ao comprimento de onda. Assim sendo, embora o espectro de uma lâmpada com filamento de tungstênio se assemelhe superficialmente ao de um corpo negro, as equações para o corpo negro, neste caso, necessitam ser corrigidas. Na fig. A2 estão comparados os espectros de um corpo negro e de uma lâmpada com filamento de tungstênio. A temperatura do filamento de uma lâmpada de tungstênio pode ser determinada a partir da alteração em sua resistividade. Uma vez que a resistividade aumenta rapidamente em função da corrente, uma determinação acurada requer o uso de uma ponte para correntes muito baixas. Alternativamente, a resistência pode ser medida em diversas correntes de ponte e depois extrapolada para zero.

A resistência a quente é melhor determinada por meio de medição de corrente e tensão. A fig. A3 apresenta a curva de alteração da resistência de uma lâmpada com filamento de tungstênio em função da temperatura (°K). Faz-se necessária alguma correção a fim de se obter

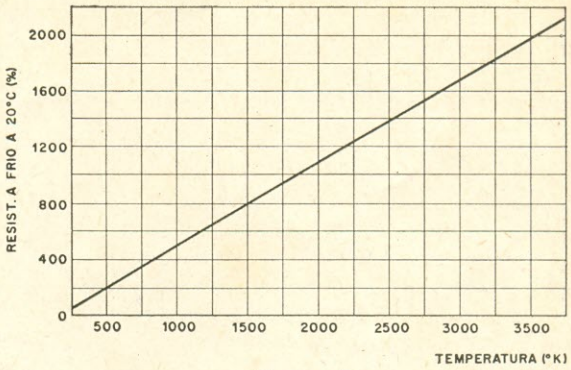


Figura A3
Aumento percentual na resistência de um filamento de tungstênio em função de sua temperatura.

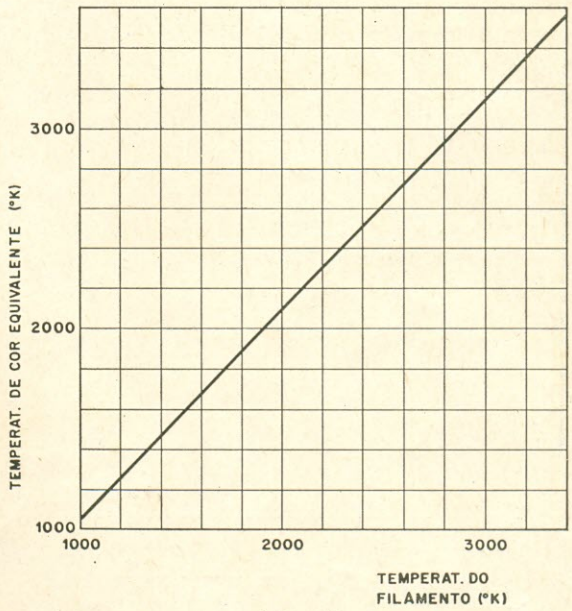


Fig. A4

Temperatura de cor equivalente de um filamento de tungstênio em função de sua temperatura.

TABELA AI

Eficiências Radiante e Luminosa em Lâmpadas com Filamento de Tungstênio

Potência de Entrada	Potência Radiada (% da entrada)	Radiação Visível (% da entrada)	Temperatura Aproximada da Cor (°K)	Brilho (lúmen/W pol.)
Vácuo				
6	93	6	2 500	12
10	93,5	7	2 650	16
25	94	8,7	2 800	21
Gás				
25	61	3,7	2 550	9
40	67	4,7	2 650	11
100*	82	10	2 905	18
200	77	10	2 980	21

* Filamento em forma de bobina.

a efetiva temperatura de cor do filamento. Esta correção pode ser determinada com o auxílio da fig. A4, sendo que o comprimento de onda do pico de saída é determinado pela Lei de Wien.

Nem toda a potência dissipada pelo filamento de uma lâmpada é radiada. Uma parte é conduzida através dos fios de alimentação, outra parte é absorvida pelo bulbo de vidro, enquanto que outra é conveccionada pelo gás presente na lâmpada. A Tabela AI fornece algumas indicações sobre a eficiência radiante "P_{in}/P_{rad}%" de vários tipos de lâmpadas; nessa tabela relaciona-se também a proporção de potência de entrada radiada no espectro visível.

As lâmpadas com filamento de tungstênio podem ser moduladas pela variação da tensão de filamento, mas a profundidade de modulação que se pode obter varia tanto com a freqüência como com a potência da lâmpada. Algumas indicações sobre o desempenho de modulação de vários tipos de lâmpadas são dadas na fig. A5. A modulação alterará também a temperatura da cor da lâmpada, de maneira que, com um detector seletivo, a aparente profundidade de modulação será alterada.

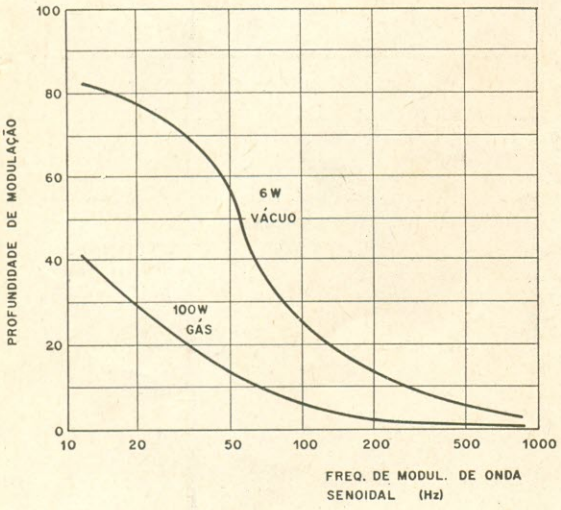


Figura A5

Profundidade de modulação obtenível para a radiação de lâmpadas com filamento de tungstênio, alimentadas com correntes moduladas 100%. A dissipação média do filamento equivale a potência especificada da lâmpada. Esta curva deve ser usada apenas como orientação; há uma larga variação nos tempos de resposta para diferentes lâmpadas.

Lâmpadas Fluorescentes e por Descarga de Gás

As características de saída das lâmpadas por descarga de gás dependem do gás no qual a descarga ocorre. O espectro mais simples dentro da gama visível é o da lâmpada de sódio. Cerca de 25% da potência da entrada é radiada numa faixa estreita, com comprimentos de onda entre $\lambda = 588{,}9$ e $\lambda = 589{,}6$ nm; outros 35% a 40% são radiados na região infra-vermelha. O restante é perdido por condução, bem como pela dissipação no resistor de lastro ("ballast").

As lâmpadas de vapor de mercúrio radiam na gama visível cerca de 25% de sua potência de entrada, na gama ultra-violeta cerca de 2% e na gama infra-vermelha cerca de 45%.

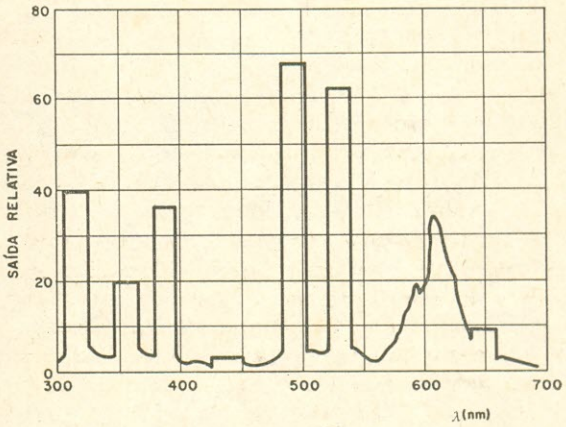


Figura A6

Espectro de uma lâmpada fluorescente na região visível. Essencialmente a saída de luz é a do espectro do gás de enchimento (vapor de mercúrio) superposto ao do fósforo.

Os tubos fluorescentes são lâmpadas de mercúrio nas quais a eficiência e a qualidade da luz são melhoradas pelo recobrimento da parte

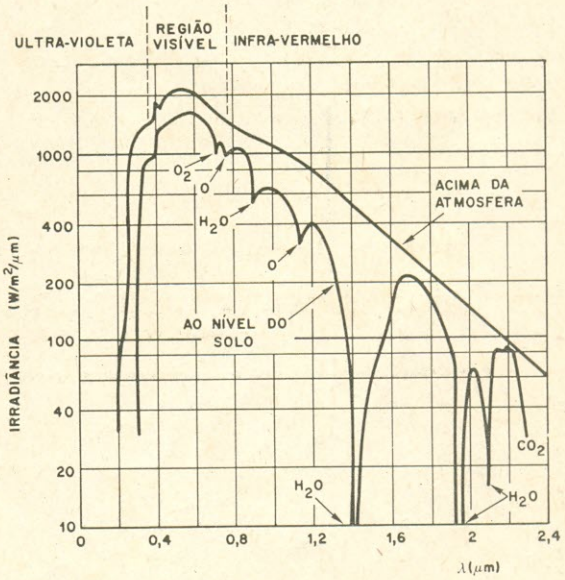


Figura A7

Irradiância do Sol em função do comprimento de onda.

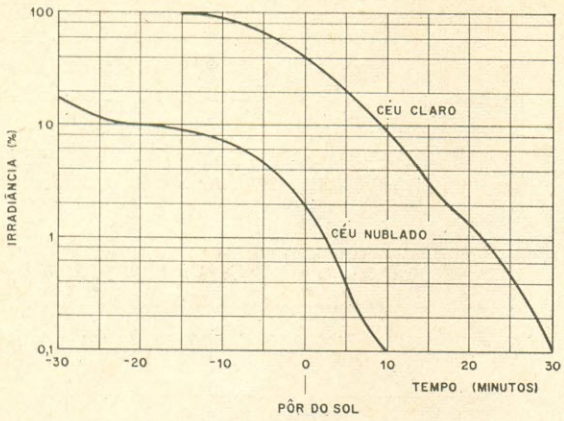


Figura A8

Devido ao aumento da absorção atmosférica, a luz solar torna-se mais filtrada à medida em que o ocaso se aproxima. A irradiância é mostrada aqui como uma percentagem da irradiância no apogeu (meio-dia).

inferior do tubo com fósforo. Um tubo fluorescente especificado para 40 W de entrada radiará cerca de 20% de sua potência de entrada na gama de luz visível, cerca de 30% na região infra-vermelha e 1% na ultra-violeta. O restante é perdido por condução ou convecção nos componentes de lastro. A fig. A6 mostra o espectro de um tubo fluorescente do tipo "luz do dia".

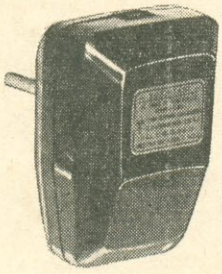
"Luz Solar" e "Luz do Dia"

O Sol, como fonte de radiação, pode ser considerado aproximadamente como de 6 000°K. Sua saída é modificada pela absorção em sua atmosfera externa. No nível do solo a luz do Sol é vista novamente filtrada pela atmosfera da Terra. Ela contém faixas de absorção devidas às várias substâncias de que é composta. A fig. A7 apresenta a irradiância do Sol em função do comprimento de onda, vista de um ponto imediatamente acima da atmosfera (curva superior) e vista do nível do solo em um ponto a 50° de latitude e em dia claro. O ângulo de elevação do Sol determina a espessura da atmosfera terrestre que a luz tem que atravessar. Nas proximidades do ocaso, a luz do Sol está sujeita a uma absorção muito maior. A fig. A8 mostra a porcentagem de irradiância nessa ocasião.

(conclui no próx. número)

Lançamento
YOSHITANI
Produtos de Qualidade

Y



Especial para
máquina calculadora
Entrada 110/220 V
Uma saída
Capacidade máxima
até 200 mA

Possuímos completa linha de fonte para gravadores c/ entrada 110 ou 110-220 V, uma saída 500 mA, entrada 110-220 V c/ duas saídas 700 mA, entrada 110-220 V c/ quatro saídas 400 mA. Para toca-fitas c/ entrada 110-220 V — 6 e 12 V. Conversor de bateria 6 × 12 V e 12 × 6 V.

MARIO T. YOSHITANI & CIA. LTDA.

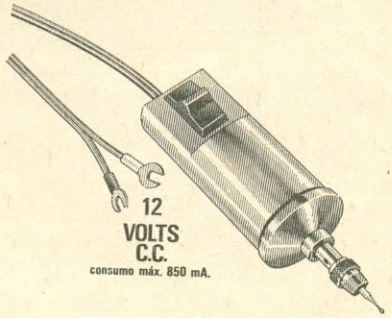
Rua Maria Adelaide, 57 — Fone: 295-6126
V. Regente Feijó — Água Rasa — CEP 03346
São Paulo — SP

malidrill

MINIFURADEIRA
PARA CIRCUITO IMPRESSO

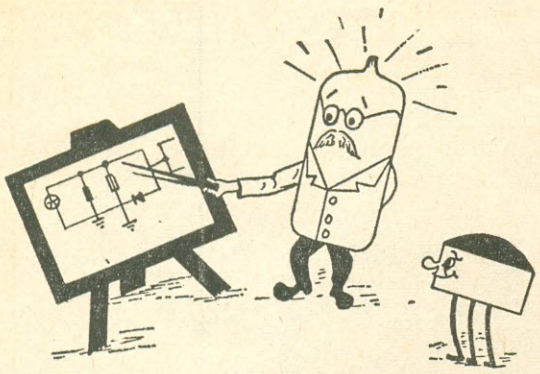
malitron Ind. e Com. Ltda.
São Paulo - SP - Made in Brazil - CGC. 44.168.953/0001-39

LEVE — POTENTE — PRECISA
10 000 R.P.M.



MALITRON — Ind. Com. Produtos Eletro-Eletrônicos Ltda.

Rua Madre Teodoro, 87 — CEP 01428
Fone: 852-9144 — São Paulo — SP



SECÇÃO DO PRINCIPIANTE

ESTA SECÇÃO TEM POR FINALIDADE AUXILIAR ESTUDANTES DE ELETRÔNICA E PRINCIPIANTES EM GERAL, QUER SEJA NA ELUCIDAÇÃO DOS PRINCÍPIOS BÁSICOS DE ELETRICIDADE E ELETRÔNICA, QUER COMO COMPLEMENTAÇÃO DAS LIÇÕES NORMAIS DO CURRÍCULO ESCOLAR. OS ASSUNTOS ABORDADOS SERÃO TANTO DE CARÁTER TEÓRICO QUANTO DE APLICAÇÕES PRÁTICAS.

CONVERSÃO DE BINÁRIO PARA DECIMAL

Colaboração do Labor. do Instituto Monitor

Os circuitos lógicos operam todos na base 2, ou seja, utilizam o sistema binário, enquanto que nós contamos no sistema de base 10 ou decimal.

Converter uma indicação numérica em binário para decimal e vice-versa é uma operação freqüentemente necessária na prática, muitos ainda encontrando dificuldades.

A diferença entre o sistema hindu-arábico (base 10) e o sistema binário (base 2) reside no fato de que, enquanto no primeiro cada posição de um algarismo no número é uma potência de 10, no segundo a posição representa uma potência de 2. Em vista disso, para escrevermos um número qualquer no sistema decimal precisamos de 10 posições, ou seja, 10 algarismos:

1 2 3 4 5 6 7 8 9 0

No sistema binário, como temos apenas 2 posições, precisamos de apenas dois algarismos:

0 e 1

Com isso, os números no sistema decimal são escritos utilizando-se sempre esses 10 algarismos, enquanto que no binário os números são sempre escritos com "zeros" e "uns". Vamos exemplificar como funcionam as coisas nos dois casos.

No número 236 (decimal), cada algarismo tem um valor segundo sua posição no número: o algarismo 6, estando na posição das unidades, ou seja, "1", representa 6 unidades, ou $6 \times 1 = 6$; o algarismo 3, estando na casa das dezenas ou seja, "10", representa 3 dezenas, ou $3 \times 10 = 30$; o algarismo 2, estando na casa das centenas, representa 2 centenas, ou seja, $2 \times 100 = 200$. Assim, o número na sua totalidade representa: 2 centenas, 3 dezenas e 6 unidades ou, na nossa linguagem decimal, "duzentos e trinta e seis". Uma representação para esse número em decimal pode ser dada por:

$$\begin{aligned} 6 \times 1 &= 6 \\ 3 \times 10 &= 30 \\ 2 \times 100 &= 200 \\ \hline & 236 \text{ ou } (236)_{10} \end{aligned}$$

Ora, perceba o leitor que "1" da primeira casa à direita representa 10^0, enquanto que 10 representa 10^1 e 100 representa 10^2, o que nos leva a uma observação mais clara do porque, no sistema decimal, temos "potências de 10".

Assim, se prolongarmos o número de casos e seus valores relativos, veremos que cada algarismo à esquerda tem um valor 10 vezes maior por unidade do que o algarismo imediatamente à sua direita:

$10^5 \quad 10^4 \quad 10^3 \quad 10^2 \quad 10^1 \quad 10^0$

No caso da numeração em binário, os algarismos representam potências de 2 e não de 10. Assim, lembrando em primeiro lugar que só podemos escrever os números utilizando os algarismos 0 ou 1, podemos dar o seguinte exemplo:

1 0 1 1

Neste caso, cada algarismo representa uma potência de 2. Partindo então do último à direita temos para ele um peso unitário, ou seja, ele representa as unidades ou ainda $2^0 = 1$.

Portanto, temos na última casa **uma unidade,** ou:

$$1 \times 1 = 1$$

O segundo algarismo da direita para a esquerda representa a casa dos "dois", ou seja, $2^1 = 2$.

Temos então para esta casa 1×2, ou seja, mais **2 unidades:**

$$2 \times 1 = 2$$

O terceiro algarismo da direita para a esquerda representa o número de "4", pois $2^2 = 4$, de modo que, como o algarismo é zero, não temos nada a considerar.

O último da esquerda, finalmente, representa o número 2^3, ou seja, de 8 (oitos) que devem ser considerados, o que no caso é 1:

$$8 \times 1 = \mathbf{8\ unidades}$$

Temos então mais 8 unidades a somar.

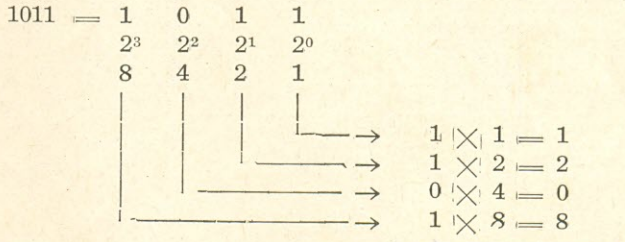
Considerando então todos os algarismos do número tomado como exemplo, temos:

$$8 + 2 + 1 = 11$$

O número representado em binário como 1011 corresponde, portanto, ao decimal 11:

$$(1011)_2 = (11)_{10}$$

Podemos representar a conversão do binário em decimal mais facilmente do seguinte modo:



Assim, chegamos a um processo bastante simples de fazermos a conversão de um binário em decimal: em primeiro lugar escrevemos o número em binário com seus algarismos bem separados:

Exemplo: 1 1 0 0 1

em seguida, sob cada número, escrevemos a potência de 2 que corresponde à sua posição no número, ou seja:

1 1 0 0 1
2^4 2^3 2^2 2^1 2^0

escrevemos o valor de cada potência na sua forma decimal:

1	1	0	0	1	1ª linha
2^4	2^3	2^2	2^1	2^0	
16	8	4	2	1	3ª linha

multiplicamos os valores da primeira linha pelos da terceira:

$$\begin{array}{r} 1 \times 16 = 16 \\ 1 \times 8 = 8 \\ 0 \times 4 = 0 \\ 0 \times 2 = 0 \\ 1 \times 1 = 1 \end{array}$$

somamos os resultados:

$$18 + 8 + 0 + 0 + 1 = 27$$

temos então o resultado final: 11001 em binário corresponde a 27 em decimal:

$$(11001)_2 = (27)_{10}$$

Ω

ASSINE
REVISTA MONITOR

Transceptor Especial para Telecomunicações, Operando na Faixa de VHF/UHF

PARTE VII

Francisco Bezerra Filho *

Atenuação total — Definimos por atenuação total a atenuação sofrida pelo sinal transmitido desde a saída do Tx (ponto **x** da fig. 45) até a entrada do Rx (ponto **y**). Essa atenuação é uma somatória de todas as perdas sofridas pelo sinal no percurso que separa o Tx do Rx; assim temos: perda no espaço livre, "branching", cabo, etc. Através da fórmula abaixo podemos determinar a atenuação total:

$$A_{total} = A(esp.) + A(br.) + A(cabo) + A(obst.) + A(desv.) - G(ant.)$$

onde:
- A_{total} = atenuação total, desde a saída do Tx (x) à entrada do Rx (y)
- A(esp.) = atenuação no espaço livre
- A(br.) = atenuação no "branching" ou derivação de ambos os lados
- A(cabo) = atenuação nos cabos que ligam a antena ao equipamento
- A(obst.) = atenuação nos obstáculos localizados na 1ª zona de Fresnel
- A(desv.) = atenuação por desvanecimento ou "fading"
- G(ant.) = ganho das antenas transmissora + receptora

6) ATENUAÇÃO NO ESPAÇO LIVRE

É a atenuação sofrida pelo sinal de RF, no espaço compreendido entre as duas antenas. Essa, por sua vez, depende do meio físico no qual o sinal se propaga, do relevo geográfico, da freqüência de operação e da distância ou comprimento do enlace. Nesta faixa de freqüência (270 a 328 MHz) é possível determinar-se esta atenuação através de equação matemática, com boa precisão. A seguir damos o exemplo de um enlace com os seguintes dados:

fo = freqüência de operação — 300 MHz
D = distância entre as duas antenas — 60 km

A seguir temos duas fórmulas, através das quais podemos determinar a atenuação:

a) $$A(esp.) = 20 \log \left(4 \pi \frac{D}{\lambda} \right)^2$$

onde:
- D = distância em km — 60 km
- λ = comprimento de onda em m — para 300 MHz temos λ de 1 metro

* **do Laboratório Técnico da TELESP. Coordenador técnico do "Colégio Avanço", de Santo Amaro.**

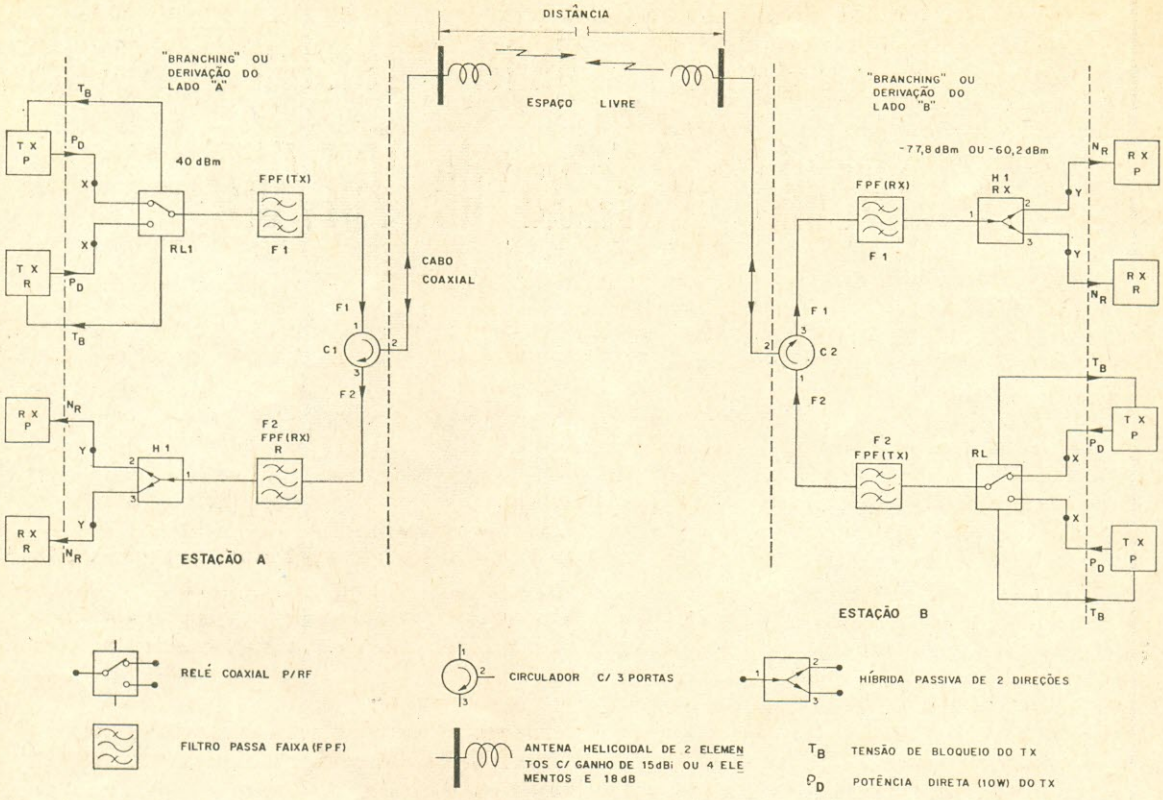


Figura 45 — Derivação para UHF.

substituindo esses dados na equação (a) temos:

$$A(esp.) = 20 \log \left(4 \cdot 3{,}14 \frac{60}{1} \right) =$$

$$= 40 \log 12{,}56 \cdot 60 = 40 \log 755$$

$$40 \cdot 2{,}88 = 115 \text{ dB}$$

b) $A(esp.) = 32{,}5 + 20 \log F + 20 \log D$

onde: D = distância ou comprimento do enlace em km
F = freqüência de operação em MHz

substituindo os dados na equação (b) temos:

$A(esp.) = 32{,}5 + 20 \log 300 + 20 \log 60 =$
$= 32{,}5 + 20 \cdot 2{,}478 + 20 \cdot 1{,}78 = 32{,}5 +$
$+ 49{,}56 + 35{,}6 = 117{,}66$ dB

Como podemos ver, é mínima a diferença entre os valores da atenuação calculados através das fórmulas (a) e (b). Nesta freqüência podemos usar ambas as fórmulas, sendo os valores encontrados muito precisos.

Atenuação no "branching" — A(br.) — Definimos como "branching" ou derivação o circuito puramente passivo, constituído por filtros, híbrida, circulador e relé coaxial, capaz de interligar dois transmissores e dois receptores na configuração 1 + 1 a uma só antena.

Na fig. 45 temos o sistema mais completo, onde podemos ver mais detalhadamente todo o arranjo. Com os dois transmissores e uma mesma estação, tanto o principal como o reserva operam na mesma freqüência, o mesmo ocorrendo com os receptores; neste caso só usamos um filtro para os dois transmissores e outro para os receptores. A potência de 10 W no ponto x do transmissor na estação A passa inicialmente através do relé coaxial, filtro passa-faixa sintonizado na freqüência F1 e do circulador, e daí para a antena, através do cabo, onde é transmitida para o espaço. O relé tem uma perda de 1 dB, devido à resistência de contacto e dos conectores de entrada e saída. O filtro de 5 cavidades tem uma perda de inserção de 1,2 dB e, finalmente, no circulador a perda entre as portas 1 e 2 é de 0,7 dB. O total de perdas só do lado do Tx é de 1 + 1,2 + 0,7 = 2,9 dB.

No lado da recepção o sinal passa através do circulador, portas 2 e 3, do filtro passa-faixa, sintonizado na freqüência F1, e da híbrida de

duas direções. A perda no circulador, portas 2 e 3, é de 0,7 dB; no filtro é de 1,2 dB e na híbrida a perda da porta 1 para a porta 2 ou 3 é de 3 dB, dando uma perda total de: 0,7 + + 1,2 + 3 = 4,9 dB. Daí temos que a perda total no "branching" é de 7,8 dB, sendo 2,9 do lado do Tx e 4,9 do lado do Rx. O mesmo é válido para o reserva de A para B.

Atenuação nos cabos — Para interligar as antenas ao equipamento usamos cabos coaxiais de descida. Em alta freqüência os cabos oferecem uma certa atenuação tanto para o sinal transmitido como para o sinal recebido. Essa atenuação, como já vimos, depende diretamente da freqüência de operação e do tipo de cabo usado. Há no mercado diversos tipos de cabos com baixas perdas na freqüência de VHF/UHF (como podemos ver na fig. 38 da Rev. 346).

O comprimento total dos cabos depende da altura das antenas e da distância da torre à casa onde está alojado o equipamento. Neste cálculo vamos usar como exemplo o cabo coaxial RG-59/U, com perda de 20 dB por 100 metros na freqüência de 300 MHz. Supondo que a altura de ambas as antenas seja de 30 metros e a distância entre as torres e as casas do equipamento de 10 metros, temos um comprimento total de cabo de: 30 + 10 + 30 + 10 = 80 m. Nestas condições, temos uma atenuação total de 80 . 20/100 = 16 dB.

Atenuação por obstrução — Como já vimos, o sinal de RF, nesta faixa de 270 a 328 MHz, propaga-se em linha reta. A energia transmitida da antena transmissora para a antena receptora é formada por diversas frentes de ondas, formando uma elipsóide. Na realidade não é uma, mas sim várias, sempre partindo do centro para fora, como podemos ver na fig. 46; porém, para nós só interessa a primeira, representada em linha cheia. Quase toda a energia transmitida está concentrada dentro dessa zona; na segunda em diante a energia concentrada nelas é insignificante.

Quando qualquer obstáculo, que pode ser um ou diversos, como picos, morros, árvores, etc., obstroem a primeira elipsóide, que pode ser total ou parcial, o sinal é fortemente atenuado. Quando surge um obstáculo em qualquer ponto da rota (pode ser próximo às antenas ou no meio da rota), de maneira a tangenciar a linha de visada, neste caso a atenuação é de 6 dB (linha cheia da fig. 46). Quando o obstáculo obstrói totalmente a 1ª zona, a atenuação é de aproximadamente 15 dB (linha tracejada). Em nosso exemplo, só vamos considerar o primeiro caso, de 6 dB.

Atenuação por desvanecimento ou "fading" — É considerada como sendo uma atenuação variável aquela que o sinal recebido sofre em função do tempo, que em parte depende do meio onde o sinal se propaga; este, por sua vez, é afetado pelas variações climáticas provocadas pelas intempéries e outros fatores externos.

Há diversos estudos a respeito da atenuação provocada por desvanecimento nesta faixa de freqüência, a fim de determinar suas causas e

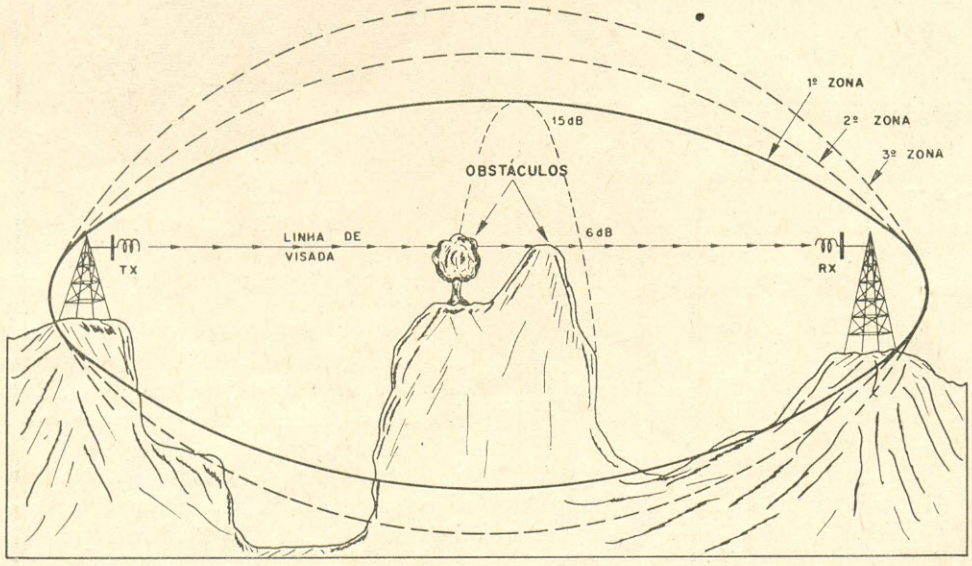


Figura 46

Obstáculo obstruindo a linha de visada dentro da 1ª zona de Fresnel.

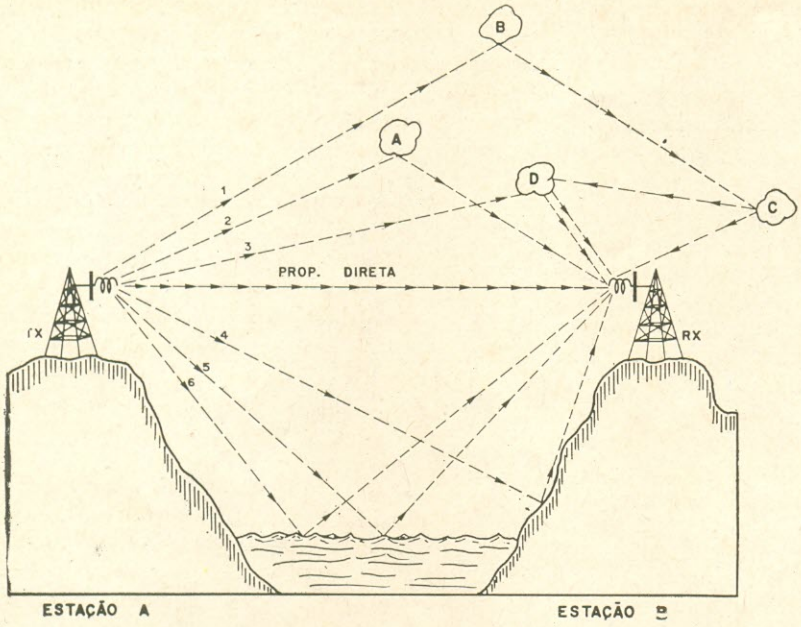


Figura 47

Pontos de múltiplas reflexões.

suas conseqüências, mas todos eles prevêem que desvanecimento é um fenômeno aleatório e imprevisível, provocado por diversos fatores. Abaixo citamos alguns deles como sendo os mais comuns:

— Estação do ano — Neste caso depende da época de chuvas, umidade, vaporização, etc. Esse fenômeno é pouco acentuado nesta faixa de freqüência.

— Meio sobre o qual o sinal se propaga, assim como superfície líquida (lago ou mar), floresta, etc.

— Batimento entre duas ou mais freqüências na entrada do receptor. Neste caso o desvanecimento pode acontecer de diversas maneiras, sendo mais comum por defasamento entre dois sinais na entrada do receptor, podendo ser ambos gerados pela mesma fonte, portanto com a mesma freqüência mas com trajetórias diferentes.

Na fig. 47 temos um enlace formado por um Tx e um Rx, transmitindo de A → B. A maior parte do sinal se propaga em linha reta, ou seja, propagação direta da antena transmissora até a antena receptora. Além deste há diversos sinais que saem da antena transmissora, cada um deles seguindo uma trajetória diferente, após sofrerem múltiplas reflexões nos obstáculos (a, b, c, d) que estão próximos à rota, finalmente atingindo a antena receptora.

Quando o sinal refletido tem trajetória com comprimento múltiplo inteiro do sinal direto, este chega à antena receptora com fase oposta, podendo haver reforço ou cancelamento total do sinal direto. Na fig. 48 temos em A o sinal transmitido direto e, em B, diversos sinais refletidos, sendo que o sinal 1 sai da antena e após sofrer sucessivas reflexões nos obstáculos B, C e D, atinge a antena. Os sinais 5 e 6 se refletem na água e também atingem a antena. Como podemos ver, cada um deles, fazendo uma trajetória com comprimentos diferentes, atinge a antena defasado no tempo.

Em C temos o sinal recebido (linha cheia), que é uma somatória dos sinais A e B; nos pontos onde os sinais estão em fase há reforço, enquanto que nos pontos onde estão defasados há atenuação em relação ao sinal previsto (linha tracejada).

Quando os obstáculos são fixos (como é o caso das figs. 34 e 35 da Rev. 345), o desvanecimento é praticamente constante ao longo do tempo, mas, por outro lado, quando o obstáculo é móvel, o desvanecimento é totalmente aleatório e imprevisível. Como exemplo podemos citar a reflexão numa superfície líquida (lago ou mar), onde a posição das ondas está sempre mudando, bem como a forma de suas cristas; com isso teremos um desvanecimento que, além de alea-

tório e imprevisível, é muito acentuado e de curta duração.

O sinal recebido na entrada do receptor, dependendo da intensidade do desvanecimento, pode variar para mais e/ou para menos em torno do valor nominal (como podemos ver nas figs. 18 e 20 da Rev. 344), podendo aumentar ao ponto de saturar o CAG, assim como pode diminuir ao ponto de operar o silenciador. Para sanar essa variação usamos no receptor CAG de ação rápida, capaz de corrigir as variações provocadas pelo desvanecimento de curta repetição. No cálculo da atenuação do rádio-enlace admite-se que o desvanecimento não deva ultrapassar 14 dB de variação em relação ao nível nominal, no pior caso ou em condições desfavoráveis. No nosso exemplo vamos considerar que a atenuação média provocada pelo desvanecimento seja de 3 dB. Finalmente podemos calcular a atenuação total no enlace.

Atenuação no espaço livre = 115 dB
Atenuação no "branching" = 7,8 dB
Atenuação nos cabos = 16 dB
Atenuação por obstáculos = 6 dB
Atenuação por desvanecimento = 3 dB

$A_{total} = (Aesp.) + A(br.) + A(cabo + A(obst.) + A(desv.) - G(ant.)$

$115 + 7{,}8 + 16 + 6 + 3 = 147{,}8$ dB

No caso de usarmos duas antenas helicoidais com 2 elementos, ambas com ganho de 15 dB, temos um ganho total proporcionado pelas antenas de 30 dB. Subtraindo este valor da atenuação total, vamos ter uma atenuação líquida no enlace de: 147,8 — 30 = 117,8 dB.

Nível de recepção — A potência de saída do Tx antes do "branching" é de 10 W, que corresponde a 10 000 mW, ou seja, a potência está +40 dBm acima em relação a 1 mW. Da saída do Tx à entrada do receptor o sinal sofre uma atenuação de 117,8 dB; portanto, na entrada do receptor vamos ter um nível de: + 40 dBm — — 117,8 dB = —77,8 dBm, que está muito abaixo do nível nominal que é de —68 dBm.

Para aumentar o nível na entrada do receptor temos pelo menos duas soluções. Podemos aumentar o ganho das antenas usando antenas helicoidais com 4 elementos, com ganho de 18 dB cada uma, aumentando o ganho total em 6 dB em relação à antena de 2 elementos. A segunda solução é usar cabo de baixa perda; há na praça cabos coaxiais com perda de 12 dB por 100 metros. Neste caso, ao invés de 16 dB de perda, como foi calculado anteriormente, temos 9,6 dB. Conseguimos portanto reduzir a atenuação em 5,4 dB.

Quando o terreno é plano e sem obstáculos, neste caso não há atenuação por obstrução e com isso ganhamos 6 dB. Com todos esses artifí-

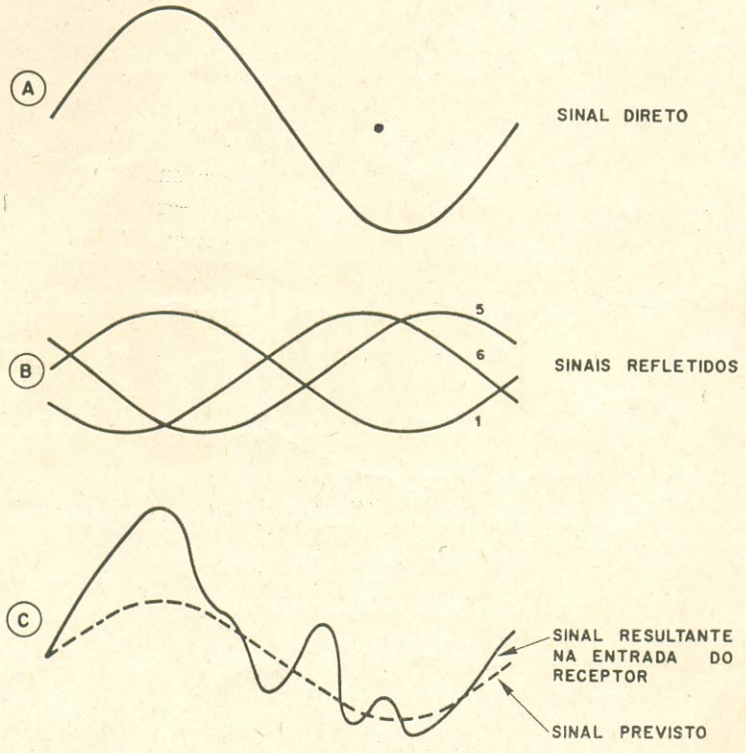


Figura 48
Variação do sinal recebido.

cios ganhamos 17,4 dB. Agora o sinal recebido, ao invés de —77,8 dBm, está 17,6 dB acima, ou seja, —60,2 dBm, ultrapassando de —68 dBm o nível previsto.

7) VALOR DO SISTEMA

O valor do sistema está relacionado intrinsecamente com os principais parâmetros de um rádio-enlace, dando uma idéia da qualidade operacional do mesmo, que depende diretamente da qualidade do transceptor. O v/s é expresso em dB e pode ser calculado através da equação abaixo:

$$v/s = P_{(Tx)} \frac{\left(\frac{\Delta f}{fm}\right)}{K \cdot To \cdot B \cdot F} \pm C$$

onde:
- $P_{(Tx)}$ = potência na saída do Tx antes da derivação, em mW
- Δf = desvio da portadora, em kHz (RMS), para um tom senoidal, no ponto de zero pré-ênfase, com um nível de —45 dBr
- fm = freqüência da BB, onde vamos medir
- K = constante de Boltzman
- To = temperatura em graus Kelvin
- B = largura do canal onde o sinal vai ser medido
- F = figura de ruído na entrada do receptor
- C = correção do pré-ênfase

O nosso enlace tem os seguintes dados:

$P_{(Tx)} = 10\ W \rightarrow 10\,000\ mW$
$\Delta f = 35$ kHz (RMS)
fm = 270 kHz (no caso de 60 canais)
$K = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ J/°K
To = 27°C = 300°K
B = 3,6 dB
F = 5 dB
C = 3,8 dB

Substituindo-se esses valores na fórmula acima vamos encontrar um valor de sistema de 164,36 dBmOp. Com os dados acima podemos determinar a relação sinal/ruído (S/R).

8) RELAÇÃO SINAL/RUÍDO

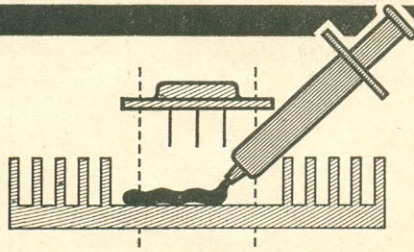
Esta grandeza nos dá uma idéia de quantos decibéis o ruído total está abaixo do sinal. Daí temos:

$$S/R = v/s - A_{total} = 164{,}36\ dBmOp - 117{,}8\ dB = 46{,}56\ dBmOp$$

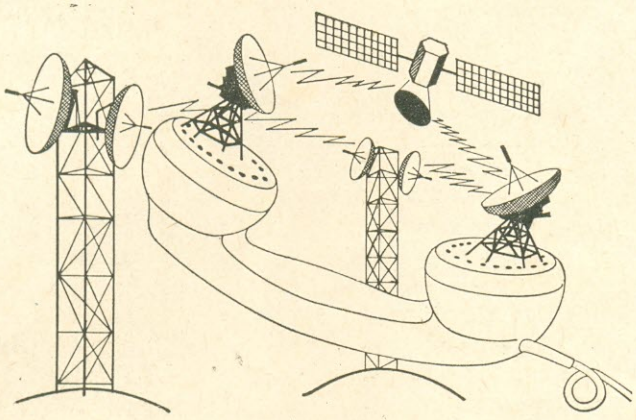
Como podemos ver está muito abaixo do valor recomendado pelo C.C.I.R., que é de 60 dBmOp (conforme pode ser observado na fig. 33 da Rev. 345). Este valor foi calculado no pior caso, como visto anteriormente. Levando-se em consideração a melhoria de 17,4 dB, aumentando-se o ganho das antenas e diminuindo-se a perda nos cabos, a atenuação total passou de 117,8 para 100,4 dB. Agora temos uma relação sinal/ruído de 164,36 dBmOp — 100,4 dB $\cong$ 64 dBmOp, que já é um valor razoável, levando-se em consideração o comprimento do enlace de 60 km e a freqüência de BB onde este valor foi calculado, de 270 kHz.

Para maiores detalhes, consultar "Cálculo de um Rádio-Enlace na Faixa de SHF", do autor, publicado na Rev. 346.

(conclui no próx. número)

PASTA TÉRMICA
AUMENTA A CONDUÇÃO TÉRMICA ENTRE O TRANSISTOR E O DISSIPADOR

malitron Ind. e Com. Ltda.
São Paulo - SP - Made in Brazil - CGC. 44.168.953/0001-39
À Venda nas Boas Casas do Ramo

TELECOMUNICAÇÕES



EM PAUTA

Aquilino R. Leal *

XIII — ELETRÔNICA (3)

POLARIZAÇÃO DE TRANSISTORES

Nos circuitos reais existem três formas possíveis de conectar um transistor a um circuito, cada uma delas apresentando propriedades diferentes entre si; cada uma destas formas (configurações) é identificada pelo elemento do transistor que está ligado à massa (terra). Assim, se o emissor estiver conectado à massa, a configuração recebe o nome de **emissor comum,** representada abreviadamente pela sigla EC. Da mesma forma, se a base (ou o coletor) estiver com potencial de massa, diremos que se trata da configuração **base comum** (ou **coletor comum**), sendo representada pela sigla BC (ou CC).

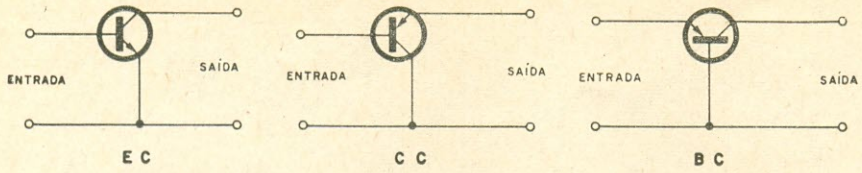
A fig. 1 mostra as três configurações acima, nas quais, por questão de comodidade, foram omitidas as partes de alimentação, resistores, capacitores, etc., necessários para o funcionamento do dispositivo.

Na configuração emissor comum (EC) o sinal de entrada é aplicado à base, enquanto que a saída é retirada do coletor. Na de coletor comum (CC) o sinal de entrada é aplicado à base, como no caso anterior, enquanto o sinal de saída é retirado do emissor. A configuração base-comum (BC) se caracteriza por ser o sinal de entrada aplicado ao emissor, enquanto a saída é retirada do coletor.

Cada uma destas configurações comporta-se de modo diferente no que diz respeito ao sinal de entrada, senão vejamos:

EC — Emprega-se para as aplicações de baixa e média freqüência, proporcionando amplificação de tensão e corrente e, portanto, de potência. Inverte a tensão do sinal, isto é, uma variação positiva no sinal de entrada é traduzida, na saída (coletor), por uma variação negativa e vice-versa.

* Engº de Telecomunicações da TELERJ — Dpto. de Desenvolv. de Transmissão — Transmissão Local Prof. da Faculdade de Relações Internacionais - FRI



E C C C B C

Figura 1

BC — Emprega-se nas aplicações em freqüências altas. Proporciona amplificação de tensão porém não produz amplificação de corrente. Não inverte a tensão do sinal, isto é, uma variação positiva do sinal de entrada será traduzida no coletor por uma variação (amplificada) positiva.

CC — Emprega-se indistintamente para aplicações de alta e baixa freqüência, proporcionando amplificação de corrente e não produzindo, porém, amplificação de tensão, tampouco inverte a tensão do sinal.

Para que um transistor funcione numa destas configurações, a condição fundamental é a de "alimentá-lo" por meio de fontes de tensão e corrente ou, em outras palavras, deve-se-lhe ministrar corrente e tensão e é justamente isto o que se entende por **polarização de um transistor.**

Entende-se por **circuito de polarização** a parte do circuito total que proporciona os valores estáticos (repouso) adequados, de tensão e corrente para funcionamento do transistor.

Os circuitos de polarização são de vital importância para o bom desempenho do transistor numa dada aplicação prática. Deles irão depender muitas propriedades inerentes ao circuito geral, como veremos.

• •

Podemos classificar estes circuitos em duas grandes famílias: naqueles em que os valores das tensões e correntes estáticas (sem sinal) independem do valor de beta (β) do transistor, e naqueles em que estes valores são função dos valores de beta. Dentre estas duas famílias deve-se dar preferência à primeira, pois, por exemplo, o fato de se ter que trocar um transistor do circuito por outro igual não implicará necessariamente que os dois betas dos transistores sejam iguais entre si (na prática encontram-se diferenças de mais de cem unidades nos valores de beta). A fig. 2 mostra, na configuração emissor comum, os sete circuitos de polarização mais usuais. Tenha em mente o leitor que estes circuitos podem ser também utilizados em outra configuração qualquer, além da EC.

A forma mais simples para se polarizar um transistor consiste na chamada "polarização fixa", conforme é visto na fig. 2-A ou na fig 3. V_{cc} é um terminal (positivo) da bateria ou fonte de alimentação, enquanto R_B e R_L são, respectivamente, as resistências pelas quais circula a corrente de base e de coletor — esta última é denominada resistência de carga. O terminal negativo da fonte de alimentação está conectado à massa e, portanto, ao emissor do transistor. Desta forma podemos dizer que a união base-emissor está submetida a uma polarização direta produzida pela corrente que atravessa a resistência R_B — lembremo-nos, antes de mais nada, que esta união, como outra qualquer, nada mais é do que um diodo que, neste caso, está diretamente polarizado. Podemos então substituir este ramo do circuito por um circuito mais simples, de forma que se possam visualizar com mais facilidade as propriedades inerentes ao mesmo; este circuito equivalente, no entanto, deve "funcionar" de u'a maneira análoga ao original — anterior. O circuito equivalente para este nosso caso é visto na fig. 4.

A queda de tensão no diodo equivalente, devido à barreira de potencial, é da ordem de, no máximo, 0,2 volt para os transistores de germânio (0,1 volt é um valor típico), enquanto nos de silício esta queda de potencial é da ordem de 0,4 a 0,9 volt (0,7 volt é o valor tomado em média). Estas quedas são, normalmente, desprezadas na maioria das aplicações.

Caso o transistor da fig. 3 esteja conduzindo, haverá passagem de corrente por este e pelo resistor de carga R_L. Isto produz uma queda de potencial nas extremidades de R_L, o que faz com que a tensão V_c de coletor, medida em relação à massa do circuito, seja menos positiva que V_{cc}, isto é, V_c se aproximará mais do potencial de terra — potencial nulo.

É comum, além de conveniente, neste tipo de circuito, fazer-se com que a queda de tensão sobre o resistor seja aproximadamente a metade de V_{cc}, e a outra metade, evidentemente, estará sobre os terminais do transistor — entre o coletor e o emissor.

O valor de R_B irá limitar a corrente de base do transistor, a qual, por sua vez, limitará a corrente de coletor I_C e esta, finalmente, "ajustará" a queda sobre R_L ou sobre o transistor.

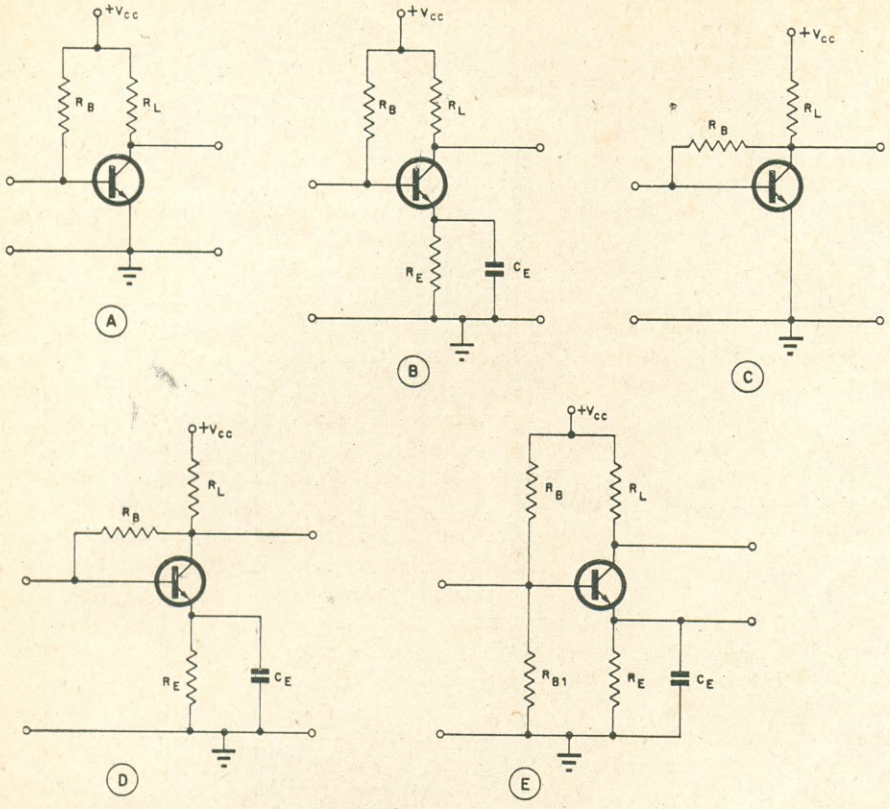


Figura 2

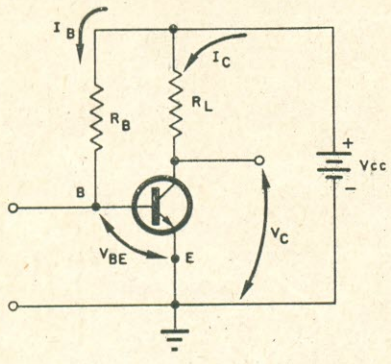


Figura 3

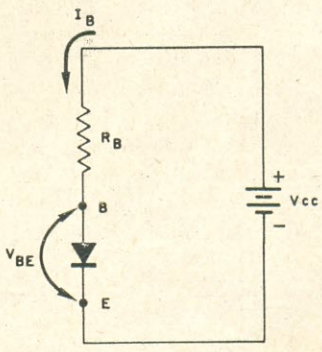


Figura 4

Como $I_B = I_C/\beta$, concluimos que a corrente de base (I_B) é muito pequena comparada com a corrente de coletor (I_C). Assim, R_B é um resistor de resistência ôhmica bastante grande, tipicamente da ordem de 100 kΩ, enquanto R_L é da ordem de 1 kΩ. Observar que a razão entre os valores de R_B e R_L é da mesma ordem que o beta do transistor.

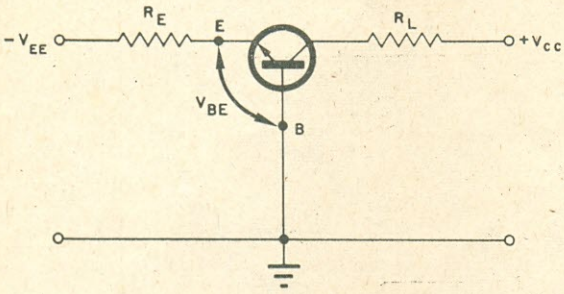


Figura 5

Muitos dos circuitos de polarização empregam duas baterias, conforme é mostrado na fig. 5; observar que se trata da configuração base comum. Os resistores de coletor e emissor determinam a condição de trabalho do transistor e imediatamente concluimos que a união base-emissor está diretamente polarizada, pois a base está submetida a um potencial mais positivo que o emissor — o transistor é NPN. A fig. 6 mostra o circuito equivalente para esta união.

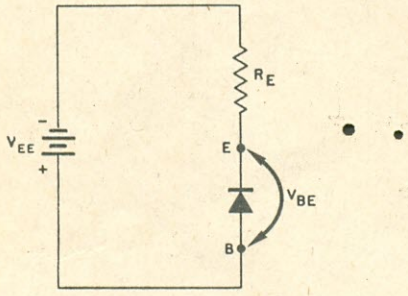


Figura 6

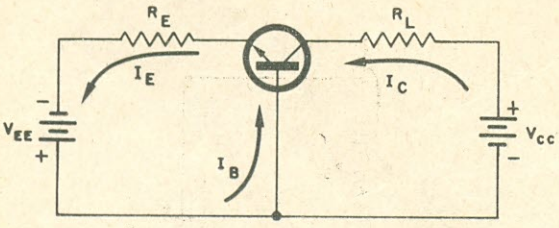


Figura 7

A intensidade da corrente de base deste circuito (fig. 5 ou 7) pode ser imediatamente calculada. Como $I_E = I_B + I_C$ e como $I_C = \beta \cdot I_B$, temos;

$$I_E = I_B + \beta \text{ ou } I_E = (\beta + 1)\, I_B$$

$$I_B = \frac{I_E}{\beta + 1} \qquad \text{(I)}$$

Por sua vez, a intensidade da corrente de emissor está determinada pelo resistor de emissor R_E.

Aqui também deverá existir uma tensão aproximadamente igual à metade de V_{cc} entre os terminais do resistor de carga R_L.

O circuito de coletor comum é semelhante ao de emissor comum no que tange à sua polarização — fig. 8. Neste caso o resistor de carga está no circuito de emissor, ao invés de estar no de coletor. A corrente de base fica determinada, principalmente, pelo valor de R_B e a corrente de emissor é dada por $(B + 1)\, J_B$. Novamente a tensão de emissor V_E em relação à terra é de forma tal que seja aproximadamente a metade da tensão de alimentação (V_{cc}).

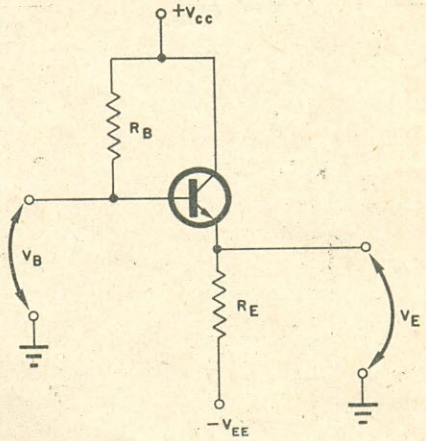


Figura 8

AMPLIFICADOR LINEAR

O amplificador linear caracteriza-se por apresentar uma forma de onda de saída que é uma fiel réplica do sinal de entrada no que se refere à sua "forma" ou "aspecto", exceto quanto ao seu "tamanho", que é maior que o do sinal.

Neste tipo de amplificador, os transistores costumam estar polarizados de forma a operar dentro de seus limites extremos de funcionamento — corte e saturação. A fig. 9 mostra-nos o circuito de um amplificador linear típico, enquanto que na fig. 10 estão representadas as respectivas correntes (de polarização e sinal) do mesmo amplificador, o qual passaremos a analisar.

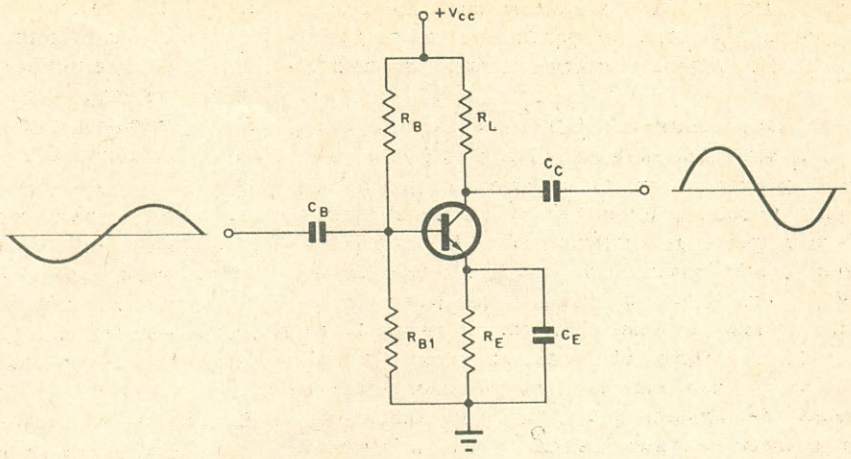


Figura 9

Em primeiro lugar observa-se que se trata da configuração emissor comum (EC) e, portanto, apresenta um sinal de saída defasado de 180° em relação ao de entrada — o que era "para cima" (positivo) na entrada ficou "para baixo" (negativo) na saída, e vice-versa.

Convencionaremos as seguintes correntes:

I_{cbo} — Corrente inversa de saturação — É uma componente de I_C que depende da temperatura.

I_{BB} — É a corrente "absorvida" pelas duas resistências de base R_B e R_{B1} — Esta corrente não afeta diretamente o transistor, porém a queda de tensão sobre R_{B1} determina a tensão de base, contribuindo para a polarização do transistor.

I_B — É a corrente de base que flui da bateria através de R_B até a base do transistor, quando então se soma com a de coletor para formar a corrente de emissor.

I_S — É a corrente de sinal, fonecida por uma fonte exterior, que deve ser amplificada. Notar que esta corrente se "bifurca" em três correntes ou componentes: uma passando por R_B, outra por R_{B1} e o resto pela junção base-emissor, sendo justamente esta última componente a que será efetivamente amplificada; as demais, perder-se-ão".

Como o transistor está devidamente polarizado (fig. 9 ou 10), estarão presentes no mesmo as três correntes fundamentais I_B, I_C e I_E. A corrente I_C irá produzir uma queda de potencial que, como vimos, deverá ser a metade da tensão da fonte de alimentação; assim, V_C vale $V_{CC}/2$ volts sem sinal. Consideremos agora que um sinal, digamos senoidal, esteja aplicado à base do transistor conforme se vê na fig. 10. O primeiro semi-ciclo (positivo) do sinal fará com que o potencial da base sofra um incremento positivo. Este incremento de tensão faz com que o transistor conduza mais, isto é, a corrente do coletor aumenta. Com mais corrente circulando por R_L,

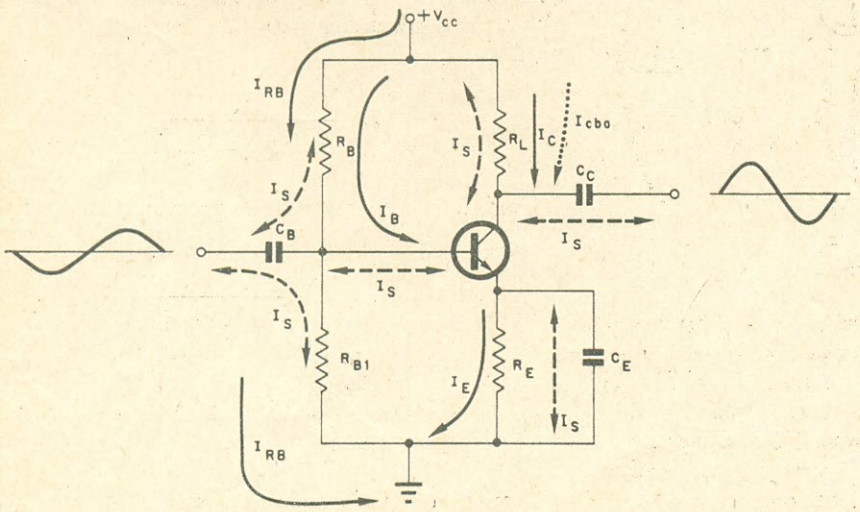


Figura 10

maior será a queda produzida nos seus bornes e com isto V_C tende a aproximar-se do potencial de terra, conseqüentemente tornando-se menor.

Quando a entrada tende a ser negativa (segundo semi-ciclo do sinal) o transistor fica "menos" polarizado, em conseqüência do que a corrente de coletor diminui e com ela diminui também a queda de potencial sobre R_L, o que faz com que V_C assuma um valor mais próximo de V_{CC}. Aqui se viu claramente que houve inversão de fase do sinal, conforme é mostrado na fig. 10; por outro lado, constata-se que a tensão de coletor não aumentou completamente até a tensão de alimentação V_{cc}, tampouco diminui até o potencial de massa. Assim, o sinal de entrada não excita o transistor até as condições de máxima e mínima condução — respectivamente saturação e corte.

Mostraram-se as características de um amplificador linear utilizando um transistor NPN. O emprego de um transistor PNP não invalida as considerações feitas, exceto no que diz respeito à polaridade de V_{CC} e o sentido das correntes CC. A explicação do funcionamento deste é feita de maneira análoga à apresentada para o NPN.

Na fig. 11 temos representado um amplificador linear, do qual passaremos a explicar as funções dos componentes e a seguir analisaremos algumas condições CC do circuito.

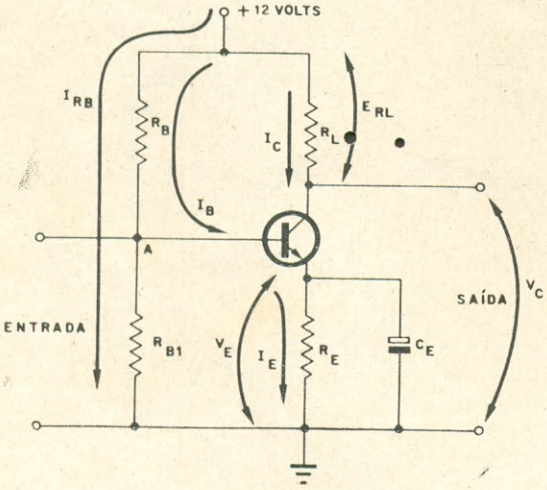


Figura 11

R_B — É o resistor de "carga" e atua produzindo uma queda de tensão sobre ele, queda essa que é proporcional à corrente que o percorre (Lei de Ohm); como é esta a corrente amplificada pelo dispositivo, a queda de tensão é uma réplica, amplificada, do sinal de entrada.

R_E — É o resistor de emissor, cuja finalidade é a de determinar a condição de tensão CC e estabilizar o circuito de forma que pequenas variações das características do transistor exerçam pouco efeito sobre a condição CC.

C_E — É o capacitor de polarização de emissor; sua função é fazer com que a tensão de emissor não varie rapidamente, ou seja, procura manter constante a tensão do emissor, ainda que varie a corrente de base e por conseguinte a de emissor.

R_B e R_{B1} — São os resistores de base cuja finalidade é a de aplicar a esta uma tensão de repouso adequada.

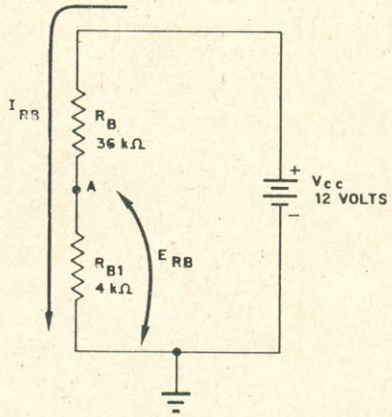


Figura 12

De acordo com a fig. 11, I_{RB} é a corrente que passa, desde o terminal de +12 volts, através de R_B e R_{B1}. Esta corrente está determinada pela tensão aplicada e pela soma dos valores de R_B e R_{B1}. No cálculo abaixo apresentado desprezou-se a corrente de base, desconectando-se "mentalmente" o transistor (fig. 12); então::

$$I_{RB} = \frac{V_{cc}}{R_B + R_{B1}}$$

Substituindo pelos valores do circuito:

$$I_{RB} = \frac{12}{36\ k + 4\ k}$$

$$I_{RB} = \frac{12}{40} = 0{,}3\ mA\ (300\ \mu A)$$

A queda de tensão sobre R_{B1} é:

$$E_{RB} = I_{RB} \times R_{B1} \text{ ou}$$

$$E_{RB} = 0{,}3 \text{ mA} \times 4 \text{ k} = (0{,}3 \times 4) \text{ V} = 1{,}2 \text{ volt}$$

Isto nos diz que o ponto A (figs. 11 e 12) está a um potencial de 1,2 volt em relação à terra do circuito. Ao se conectar o transistor este "absorverá" alguma corrente. Esta corrente pode ser desprezada, pois normalmente não ultrapassa a décima parte de I_{RB} (no nosso exemplo podemos considerá-la como que compreendida entre 10 e 30 μA), não alterando substancialmente a tensão E_{RB}. Podemos dizer então que neste ponto do circuito (A) a tensão está determinada pelos resistores independendo, em uma primeira aproximação, da corrente da base ou, de uma forma mais ampla, do transistor.

A tensão do emissor em relação à massa (terra) é aproximadamente 1,2 volt, pois a queda na junção base-emissor é desprezível (da ordem de 0,1 volt para o nosso transistor de silício). Posto isto, a corrente de emissor é:

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} \text{ ou}$$

$$I_E = \frac{1{,}2}{1 \text{ k}} \quad A = 1{,}2 \text{ mA}$$

A corrente de coletor, como sabemos, é dada por $\alpha \cdot I_E$; tornando α igual à unidade, não iremos cometer um grande erro — normalmente o valor de α situa-se próximo a 0,98 e assim: $I_C \cong I_E$ ou $I_C \cong 1{,}2$ mA.

A queda de tensão sobre R_L é:

$$E_{RL} = I_C \cdot R_L \text{ ou}$$

$$E_{RL} = (1{,}2 \times 5) \text{ volts} = 6 \text{ volts}$$

O coletor está, pois, a 6 volts mais negativo que a tensão V_{cc} de alimentação, ou seja:

$$V_c = (12 - 6) \text{ volts} = 6 \text{ volts}$$

Com os valores encontrados, estão definidas as condições de funcionamento do transistor. Quando se aplica um sinal, este produzirá um desvio em torno das condições estáticas (ou de repouso). Uma pequena tensão tendendo a ser positiva somará à polarização direta produzindo maior corrente de coletor, enquanto que uma tensão tendente a ser negativa cancelará parcialmente a polarização de repouso, acarretando u'a menor corrente de coletor.

A queda de tensão no resistor R_L é proporcional à corrente que por ele passa e que é, naturalmente, a corrente de coletor. O sentido desta queda, medido em relação à terra do circuito, é tal que sua polaridade se opõe à tensão do sinal aplicado à base; como sabemos, isto sempre se verifica em um circuito na configuração EC. Ao se utilizarem dois amplificadores, estando a saída do primeiro "ligada" à entrada do segundo, o sinal, por sofrer dois defasamentos de 180°, apresentar-se-á na saída do segundo amplificador com a sua verdadeira fase.

Esta forma de interligar dois ou mais amplificadores recebe o nome de **cascata** e diz-se que os mesmos estão montados em cascata.

RETA DE CARGA

O efeito combinado entre a corrente de base e a resistência de carga de um coletor, por exemplo, pode ser examinado sobrepondo-se uma reta, denominada **reta de carga**, às curvas características estáticas de coletor. De coletor sim, porque a nossa carga está conectada ao mesmo ou, em outras palavras, porque estamos considerando apenas a configuração EC. As relações de tensões existentes no circuito de coletor da fig. 13 podem ser representadas a título de exemplo pela seguinte **equação linear:**

$$V_{cc} = E_{RL} + V_c$$

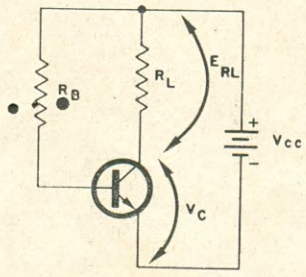


Figura 13

Lembrando que $E_{RL} = I_C \cdot R_L$ e tornando explícito o valor da tensão de coletor V_c, vem:

$$V_c = V_{cc} - I_C \cdot R_L \qquad \textbf{(II)}$$

Observe que tanto V_{cc} como R_L são constantes impostas ao circuito de acordo com as necessidades exigidas pela aplicação prática, enquanto I_C e V_c são características do transistor, digamos assim. A variação de V_c (na realidade V_{CE} — tensão entre coletor e emissor) com a corrente de coletor I_C é dada pelas curvas características, as quais são fornecidas pelo fabricante do dispositivo semicondutor.

Com os valores apresentados na fig. 13 podemos reescrever a equação **(II)** como:

$$V_c = 15 - 0{,}2\ I_C$$

onde I_C está expresso em miliampères e, paralelamente, a resistência de carga está expressa em quilohms (kΩ).

Está bem claro que a expressão acima representa, num sistema de eixos cartesianos, uma reta, ficando perfeitamente determinada ao se marcar no eixo das ordenadas I_C (em miliampères) e no das abscissas V_c (em volts), sendo justamente a esta reta que se dá o nome de **reta de carga.**

Como o fabricante nos fornece graficamente a variação de I_C com V_{CE}, que no nosso caso especial é igual a V_c, podemos sobrepor a este gráfico (curvas características de coletor) a reta representativa da equação acima. Esta reta corta os eixos em dois pontos que se determinam ao se fazer V_c e I_C respectivamente igual a zero. Ao se fazer com que V_c seja nulo ($V_c = 0$), isto equivale a curto-circuitear o coletor com a "terra" e, ao se fazer I_C igual a zero, isto equivale a deixar aberto o circuito de coletor. Estas duas condições equivalem, respectivamente, a se colocar o transistor no estado de condução acelerada (saturação) e no estado de corte.

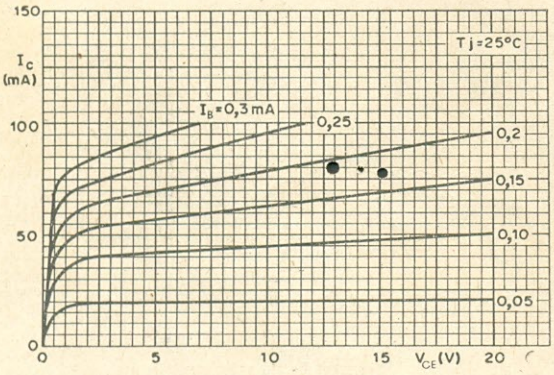


Figura 14

Consideremos as curvas características do transistor do nosso exemplo (fig. 14); fazendo na expressão acima $V_c = 0$ (transistor saturado), encontramos:

$$I_C = \frac{15}{0{,}2} = 75 \text{ mA}$$

e ao fazermos $I_C = 0$ (transistor em corte) chegamos a $V_c = 15$ volts. Estes dois valores determinam no gráfico das curvas características dois pontos (A e B). Interligando estes dois pontos determinamos graficamente a reta de carga (fig. 15). Cada ponto da reta de carga representa um possível estado de repouso de coletor, podendo ser definido por qualquer par desses pontos. A corrente de base em cada um desses pontos da reta de carga é precisamente a corrente de base que se verificará no ponto em questão. Para o ponto Q, marcado na fig. 15, esta corrente de base é de 0,1 mA (100 μA).

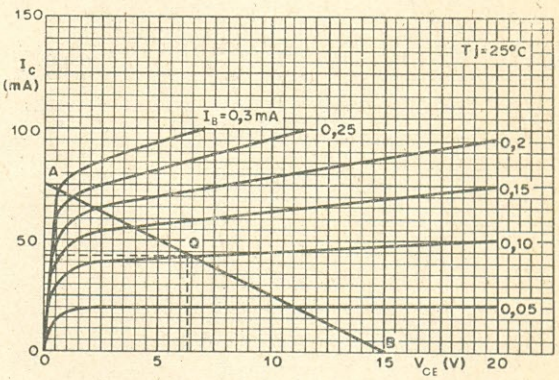


Figura 15

A expressão **(II)** permite verificar-se os limites de funcionamento do circuito que, tanto a carga como a fonte, impõem ao transistor. Para o nosso amplificador a corrente de coletor, limitada por R_L, não poderá ser mais que 75 mA e a tensão máxima entre coletor e emissor é de 15 volts; este é um limite que impõe a fonte de alimentação ao transistor, ainda que as curvas afirmem que o mesmo pode ser "alimentado" com tensões superiores aos 15 volts. Estes dois limites costumam ser representados por $V_{CE\ (max)}$ e $I_{C\ (max)}$.

Passemos a analisar o circuito da fig. 13. O primeiro passo é avaliar a corrente de base, por ser a mais fácil de ser calculada, já que está determinada pelos valores de R_B e V_{cc}; por outro lado, I_C e I_E dependem dos valores de β (beta) e de I_B, não podendo portanto serem determinadas inicialmente.

A resistência equivalente da união base-emissor, com polarização direta, é baixa e quando comparada com a resistência R_B (150 kΩ) pode ser desprezada. Desta forma, em uma primeira aproximação, podemos escrever:

$$I_B = \frac{V_{cc}}{R_B}$$

substituindo os valores:

$$I_B = \frac{15}{150} = 0{,}1 \text{ mA}$$

Nas curvas da fig. 15 o ponto Q é a intersecção da linha de base de 0,1 mA e a reta de carga, tal como é mostrado. Nestas condições de repouso ($I_B = 0{,}1$ mA) e de acordo com a fig. 15, temos:

$I_C = 44$ mA, $V_{CE} = 6{,}3$ V e $I_E = 44{,}1$ mA (lembre-se que $I_E = I_B + I_C$)

Não devemos "acreditar" cegamente nas curvas características fornecidas pelo fabricante, pois elas são u'a "média" das características de um tipo de transistor e, como as características do transistor variam largamente de uma para outra unidade, o "jeito" é empregar um osciloscópio e levantar estas curvas para o transistor em questão.

Afirmamos acima que a união base-emissor, com polarização direta, apresentava uma resistência de baixo valor comparado com o de R_B, podendo ser desprezada na maioria das aplicações práticas; é isso que iremos verificar.

Denominemos de R_{EE} a resistência ôhmica do emissor. Esta resistência se opõe à corrente de emissor desde a região da base através do próprio material do emissor. O valor desta resistência pode ser determinado por intermédio das curvas características típicas, porém, se não se dispõe destas curvas, pode-se avaliar, com uma certa precisão, o valor de R_{EE} pelas seguintes fórmulas:

$$R_{EE} \cong \frac{100}{I_E \text{ (mA)}} \qquad \textbf{(III)}$$

para transistores de germânio

$$R_{EE} \cong \frac{700}{I_E \text{ (mA)}} \qquad \textbf{(IV)}$$

para transistores de silício

As duas expressões acima são válidas para todos os transistores de união (exceto os de potência), cujas correntes de coletor sejam menores que 20 mA, aproximadamente. Além disso, devemos ter em mente que R_{FE} é a resistência do emissor, porém somente para correntes contínuas.

Além disso, o valor de R_{EE}, quando é considerado ou visto desde a base, não é o mesmo que quando considerado desde o emissor. Quando se considera desde a base, R_{EE} é $(\beta + 1)$ vezes maior, como será explicado adiante. Assim, para um transistor de silício em que, por exemplo, $I_E = 20$ mA, o valor de R_{EE} (visto do emissor) é, de acordo com a expressão **(IV)**, $700/20 = 35\ \Omega$; pois bem: se beta é 99, teremos um valor de R_{BE} (visto da base) de $(99 + 1) \times 35 = 3\,500\ \Omega$ e, por apresentar um valor diverso do anterior, a representaremos por R_{BE}, isto é, $R_{BE} = 3{,}5\ \Omega$.

O fato de R_{BE} ser $(\beta + 1)$ vezes maior que R_{FE} se explica como segue: se na região de emissor a corrente é de 2 mA e a corrente de base, digamos, é de 40 μA, isto irá acarretar que as resistências relativas devam ser diferentes. Esta situação é análoga a se ter duas resistências em paralelo: pelas mesmas irão circular correntes de intensidades diferentes. Suponhamos, para efeito de fixação de idéias, que a tensão entre estas duas resistências seja de 200 mV; se por uma delas circular 2 mA a sua resistência, de acordo com a Lei de Ohm, será E/I ou $0{,}2/0{,}002 = 100\ \Omega$; se a corrente que passa pela outra resistência é de 40 μA, a sua resistência será: $0{,}2/0{,}00004 = 5$ kΩ. É esta, praticamente, a situação que existe na união base-emissor. Como a corrente de emissor é $(\beta + 1)$ vezes maior que a de base, é evidente que a "resistência" referente a esta corrente será $(\beta + 1)$ vezes menor que a outra.

Podemos dizer então: na região base-emissor de um transistor há dois valores distintos de resistência — R_{EE} é o valor visto desde o emissor, enquanto R_{BE} é o valor visto desde a base.

Observemos que o valor de R_{BE} pode ser desprezado na presença dos valores usuais de R_B — o primeiro é da ordem de alguns quilohms, enquanto R_B é da ordem de algumas centenas de quilohms.

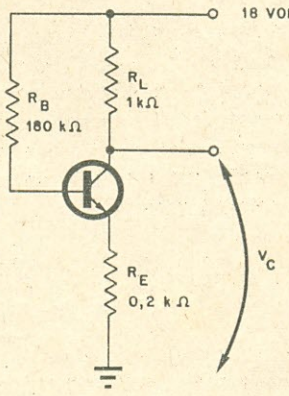


Figura 16

Voltemos à nossa reta de carga, agora com um circuito um pouco mais complexo que o anterior (veja a fig. 16). Imediatamente vem:

$$I_{C\ (max)} = \frac{V_{cc}}{R_L + R_E} =$$

$$= \frac{18}{1 + 0{,}2} = 15 \text{ mA} \quad \text{e}$$

$$V_{CE\ (max)} = V_{cc} = 18 \text{ volts}$$

Estes dois limites de operação do circuito permitem traçar-se a reta de carga sobre as curvas características do transistor em pauta.

A primeira operação para se determinar o ponto de operação CC do circuito é determinar a corrente CC (ou de repouso) de base. O processo é análogo ao anterior, só que agora temos que considerar a resistência R_E de emissor. "Olhando" desde a base para a massa teremos que considerar vários valores. Um deles é o resistor de 200 ohms e, no que tange à corrente de base, esta resistência é $(\beta + 1)$ vezes maior que seu verdadeiro valor. Além disso, R_{BE} (resistência equivalente da união) também é $(\beta + 1)$ vezes maior que seu verdadeiro valor R_{EE}. Para calcular este último necessitamos do valor de I_E o qual, por sua vez, está condicionado ao valor de I_B, o que nos leva a um círculo vicioso. Devemos portanto atribuir um valor arbitrário para I_E; como a corrente máxima de coletor é 15 mA e ainda porque normalmente a polarização de um amplificador é feita no ponto médio da reta de carga, é justo tomarmos o valor de I_E como sendo a metade da máxima corrente de coletor, ou $I_E \cong 15/2 = 7{,}5$ mA. Empregando a expressão **(III)** — pois o transistor é de germânio — vem:

$$R_{EE} \cong 100/7{,}5 \cong 13{,}33$$

Este valor deve ser multiplicado por $(\beta + 1)$ para se obter o valor de R_{BE}. O valor de β pode ser avaliado por intermédio das curvas características apresentadas, fornecendo um valor em torno de 80. Lembremo-nos de que, por definição, beta é a razão entre I_C e I_B de um transistor. Sendo assim, temos:

$$R_{BE} = (\beta + 1)\ R_{EE} \text{ ou } R_{BE} =$$
$$= (80 + 1)\ 13{,}33 \cong 1\,080\ \Omega$$

Por outro lado, o valor de R_E visto pela base é (80 + 1) vezes maior que seu valor real (200 Ω), ou seja: $81 \times 200 = 16\,200\ \Omega$.

A soma dos valores de R_{BE} com este último é efetivamente a resistência total vista pela base até a massa do circuito; iremos representá-la abreviadamente por R_I. Então:

$$R_I = (\beta + 1)\ (R_{EE} + R_E) \qquad \textbf{(V)}$$

ou $R_I = 1\,080 + 16\,200 = 17\,280$ ou aproximadamente 17,3 kΩ

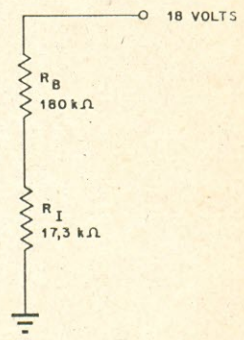


Figura 17

O circuito equivalente para estas considerações é visto na fig. 17 e, a partir do mesmo, podemos escrever:

$$I_B = \frac{V_{cc}}{R_T} \qquad \textbf{(VI)}$$

onde $R_T = R_B + R_I$.

Desta forma:

$$I_B = \frac{18}{180 + 17{,}3} \cong 0{,}091 \text{ mA}$$

(aprox. 0,09 mA)

Como o beta do transistor é 80, a corrente de coletor deve ser 80 vezes maior que 90 μA (0,09 mA).

$$I_C = \beta \cdot I_B = 80 \times 0{,}09 = 7{,}2 \text{ mA}$$

Como $I_E \cong I_C$, podemos determinar agora as quedas sobre o resistor de carga e de emissor, porém, antes observemos que o valor "arbitrário" escolhido para I_E (7,5 mA) está muito próximo do real acima obtido.

$$E_{RL} = I_C \cdot R_L = 7{,}2 \times 1 = 7{,}2 \text{ volts e}$$

$$E_{RE} = I_E \cdot R_L \cong 7{,}2 \times 0{,}2 = 1{,}4 \text{ volt}$$

A tensão V_c referida à massa será então a diferença entre V_{cc} e E_{RL}, ou seja:

$V_e = V_{cc} - E_{RL} = 18 - 7{,}2 = 10{,}8$ volts

Por outro lado, V_{CB} (tensão entre coletor e emissor) é a diferença entre V_c e E_{RE} ou, o que é a mesma coisa, entre V_e e V_B. Assim:

$V_{CB} = V_c - V_E = 10{,}8 - 1{,}4 = 9{,}4$ volts

Os valores acima obtidos determinam o ponto Q do transistor.

As várias simplificações realizadas nos cálculos anteriores não são totalmente corretas; fornecendo um valor aproximado para I_E chegamos ao valor exato, porém, o valor de R_{EE} que se deduziu é menor que o seu valor efetivo devido às diferenças entre os valores de I_E. Além disso, a suposição de que I_C é quase igual a I_E introduz erros que se tornarão tanto mais acentuados quanto menor for o valor de beta.

Como na maioria das aplicações empregam-se resistores de tolerância superior a 5% para a polarização do transistor, este erro será certamente pequeno e, quase com certeza, menor que o erro introduzido pelas tolerâncias dos componentes.

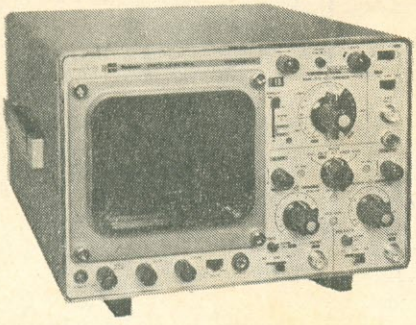
Ω

INSTITUTO R. T. MONITOR S.A.

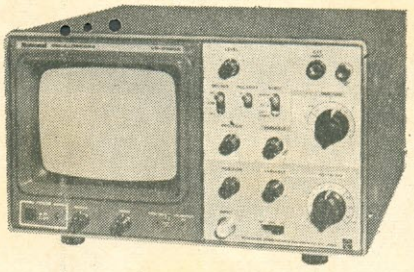
A MAIOR ESCOLA DE ENSINO POR CORRESPONDÊNCIA DA AMÉRICA LATINA

RUA TIMBIRAS, 263 — FONE: 220-7422 — S. PAULO

Osciloscópios National. Infalíveis.



OSCILOSCÓPIO 10MHz
- MODELO VP-5260A
- Faixa de freqüência de 0 - 10MHz
- Sensibilidade de 2mV/div.
- Duplo traço



OSCILOSCÓPIO 10MHz
- MODELO VP-5100A
- Faixa de freqüência de 0 - 10MHz
- Sensibilidade de 20mV/div.
- Traço simples.

Garantia Integral 1 ANO

National Osciloscópio National

NATIONAL DO BRASIL COMERCIAL LTDA.
MATRIZ: Av. Ermano Marchetti, 780 - São Paulo
Tels.: 260-5525, 261-3975, 261-5519, 261-6160 e 261-7838

DCGNA

O IMPACTO DOS MICRO-COMPUTADORES

Engº Orlando Bonfanti Jr. *

A imagem que se tem quando se analisa a atual tecnologia de semicondutores é de uma enorme vitalidade e crescimento. Quem vê o exemplo das memórias semicondutoras, que há dez anos praticamente não existiam, e hoje dominam o setor de armazenamento de dados, com centenas de tipos e dezenas de fornecedores; quem viu o curto intervalo de tempo e a grande escala em que as válvulas foram substituídas por transistores e os transistores por circuitos integrados, e o aparecimento da integração em larga escala, não duvidará do prognóstico dos especialistas: o futuro da eletrônica está na técnica digital e esta nos micro-computadores. Para isto, existe toda uma série de razões plausíveis, tanto do ponto de vista técnico como funcional.

O aparecimento no mercado em 1971 do componente MICRO-PROCESSADOR significou o início de uma nova onda inovadora, semelhante à introdução do transistor ou do circuito integrado. No entanto, dois aspectos são totalmente novos e dificultam o começo do convívio com o novo elemento. O primeiro é que mesmo para a construção de um equipamento convencional, como um instrumento de medida, ou um controle de elevador, é necessário o conhecimento de computação, caso se queira utilizar as possibilidades que um micro-processador oferece; o segundo é que não se tem que lidar com um ou mais componentes semicondutores, mas sim com um SISTEMA.

Sabe-se que o computador foi inicialmente usado somente para aplicações complexas, tais como processamento de dados no campo comercial e no controle de processos tecnológicos sofisticados no campo industrial. Essa é a razão pela qual o computador foi encarado até recentemente como sendo volumoso e caro (por volta de 150 000 dólares).

U'a mudança desta situação começou a esboçar-se com o desenvolvimento contínuo da tecnologia dos semicondutores. Da evolução do SSI ("Small Scale Integration") para o MSI ("Medium Scale Integration") foi possível então construir-se um mini-computador, que reduziu significantemente o volume e o custo dos grandes equipamentos (por volta de 30 000 dólares).

O último passo nessa direção, a avalanche do LSI ("Large Scale Integration"), conduziu ao micro-computador. Tornou-se possível integrar em uma pastilha de semicondutores, de forma monolítica, muitos milhares de componentes.

Desde então encontramo-nos na condição de, com apenas alguns poucos circuitos integrados, implementar todas as funções de um computador e, em conseqüência disto, ele pode ser realizado em um pequeno volume com um preço bem menor do que um mini-computador. De maneira análoga resolvem-se hoje problemas com o emprego de computação, o que até então era impossível por razões de custo e dimensões.

Mas, o que é um micro-computador? O que é um micro-processador? O que são e o que fazem, como funcionam e por que são "tão fa-

* Laboratório de Aplicação ICOTRON S.A

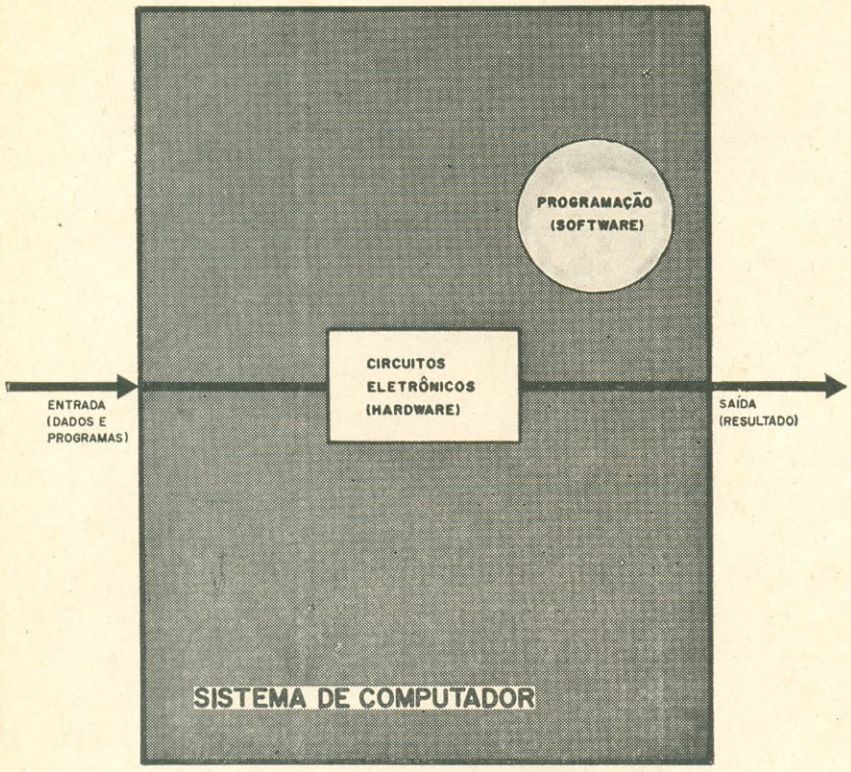


Figura 1

"Hardware" e "Software" em um sistema de computador.

lados"? Comecemos por entender o que é um sistema. Por este termo entende-se, de u'a maneira geral, um complexo que recolhe as informações da ENTRADA, a seguir apresentando reações bem definidas na SAÍDA. Um sistema é caracterizado desta forma pelas saídas que se apresentam em função das entradas aplicadas.

Considerando-se um computador podemos dizer que ele é formado por dois elementos essenciais: o **"Hardware"** e o **"Software"** (fig. 1).

"Hardware" — Um circuito eletrônico inalterável.

"Software" — Uma programação que pode ser feita como se queira.

Do mesmo modo considera-se o sistema de um computador caracterizado pela participação de computador e dispositivos periféricos como sendo o "Hardware"; o programa do usuário e o sistema operacional como sendo o "Software" (fig. 2).

O computador é o cérebro do sistema, enquanto que os aparelhos periféricos, que podem ser memórias, interfaces ou dispositivos de entrada e saída, executam o contacto do sistema com o meio exterior.

O que o computador faz é determinado pela programação, sob cujo controle ele trabalha (programa do usuário), enquanto que o sistema operacional executa a supervisão da operação conjunta dos diversos componentes do sistema.

O computador divide-se nas seguintes partes fundamentais:

Processador Central — (UCP — Unidade Central de Processamento) — Contém a unidade de controle e a unidade aritmética. Na unidade aritmética são executadas as operações aritméticas (por exemplo, edição) e lógicas (por exemplo, combinações AND de variáveis Booleanas), enquanto que a unidade de controle se ocupa da execução das instruções que o computador recebe.

Memória Principal — Onde é arquivado o programa e os dados que se encontram momentaneamente em uso.

Controles de Entrada e Saída — Executam a troca de informações com o meio exterior.

A Memória Principal é subdividida em: Memória de Programa, onde o programa do usuário (específico para a aplicação) é armazenado de maneira fixa e imune à falta de energia; Memória de Dados, que armazena as informações que se alteram freqüentemente.

Um micro-computador possui em princípio a mesma construção e opera de maneira semelhante. Pelo fato do micro-computador ser na maioria de suas aplicações organizado, programado e empregado com um objetivo específico, resultam todavia algumas particularidades (fig. 3).

A UCP de um micro-computador chama-se micro-processador. Em contraste com a restante técnica de computação, é normal em micro-computadores designar-se como UCP (micro-processador) as unidades de controle e aritmética. Na técnica de computação convencional a memória principal é considerada ainda como uma parte da UCP.

Os micro-computadores têm por base BUS, ou seja, ligações para transportes de dados, através das quais todas as unidades principais do computador são interligadas. Pelo bus estas unidades recebem dados, endereços de memória e sinais de controle.

A maioria dos micro-computadores apresenta um determinado custo em lógica adicional, que é composta por circuitos digitais "Standard" que não pertencem ao grupo de componentes do micro-computador, fornecendo a ele o "Hardware" necessário à realização de suas tarefas especiais. O significado desta lógica adicional está hoje em dia consideravelmente reduzido, pois os fabricantes de componentes estão introduzindo circuitos integrados especiais para a solução de todos os possíveis problemas de aplicação. Como exemplo de lógica adicional temos: circuitos de interrogação e prioridade, circuitos de DMA ("Direct Memory Access"), lógica de controle de periféricos, etc.

MODO DE FUNCIONAMENTO DE UM MICRO-COMPUTADOR

Podemos tentar agora esclarecer como trabalha um micro-computador, isto é, quais são os papéis que seus elementos desempenham. Podemos utilizar como exemplo u'a máquina de lavar roupas controlada por um micro-computador; tal aparelho não é no momento economicamente interessante, mas é bastante didático.

Vamos admitir inicialmente que o controlador da máquina

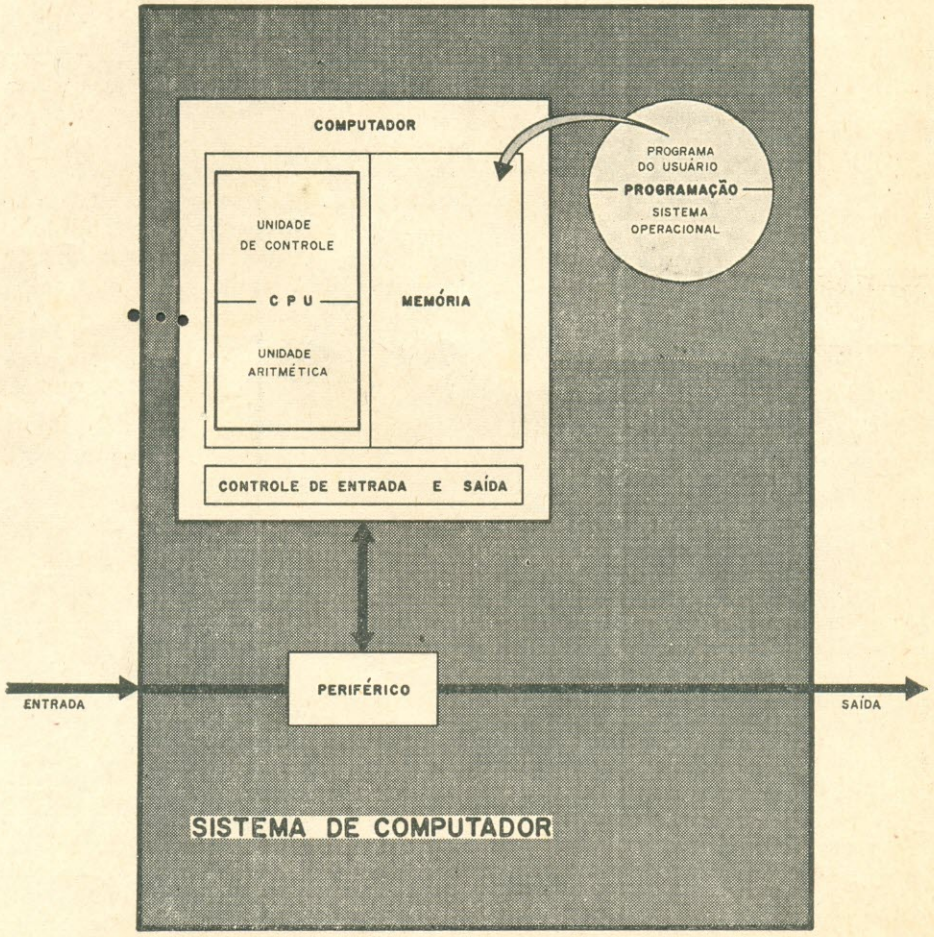


Figura 2
Esquema de um sistema de computador.

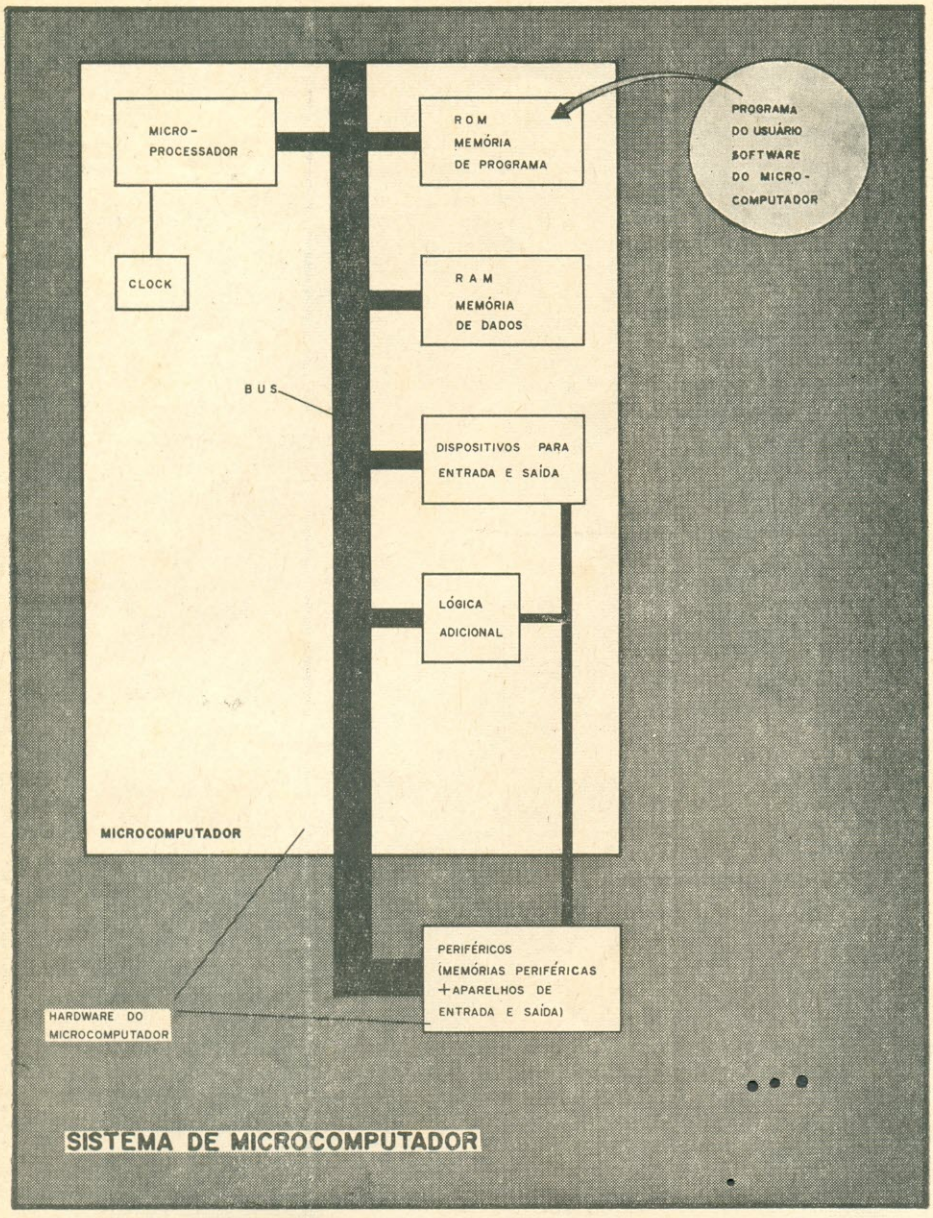


Figura 3

Esquema de um sistema de micro-computador.

foi substituído por um micro-computador. Desta forma a máquina de lavar roupas completa foi apresentada de modo correspondente ao esquema da fig. 3, como um Sistema de Micro-computador na fig. 4.

O sistema compõe-se de um micro-computador que está interligado com os elementos periféricos através de dispositivos de entrada e saída. Os elementos periféricos, em nosso caso, são por exemplo:

— o sensor de temperatura em conjunto com o conversor analógico-digital (que converte o sinal analógico para a forma binária), sendo aqui considerado como dispositivo de entrada;
— a chave de seleção do programa, através da qual se escolhe a temperatura de lavagem, do mesmo modo um dispositivo de entrada;
— o contactor e o motor que é acionado para fazer a centrifugação, podendo ser considerado como dispositivo de saída, ao qual o micro-computador transmite a instrução: "comece a etapa de centrifugação" (observa-se aqui a diferença com o processamento de dados comercial: lá são emitidos principalmente contas e textos, enquanto que os sinais de um sistema de micro-computador se constituem principalmente de processos físicos);

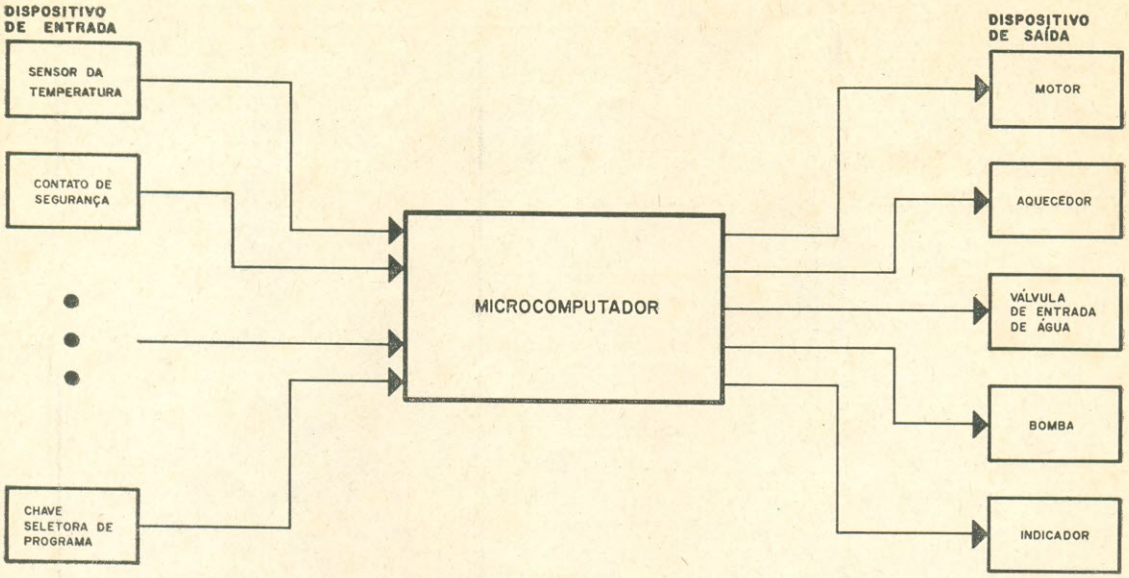


Figura 4

Diagrama em blocos de u'a máquina de lavar roupas.

— a lâmpada de controle, que indica o fim da lavagem, de forma análoga um dispositivo de saída para a informação: "fim do processo de lavagem".

Esta periferia e os componentes do micro-computador (UCP, ROM, RAM, E/S) formam o "Hardware" do nosso sistema de micro-computador. Como "Software" comparece em nosso caso apenas o programa de aplicação: ele consiste de instruções isoladas e determina o que a máquina executa. Caso se deva alterar o comportamento da máquina (por exemplo, uma versão mais barata que tenha dois programas de lavagem a menos), tem-se que mudar somente o programa de aplicação.

Podemos afirmar que os micro-computadores podem substituir, em quase todas as áreas de aplicação, os atuais circuitos lógicos "hardwired", altamente desenvolvidos, nos quais a função de controle é determinada pela maneira da interligação de portas e circuitos lógicos.

Podemos afirmar ainda que a revolução dos micro-computadores está localizada nesta "mudança de mentalidade", onde a função de controle passa a ser localizada em um **programa** armazenado em u'a memória. Isto proporciona também um custo menor, pois bits de memória são muito mais baratos do que portas lógicas.

A "chave" de todas as vantagens é a sua programabilidade, pois para uma multiplicidade de aplicações basicamente diversas são empregados os mesmos componentes padrão, fabricados em série e de preço reduzido, apenas com uma programação diversa. Eles podem não apenas executar melhor e economicamente as tarefas da eletrônica digital, mas também oferecem ao fabricante de equipamentos uma flexibilidade até então desconhecida. Permitem também o acesso mais rápido a dois desenvolvimentos já iniciados: a digitalização de funções analógicas em instrumentação, controle e comunicações, e a substituição por funções eletrônicas, o que até então era feito mecanicamente.

Ω

ESTUDE ELETRÔNICA

O NOVO CURSO PRÁTICO DE ELETRÔNICA DO INSTITUTO MONITOR É O MAIS ATUALIZADO DO MOMENTO. SOLICITE INFORMAÇÕES PREENCHENDO O CUPOM DA PÁGINA 48-A.

Usos para os Amplificadores Operacionais

Colaboração do Labor. do Instituto Monitor

Os amplificadores operacionais integrados podem ser utilizados numa ampla faixa de aplicações, que se estende desde instrumentos de precisão até circuitos de áudio e osciladores simples. Podemos dizer que um amplificador operacional nada mais é do que um amplificador de tensão, cujo ganho depende do tipo específico de circuito e da quantidade de realimentação negativa utilizada.

Normalmente, os amplificadores operacionais são dotados de uma etapa de entrada, que consiste num amplificador diferencial e por diversas etapas seguintes de amplificação até uma saída de potência, todas acopladas diretamente de modo a se garantir que o circuito, na sua totalidade, possa operar desde com sinais de altas freqüências até tensões contínuas.

Para o caso do amplificador operacional 741, um dos mais populares atualmente, o ganho sem realimentação é de 106 dB.

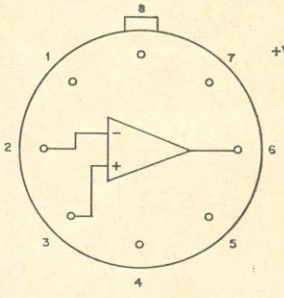
Evidentemente, tais circuitos não podem ser usados como amplificadores de potência, pois a sua dissipação é de apenas 50 mW, mas em aplicações que exijam a amplificação de pequenos sinais ele se torna ideal. Assim, podemos usar amplificadores operacionais em pré-amplificadores de áudio, misturadores, amplificadores para instrumentos, osciladores, controles ativos de tonalidade, osciladores, etc.

Em nosso mercado encontramos diversos tipos de amplificadores operacionais e um dos mais comuns é o 741, em torno do qual apresentamos a seguir alguns projetos práticos (fig. 1).

I — Geradores de ondas retangulares

A base deste oscilador é um circuito integrado do tipo 741. Sua alimentação é proporcionada por duas baterias de 9 volts. A realimentação positiva necessária à manutenção das oscilações vem através do resistor de 10 MΩ ligado entre a saída e a entrada não inversora (fig. 2).

Os componentes têm seus valores calculados de tal modo que a freqüência de operação do oscilador está em torno de



Tensão máxima de alimentação: ±22 V
Potência máxima: 50 mW
Ganho: 106 dB
Impedância de entrada: 1 MΩ
Faixa de freqüências de operação: 0-1 MHz

Figura 1

Características básicas do amplificador operacional 741.

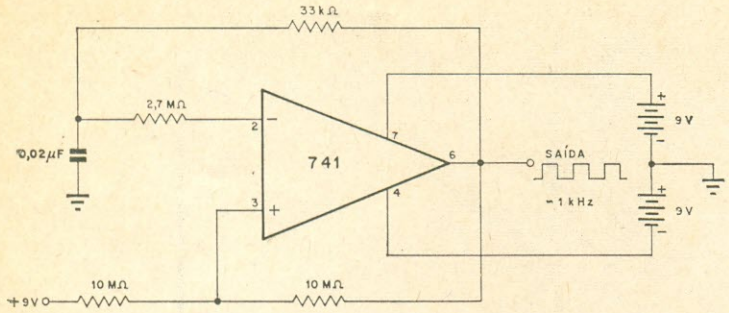


Figura 2

Oscilador de ondas retangulares.

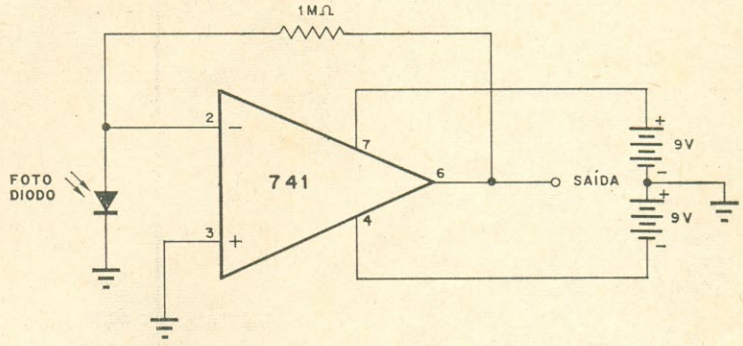


Figura 3

Amplificador para foto-diodo.

1 kHz. Observamos que a impedância de saída do amplificador operacional em questão é de 50 ohms, aproximadamente, e que este é dotado de uma proteção interna contra eventuais curto-circuitos em sua saída.

II — Amplificador para foto-diodo

Este circuito é utilizado na amplificação de sinais de um foto-diodo, podendo servir para diversas finalidades (fig. 3).

Uma de suas possíveis aplicações é como receptor de um sistema de intercomunicação óptica, como por exemplo do tipo usado para transmitir sons de um televisor a um sistema de audição individual. O transmissor consiste num foto-diodo infra-vermelho modulado pelo sinal de áudio do aparelho transmissor, e na saída deste circuito podemos ligar diretamente um fone de 50 ohms de impedância.

A sua alimentação, como nos outros casos, deve vir de uma fonte simétrica formada por duas baterias de 9 volts.

Evidentemente, a sensibilidade do aparelho dependerá muito do foto-diodo, se bem que o amplificador operacional opere neste circuito com um ganho bastante elevado.

III — Filtro passa-baixas

Na fig. 4 temos o diagrama de um filtro que permite a amplificação de sinais cujas freqüências sejam menores que 1 kHz e bloqueia os sinais cujas freqüências sejam superiores a 1 kHz.

Suas possibilidades de aplicações são muitas, como por exemplo em sistemas de controle remoto, na eliminação de

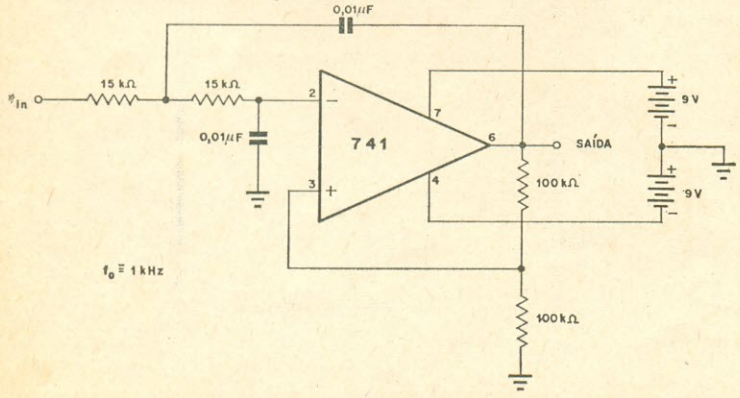


Figura 4

Filtro passa-baixas.

ruídos de determinadas freqüências, etc.

A alimentação também é proveniente de uma fonte dupla formada por duas baterias de 9 volts.

IV — Oscilador para 100 kHz

Na fig. 5 temos o diagrama de um oscilador controlado a cristal para a freqüência de 100 kHz, fornecendo um sinal de saída retangular. Esse oscilador pode ser usado com as mais diversas finalidades, como por exemplo em bases de tempo para circuito lógico, ou ainda como marcador de freqüência para receptores de comunicação.

Naturalmente, o cristal utilizado pode ser de outra freqüência, caso em que o oscilador o acompanhará na freqüência gerada. É claro que a freqüência do cristal não pode ser superior à máxima freqüência de operação do amplificador operacional, que no nosso caso é de 1 MHz, pois este não apresentará ganho suficiente para manter as oscilações.

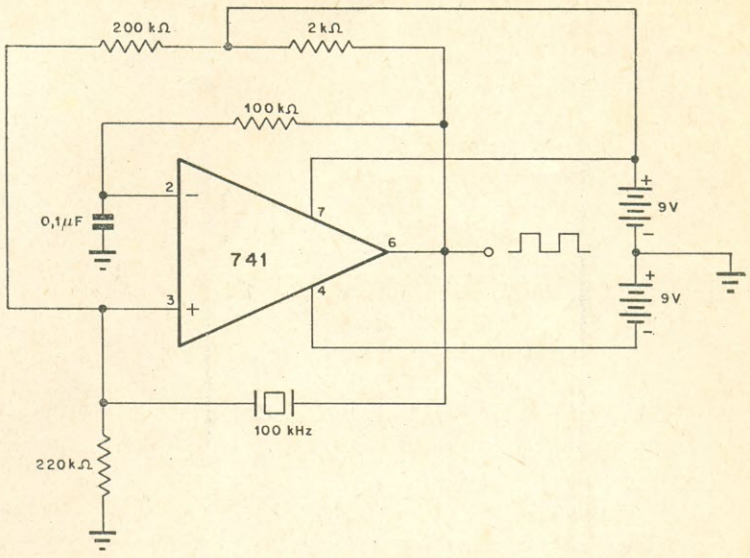


Figura 5

Oscilador de 100 kHz.

A alimentação, neste caso, também vem de uma fonte simétrica formada por duas baterias de 9 volts.

Ω

MANUAIS NATIONAL

Acabamos de receber uma pequena remessa dos manuais deste fabricante, em Inglês. Formato 15 × 21 cm.

LINEAR INTEGRATED CIRCUITS
670 páginas, 1975 — Cr$ 250,00

LINEAR APPLICATIONS, Vol. 1
290 páginas, 1976 — Cr$ 200,00

MEMORY DATA BOOK
520 páginas, 1976 — Cr$ 250,00

INTERFACE INTEGRATED CIRCUITS
550 páginas, 1975 — Cr$ 200,00

AUDIO HANDBOOK
186 páginas, 1976 — Cr$ 200,00

Atendemos pelo reembolso postal, com despesas por conta do cliente, cobrando uma taxa de Cr$ 5,00 por livro mais o franquiamento postal.

LITEC

LIVRARIA EDITORA TÉCNICA LTDA.

AGORA

Rua dos Timbiras, 257 — Tel.: 220-8983
Caixa Postal 30 869 - 01000 - São Paulo

Conheça o novo Curso Prático de Eletrônica do Instituto Rádio Técnico Monitor S.A.

Solicite informações preenchendo o cupon da pág. 80-A e enviando à Rua dos Timbiras, 263 — S. Paulo.

REVISTA MONITOR de Rádio e Televisão

Nº 347
ANO XXX
MARÇO
1977

REGISTRO
386. P. 203/76
DCDP - DPF

Fundada em outubro de 1947 por Nicolás Goldberger

Sumário

Conta-Giros Digital 29
Circuitos Controladores para Música Eletrônica 36
Estabilização Térmica de Transistores 42
Dispositivos Opto-Eletrônicos Semicondutores — 7ª Parte 47
Secção do Principiante: Conversão de Binário para Decimal 53
Transceptor Especial para Telecomunicações, Operando na Faixa de VHF/UHF — Parte VII 55
Noticiário Industrial 61
Telecomunicações em Pauta — XIII — Eletrônica (3) 63
O Impacto dos Micro-Computadores 74
Usos para os Amplificadores Operacionais 80
Livros em Revista 84

NOSSA CAPA: Veja o artigo da página 74.

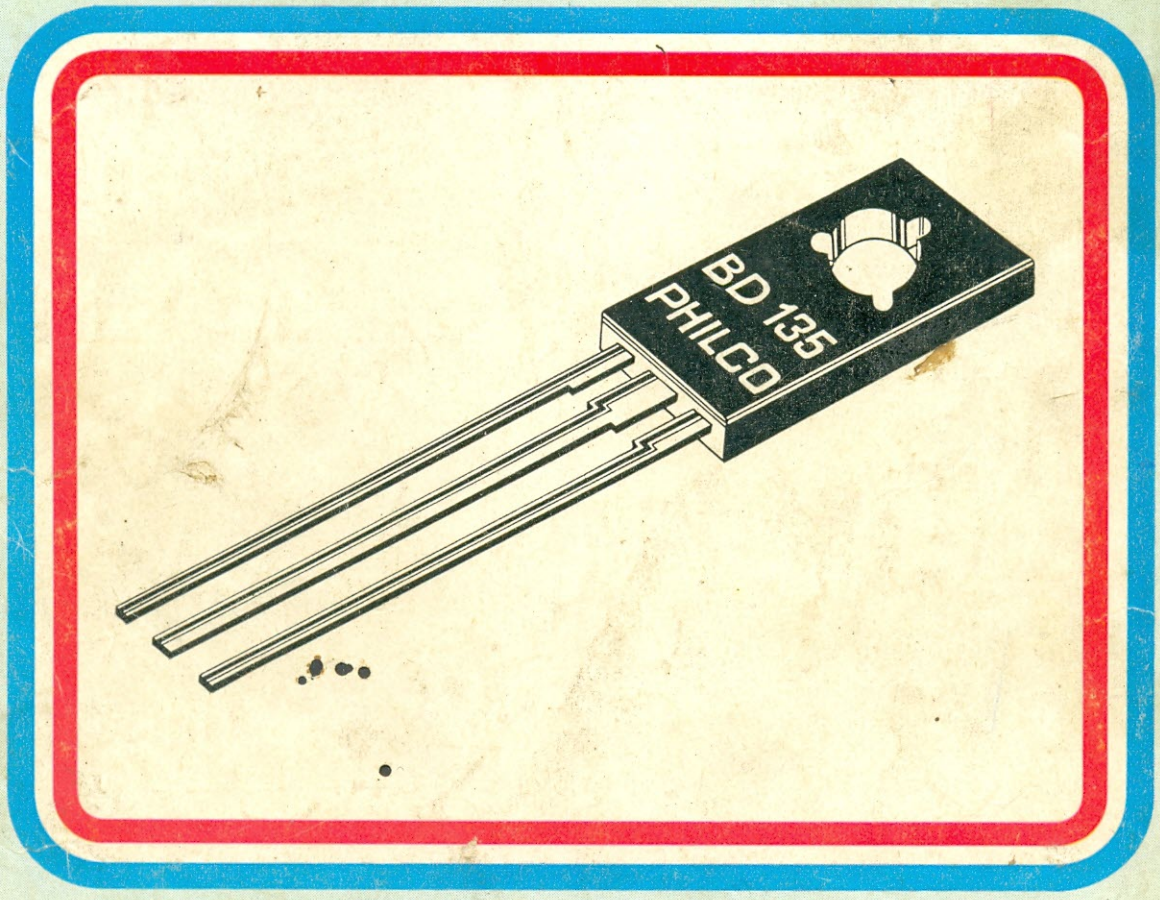
PROIBIDA A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DOS ARTIGOS E ILUSTRAÇÕES PUBLICADOS NESTA REVISTA
Os artigos assinados são de inteira responsabilidade de seus autores. O conteúdo e a matéria redacional dos anúncios são de responsabilidade do anunciante.

PHILCO lança nova linha

TRANSISTORES DE POTÊNCIA TO-126 (SOT-32)

Transistores para
saída de vídeo - 12,5 watts

BF 457 - 160 V
BF 458 - 250 V
BF 459 - 300 V



Pares complementares
para uso geral - 12,5 watts.

NPN	PNP
BD 135 - 45 V	BD 136 - 45 V
BD 137 - 60 V	BD 138 - 60 V
BD 139 - 100 V	BD 140 - 100 V

Para maiores informações:
Philco Rádio e Televisão Ltda.
Fábrica de Semicondutores

Departamento de Vendas
Rua Santa Virgínia, 299 - São Paulo
CEP 03084 - Caixa Postal 4753
Tel.: 295-3011 - Ramal 398

SEMICONDUTORES
PHILCO Ford