

REVISTA MONITOR DE

RÁDIO e TELEVISÃO

FEVEREIRO

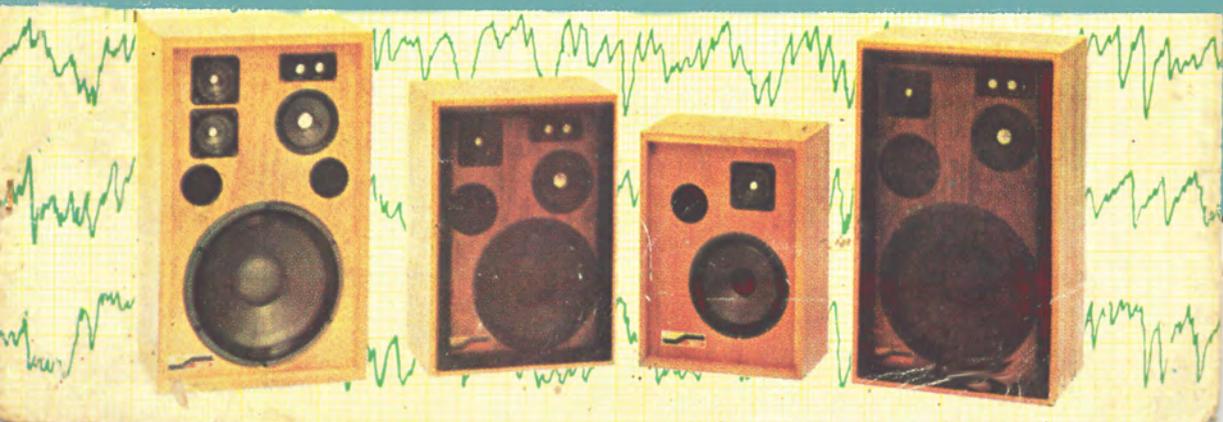
1978

N.º 358

Cr\$ 20,00



RV - 80



FONTE DE ALIMENTAÇÃO SEM TRANSFORMADOR, COM REDUTOR R-C



Aécio Flávio Baraldi Siqueira*

As FASTs (Fontes de Alimentação Sem Transformador) constituem um novo conceito em fontes de alimentação em V CC por não mais utilizarem os tradicionais transformadores de força para o devido abaixamento da tensão da rede elétrica e limitação de corrente.⁽¹⁾ Com o contínuo desenvolvimento de capacitores especiais, onde as características principais são grande capacitância e alta tensão de isolamento, conseguidas com uma considerável redução no tamanho do componente, e também de resistores com grande capacidade de dissipação de potência, foi possível construir células defasadoras tensão-corrente que abaixam a tensão da rede e limitam a corrente através da fonte, substituindo portanto, com inúmeras vantagens, os transformadores de força nas fontes de alimentação.

As inúmeras vantagens de desempenho técnico que as

FASTs apresentam em relação às similares com transformador são:

- melhor fator de forma de onda ("ripple"); a ondulação presente na tensão de saída, à plena carga, foi reduzida a níveis baixíssimos;
- melhor regulação da tensão de saída à plena carga;
- as duas características descritas nos itens acima foram conseguidas com uma substancial redução da capacitância usada na filtragem de onda da fonte;
- não existe nas FASTs o que nas fontes de alimentação com transformador é definido como fator de estabilidade S:

isto significa dizer que nas FASTs a tensão elétrica fornecida pela rede domiciliar poderá variar à vontade, dentro de certos limites definidos pelas características da fonte, que não implicará em alteração alguma no nível do potencial da tensão de saída;

- ausência de tensões induzidas; as FASTs podem ficar alojadas dentro das caixas de abrigo dos circuitos dos aparelhos eletrônicos, em qualquer posição ou lugar, que não induzirão tensões indesejáveis;
- redução do tamanho final de montagem devido aos poucos componentes que utiliza e a miniaturização dos mesmos;

$$S = \frac{\text{Variação da tensão de saída em V CC}}{\text{Variação da tensão de entrada da rede V CA (RMS)}}$$

(1) O autor mantém privilégio sobre o processo, garantido pelo pedido de patente junto ao INPI, sob nº 5 701 369.

*Aluno da FEFAAP

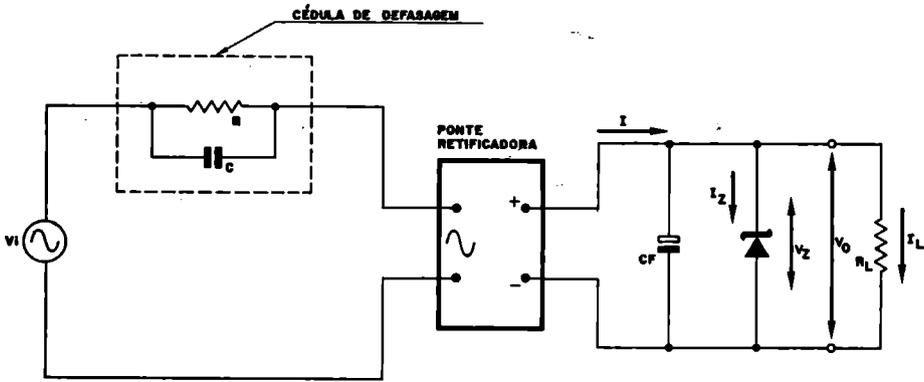


Figura 1

Esquema básico de uma FAST com redutor R-C.

— redução dos custos finais de produção.

INTRODUÇÃO TEÓRICA

É conceito genérico que se um capacitor está submetido a uma tensão de corrente alternada entre seus terminais, por ele atravessará uma corrente proporcional à sua capacitância e à frequência dessa tensão.

Baseando-se neste conceito é possível, então, formar-se células defasadoras tensão-corrente colocando-se resistores e capacitores em paralelo, formando uma impedância tal que reduza a tensão da rede elétrica e limite a corrente pela fonte ou, em última análise, substitua as funções executadas pelo secundário dos transformadores de tensão nas fontes de alimentação.

A fig. 1 mostra o esquema básico de uma FAST com redutor R-C.

Para calcular os valores dos componentes da fonte, em função da corrente máxima que ela deverá fornecer à carga (IL máx.), poderemos utilizar a seguinte fórmula:

$$\frac{V_i - V_o}{Z_{cd}} = I_{L \text{ máx.}} \quad (1)$$

onde:

V_i = tensão de entrada da rede elétrica, dada em RMS (valor eficaz)

V_o = tensão de saída da fonte, em V CC

Z_{cd} = módulo da impedância da célula defasadora

Z_{cd} é dado aproximadamente por:

$$Z_{cd} = \frac{R}{R\omega C + 1} \quad (2)$$

onde:

$\omega = 2\pi f$ e f é a frequência da tensão da rede de distribuição elétrica (geralmente 60 Hz)

C é dado em farads

R é dado em ohms

Com as fórmulas (1) e (2) é possível, então, calcular-se os valores dos elementos que compõem a rede defasadora R-C.

Para uma breve explicação dos fatos que levam as FASTs com redutores R-C requererem menor capacitância na filtragem, tendo-se ainda melhorias no fator de forma de onda e regulação na tensão de saída, vamos recorrer ao que expõem os gráficos da fig. 2.

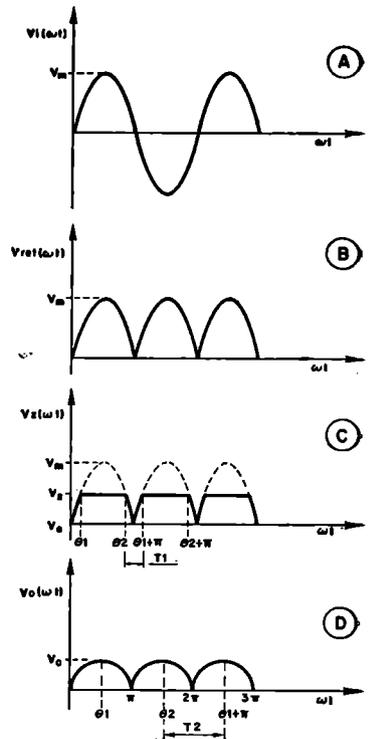
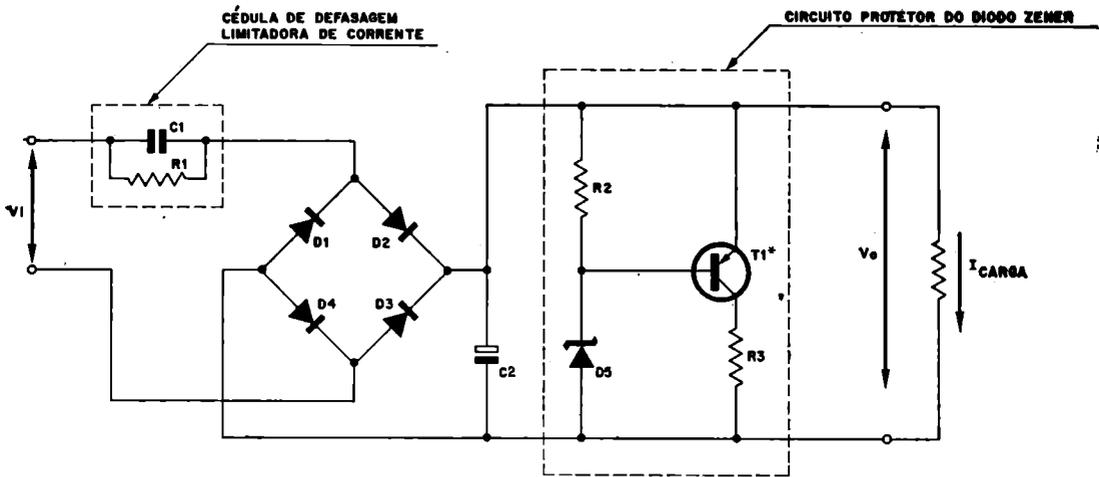


Figura 2

Para u'a melhor compreensão do que vai ser exposto, olhe constantemente para a fig. 1. O gráfico da fig. 2-A mostra a tensão de entrada da rede elétrica, podendo ser representada por $V_i = V_m \sin \omega t$, onde V_m é o seu valor de pico ou valor máximo, atingido de 8,3 em 8,3 ms para a frequência de 60 Hz. A fig. 2-B representa a tensão entrante



* T1 USA DISSIPADOR DE CALOR
(VER OBSERVAÇÃO DA TABELA I)

Figura 3

FASTs com redutores R-C (modelo básico I).

$V_i = 100$ a 125 V CA (RMS)

$V_o = 3$ a 25 V CC (de acordo com os componentes usados)

Ícarga máx. = $0,2$ A

COMPONENTES:

R1 — $8,2$ k Ω — 5 W — de fio
 C1 — $6,8$ μ F — pol. metalizado — 250 V — capacitor de produção especial ou 3 de $2,2$ μ F em paralelo

C2 — 1000 μ F — eletrolítico
 D1, D2, D3, D4 — BY126 ou BY127
 R2 — 180 Ω — $1/4$ W — carvão
 T1 — BD140 ou BD238
 D5 } dependem de V_o (veja Tabela I).
 R3 }

sofrendo retificação de onda completa, enquanto que no gráfico da fig. 2-C temos o nível de potencial onde é feito o fechamento dos picos da forma de onda; este nível de corte corresponde à tensão de referência do diodo zener que fixa o potencial da tensão de saída. Note que toda esta análise está sendo feita com o capacitor CF (capacitor de filtragem) desligado do circuito (veja a fig. 1).

Na fig. 2-C mostramos ainda os ângulos de condução e de corte de θ_1 e θ_2 em que os diodos da ponte retificadora conduzem. Analisemos com alguma profundidade este gráfico e comparêmo-lo com o gráfico da fig. 2-D, onde é mostrado o que ocorre com uma fonte similar a transformador que pretenda entregar a mesma tensão na saída (V_o ou V_z) que entrega a FAST em análise.

Nestes gráficos (C e D), T1 e T2 representam o período de tempo de cada ciclo em que o capacitor do filtro terá que fornecer energia, para que a fonte possa manter o nível V_o da tensão de saída com a máxima regulação e melhor fator de forma de onda. É claramente perceptível nestes dois gráficos que T1 sempre será bem menor que T2, o que implica na utilização de um capacitor de filtro bem menor e, ainda, conseguindo-se todas aquelas vantagens já enunciadas sobre a melhoria do fator de forma de onda ("ripple") e melhor regulação da tensão de saída para as FASTs.

Conseguimos, portanto, justificar estas vantagens que as FASTs levam em relação às similares a transformador sem ter que recorrer a grandes cálculos ou demonstrações difíceis.

DESCRIÇÃO DOS CIRCUITOS

Os circuitos das figs. 3 e 4 são esquemas básicos de FASTs utilizando redutores R-C. O diagrama esquemático da fig. 4 difere do apresentado na fig. 3 apenas por possuir a mais componentes que formam um regulador série, cuja função exclusiva é eliminar ainda mais a ondulação presente na tensão de saída da fonte.

De u'a maneira bastante resumida podemos descrever a função dos componentes da fig. 3 como:

C1 - R1 — formam a célula de defasagem tensão-corrente, cuja impedância reduz a tensão da rede e limita a corrente que a fonte pode fornecer à carga;

D1 - D2 - D3 - D4 — formam a ponte de retificação de onda completa;

R2 - D6 - T1 - R3 — constituem o circuito protetor de diodo zener, cuja função é fixar o potencial de saída, justamente no nível da tensão de referência zener.

Sobre este circuito, julgamos interessante alongarmonos mais em explicações pois, apesar de não parecer, ele constitui a “alma” das FASTs.

A grande dificuldade das FASTs — e os leitores mais minuciosos em análises de circuitos já devem ter percebido — é que, desligada a carga de seus terminais (ou se ela se constituir em carga de impedância variável no tempo, de tal forma que em determinado instante esteja com um valor ôhmico tão elevado), toda a corrente que antes circulava pela carga agora deverá atra-

vessar o circuito interno da FAST. (Isto poderá ser melhor compreendido se o leitor retomar o circuito da fig 1).

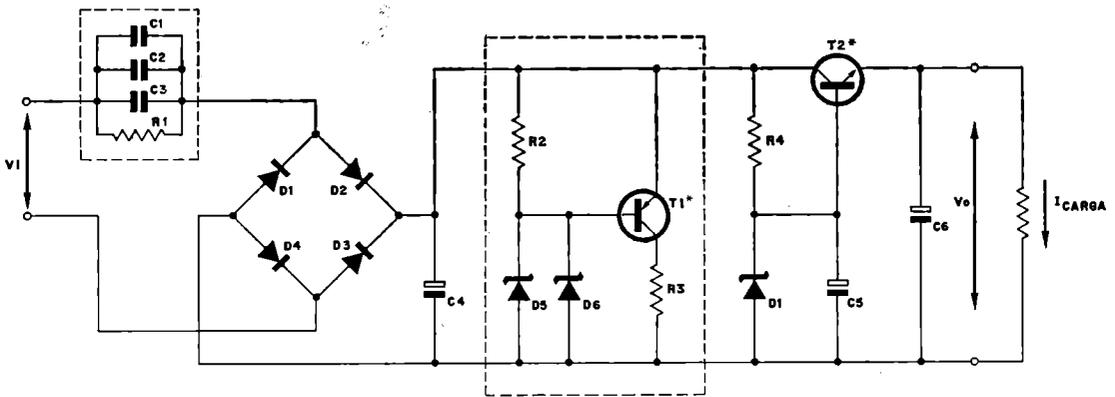
Então, de acordo com a fig. 1, temos que a partir do momento em que IL for cortada, Iz vai ser totalmente igual a I.

Ora, é de conhecimento geral que os diodos zener suportam uma corrente reversa bastante pequena e a sua grandeza está intimamente ligada à capacidade de dissipação de potência desses diodos, bem como com o seu valor nominal de tensão de referência zener. A título de informação, no mercado especializado os diodos zener só são encontrados em uma larga margem de valores de tensão de referência zener para os tipos de 400 mW; já os de 1 W de dissipação total de potência são encontrados com alguma dificuldade e custam bem mais caro, e este aumento de preço é de forma exponencial de acordo

com a capacidade de dissipação de calor.

Então, o que fazer quando, por exemplo, a carga fosse desligada da FAST apresentada no esquema da fig. 3, cuja capacidade de corrente é de 0,2 A à plena carga, e se os diodos zener de 1 W suportam correntes reversas raras vezes superiores a 50 mA?! Deixar toda essa corrente fluir pelos zênens, colocando-se por exemplo quatro componentes em paralelo. Seria uma solução bastante temerária e inconfiável.

Surgiu então a idéia de projetar um circuito que desse proteção ao zener quando ocorresse tal situação, ou seja, sobrecarga de corrente sobre o diodo. O funcionamento deste circuito é bastante simples. Baseia-se no fato de que, a partir do momento em que a corrente de carga começa a ter seu valor reduzido, o montante restante desta corrente, que começaria a atravessar o



* T1 E T2 USAM DISSIPADOR DE CALOR (VER OBSERVAÇÃO DA TABELA II)

Figura 4

FASTs com redutores R-C (modelo básico II).

Vi = 100 a 125 V CA (RMS)
Vo = 3 a 25 V CC (de acordo com os componentes usados)
Icarga máx. = 0,55 A

COMPONENTES:

C1, C2 — 6,8 µF — 250 V — pol. metalizado — capacitores de produção especial

ou 3 de 2,2 µF em paralelo

C3 — 1,5 µF — 250 V — pol. metalizado

R1 — 4,7 kΩ — 10 W — de fio

R2 — 220 Ω — 1/4 W — carvão

R4 — 560 Ω — 1/4 W — carvão

C4 — 220 µF — eletrolítico

C5 — 100 µF — eletrolítico

C6 — 1 000 µF — eletrolítico

D1, D2, D3, D4 — BY126 ou BY127

T1 — BD438 ou BD292 — TIP 32

T2 — BD235 ou BD237, ou ainda BD437 — TIP 31

D5 } dependem de Vo (veja
D6 } Tabela II)
D7 }

R3 }

zener, provoca uma queda de tensão em R2 (veja a fig. 3) de tal forma que este transistor, que antes estava cortado, passa a conduzir fortemente e a corrente que atravessaria o zener agora flui pelo coletor do transistor, que tem uma capacidade de dissipação de potência dezenas de vezes superior ao diodo.

Portanto, o circuito resolveu, ao mesmo tempo, dois problemas: o da dissipação de calor do zener, trazendo com isso maior confiabilidade ao circuito da FAST, e redução de

custos, visto que o transistor de potência é bem mais barato que o diodo zener de potência, que aliás é peça raríssima no mercado.

Continuando a descrição geral do circuito da FAST apresentado na fig. 3, temos que C2 forma a capacitância para filtragem da tensão de saída.

DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO APRESENTADO

O protótipo apresentado baseia-se no circuito da fig. 4;

foi construído em chapa de circuito impresso padronizado da Solhar e possui as seguintes características de desempenho técnico de funcionamento:

$$V_i = 100 \text{ a } 125 \text{ V CA (RMS)}$$

$$V_o = 8,2 \text{ V CC}$$

IL máx. = 0,55 A
Ondulação ("ripple") à plena carga (IL = 0,55 A) < 20 mV (RMS)

Regulação de tensão de saída à plena carga < 5%

TABELA I
VALORES DE D5 E R3 EM FUNÇÃO DA TENSÃO V CC QUE SE QUEIRA NA SAÍDA DA FONTE

Vo (V CC) (5% de tolerância)	5	10	15	20	25
D5 (zener) BZX79	C4V3	C9V1	C14	C19	C24
R3	6,8 Ω/1 W	15 Ω/5 W	22 Ω/5 W	27 Ω/5 W	39 Ω/5 W

Obs.: O transistor T1 deverá ser montado em dissipador construído com alumínio de 2 mm de espessura, com uma área de 40 cm², ou então ser montado em dissipador equivalente que tenha uma RTh D-A (resistência térmica dissipador-ambiente) igual a 10°C/W.

TABELA II
VALORES DE D5, D6, D7 e R3 EM FUNÇÃO DA TENSÃO V CC QUE SE QUEIRA NA SAÍDA DA FAST

Vo (V CC) (5% de tolerância)	5	10	15	20	25
D5 = D6 (BZX79)	C12	C18	C22	C27	C33
D7 (BZX79)	C5V6	C11	C16	C21	C26
R3	6,8 Ω/5 W	10 Ω/5 W	15 Ω/10 W	22 Ω/10 W	22 Ω/10 W

Obs.: Os transistores T1 e T2 deverão ser montados no mesmo dissipador de calor, que deverá ser aproximadamente 80 cm², ou então o dissipador equivalente deverá ter uma RTh D-A igual a aproximadamente 80 cm, ou então o dissipador equivalente deverá ter uma RTh D-A igual a 4°C/W. Estes resultados foram obtidos através dos dados de manual dos transistores da "Texas" TIP 31 e TIP 32. Ω



CAIXAS ACÚSTICAS PARA ALTO-FALANTES

Colaboração da IBRAPE

O bafle infinito

No artigo "Os Alto-Falantes de Bobina Móvel", publicado na Revista nº 356, discutimos de maneira sucinta o curto-circuito acústico. Vamos agora tratar novamente desse assunto, porém de maneira mais completa. Quando o cone se move para a frente, ocorre a compressão do ar na sua parte frontal e a rarefação na sua parte posterior. Quando o alto-falante está montado num bafle relativamente pequeno, o ar comprimido transborda pela periferia do bafle para a zona de rarefação ainda presente na parte posterior, inibindo assim a excursão do cone. Esse efeito está mostrado na fig. 1.

O "curto-circuito acústico", como é comumente chamado, torna-se pior nas baixas frequências devido ao fato de que o período destas vibrações é relativamente longo em comparação com as frequências altas. Vejamos qual o efeito disto numa nota de 50 Hz. O período de uma única vibração completa é de 1/50 de segundo, e a metade de uma vibração (o tempo necessário para a compressão e rarefação

do ar) é de 1/100 de segundo. Nesse tempo a onda se deslocou a uma distância de $1/100 \times 340 \text{ m} = 3,4 \text{ m}$.

Para evitar que a compressão do ar, em um dos lados do bafle, tenha efeito apreciável na rarefação do outro lado, a distância entre o centro de compressão, ou rarefação, e a periferia do bafle deve ser de **pelo menos a metade** de 3,4 m, para uma nota de 50 Hz.

Disto se conclui que o comprimento mínimo do lado de um bafle, para evitar o curto-circuito acústico de uma determinada nota, deverá ser

a metade do comprimento de onda dessa nota. Portanto, para uma nota de 50 Hz o bafle deverá ter uma área de $3,4 \times 3,4 = 11,56 \text{ m}^2$.

Obviamente, quanto maior o bafle, menor será a frequência em que irá ocorrer o cancelamento acústico. Se construíssemos um bafle infinitamente grande, a atenuação dos graves não começaria antes da frequência de ressonância e a resposta então cairia 12 dB/oitava à medida que a frequência fosse sendo reduzida. Daí se segue que para se obter a melhor resposta de graves de um alto-falante é desejável um bafle infinito.

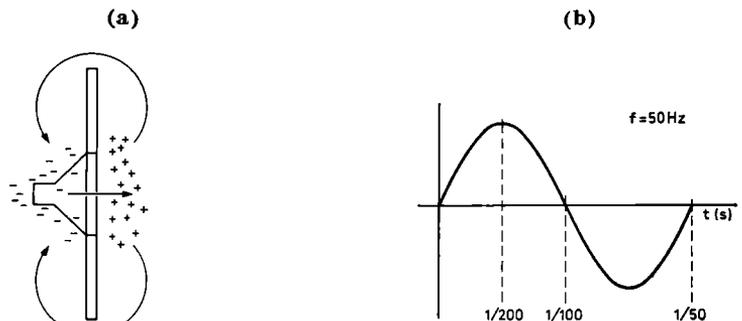


Figura 1

- (a) Efeito de um bafle pequeno causando curto-circuito acústico.
(b) O tempo necessário para a metade de uma vibração em 50 Hz é de 1/100 de segundo.

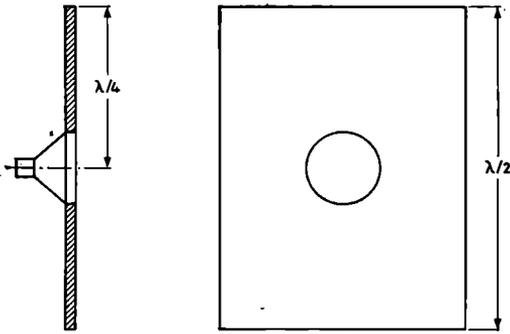


Figura 2

O tamanho mínimo de um baffle é de meio comprimento de onda para uma dada frequência.

Sistemas de caixas acústicas herméticas

A finalidade do baffle é evitar o cancelamento acústico do som irradiado. Mas o baffle infinitamente grande é apenas um conceito teórico, e as limitações práticas reduzem rapidamente a utilidade que se pode obter de um baffle. Entretanto, pode-se obter o mesmo resultado dobrando-se o baffle ao redor e atrás do alto-falante, de maneira a formar uma caixa fechada.

Embora uma caixa totalmente fechada e um baffle infinito sejam muitas vezes considerados sinônimos, existe um fato da maior importância entre eles: o ar no interior da caixa é comprimido quando o cone se desloca para dentro, e expandido quando o cone se desloca para fora. Isto, evidentemente, não ocorre com o baffle. A variação da pressão do ar no interior da caixa tem o efeito de u'a mola (conectada ao cone) expandindo-se e

contraíndo-se; como resultado, a rigidez dessa "mola" altera a frequência efetiva de ressonância do alto-falante. O grau de alteração depende do volume de ar no interior da caixa.

Vamos considerar agora mais detalhadamente o efeito da caixa. Como sabemos, a frequência de ressonância de um alto-falante é dada por

$$f_r = \frac{1}{2 \pi \sqrt{(M_d C_s)}} \quad (I)$$

onde M_d é a massa dinâmica e C_s é a compliância das suspensões. A massa dinâmica M_d é constituída por $M_c + M_a$, onde M_c é a massa das partes móveis e M_a é a massa do ar que se move em ambos os lados do cone. A equação (I) aplica-se somente a alto-falantes fora de qualquer tipo de caixa ou baffle, e sob condições de "espaço livre", normalmente encontradas somente em câmaras anecóicas.

Com base na equação (I) podemos calcular a compliância de um alto-falante:

$$C_s = \frac{1}{4 \pi^2 f_r^2 M_d} \quad (II)$$

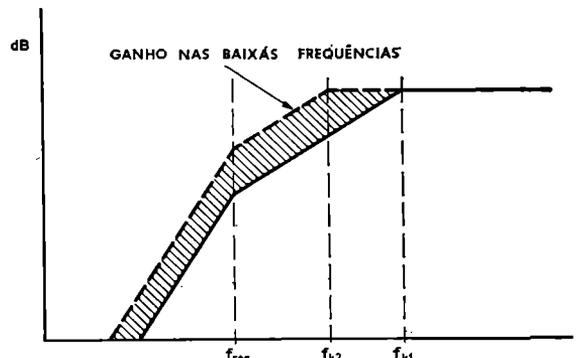
O método para determinação tanto da compliância como da massa dinâmica é a tomada de duas medições. Primeiro, a frequência de ressonância (f_r) é encontrada aplicando-se um sinal controlado a um alto-falante, fora da caixa, em uma câmara anecóica. É então aplicada ao cone u'a massa conhecida m e uma nova frequência de ressonância mais baixa (f_m) é determinada. Da equação (II):

$$C_s = \frac{1}{4 \pi^2 f_m^2 (M_d + m)} \quad (III)$$

Uma vez que os valores da compliância C_s foram os mesmos durante ambas as medi-

Figura 3

Curva mostrando a melhoria proporcionada por um baffle na resposta de graves. (A linha tracejada mostra a resposta com baffle, enquanto que a linha cheia mostra a resposta sem baffle).





ções, as equações (II) e (III) podem ser combinadas, resultando

$$4 \pi^2 f_m^2 (M_d + m) = 4 \pi^2 f_r^2 M_d \quad e$$

$$M_d = \frac{mf_m^2}{f_r^2 - f_m^2} \quad (IV)$$

O valor de M_d , obtido da equação (IV), pode ser substituído na equação (II) e então calculada a compliância C_s .

Quando o alto-falante é montado numa caixa hermética, o volume interno de ar atuará como uma rigidez que deverá ser adicionada à rigi-

dez do sistema de suspensão do alto-falante, isto é, a rigidez total se torna $S_s + S_b$, onde S_b é a rigidez do ar no interior da caixa. Agora, a compliância é a recíproca da rigidez; conseqüentemente

$$S_s + S_b = \frac{1}{C_s} + \frac{1}{C_b} = \frac{C_s + C_b}{C_s C_b} \quad (V)$$

Disto vemos que a equação (I) pode ser agora modificada para incluir o efeito da caixa e a nova frequência de ressonância para a combinação do alto-falante numa caixa hermética se torna

$$f_{\text{sistema}} = \frac{1}{2 \pi} \times$$

$$\times \sqrt{\frac{C_s + C_b}{M_d \times C_s \times C_b}} \quad (VI)$$

Esta equação para a frequência de ressonância do sistema não leva em consideração certos efeitos de radiação e a alteração na carga de ar quando o alto-falante é montado em uma caixa.

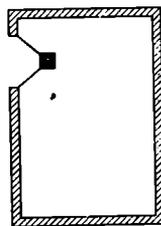


Figura 4

Um sistema de caixa hermética impede qualquer entrada ou saída de ar.

TABELA 1

VALORES DE MASSA E RIGIDEZ PARA "WOOFERS" SOB CONDIÇÕES DE ESPAÇO LIVRE

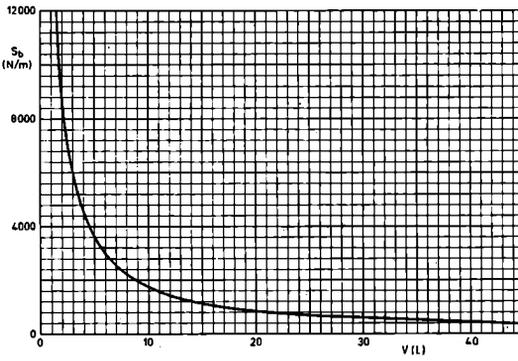
Tipo do "woofer"	diâmetro nominal (pol.)	diâmetro efetivo do pistão (mm)	M_c (g)	M_s (g)	M_d (g)	C_s (mm/N)	f_r (Hz)
AD7060	7	125	9,6	0,57	10,43	1,2	45
AD7066	7	125	9,6	0,57	10,43	1,2	45
AD8061	8	160	11,6	1,2	12,8	1,12	42
AD8066	8	160	15,1	1,2	16,3	1,02	39
AD8067	8	160	24,6	1,2	25,8	0,8	35
AD1065	10	200	32,4	2,3	34,7	1,82	20
AD10100	10	200	32,4	2,3	34,7	1,17	25
AD1265	12	250	38	4,5	42,5	1,49	20
AD12100	12	250	46	4,5	50,5	1,39	19

M_d = massa móvel total = $M_c + M_s$; M_c = massa das partes móveis; M_s = massa do ar (alto-falante fora da caixa) = $2 r^3 \rho \sigma$, onde r = raio, $\rho \sigma$ = 1,17 kg/m³.



Figura 5

A rigidez de uma caixa hermética aumenta rapidamente para baixos volumes. A curva mostra a rigidez, em função do volume, para uma caixa com um "woofer" de 7 polegadas.



Se combinarmos agora as equações (VI) e (I), o aumento proporcional na frequência de ressonância será

$$\frac{f_{sist.}}{f_r} =$$

$$= \sqrt{\left(1 + \frac{C_s}{C_b}\right)}$$

(VII)

Se o alto-falante ocupar menos que um terço da área do baffle no qual ele está montado, a relação da frequência de ressonância do sistema de alto-falante em caixa hermética ($f_{sist.}$) para a frequência de ressonância do alto-falante fora da caixa (f_r) é aproximadamente

$$\frac{f_{sist.}}{f_r} = \sqrt{\left[0,87 \left(1 + \frac{C_s}{C_b}\right)\right]}$$

(VIII)

Esta equação pode ser livremente utilizada no projeto de caixas acústicas herméticas normais para alta fidelidade. O valor da compliância das suspensões do alto-falante pode ser calculado conforme indicamos anteriormente, ou obtido na Tabela I para os alto-falantes de graves mais usuais.

A rigidez do ar no interior de uma caixa hermética depende do volume desta e da área do "pistão" equivalente. Expressando-se isto em termos de compliância, a compliância de uma caixa é dada por:

$$C_b = \frac{V}{\rho c^2 A^2} \quad (IX)$$

onde:

- V = volume da caixa
- ρ = densidade do ar
- c = velocidade do som
- A = área do "pistão" equivalente

Para fins práticos essa fórmula pode ser simplificada para:

$$C_b = 0,72 \times 10^{-3} \times \frac{V}{A^2} \text{ m/N}$$

onde V é o volume da caixa em cm^3 e A é a área do "pistão" em cm^2 .

Como exemplo, vamos determinar a nova frequência de ressonância de um "woofer" quando instalado em uma caixa de 40 litros. Os dados do "woofer" são os seguintes:

- frequência de ressonância (fora da caixa) 28 Hz
- compliância $1,3 \times 10^{-3} \text{ m/N}$

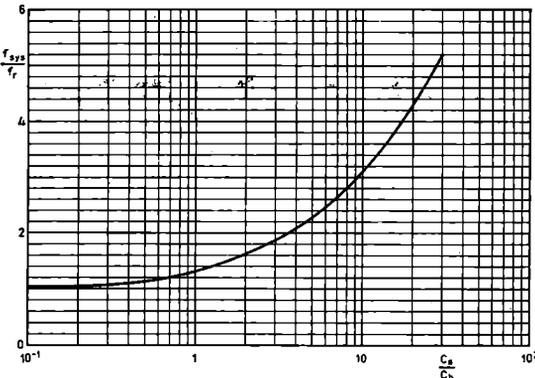


Figura 6

Aumento proporcional na frequência de ressonância de um alto-falante quando instalado numa caixa hermética.



— raio efetivo do cone
7,5 cm

Da equação (X):

$$C_s = 0,72 \times 10^{-3} \times \frac{40 \times 10^3}{\pi^2 \times 7,5^4} = 0,923 \times 10^{-3} \text{ m/N}$$

Substituindo na equação (VIII), temos:

$$\frac{f_{\text{est.}}}{f_r} = \sqrt{\left[0,87 \left(1 + \frac{1,3 \times 10^{-3}}{0,923 \times 10^{-3}} \right) \right]} = \sqrt{(0,87 \times 2,4)} = 1,44$$

$$f_{\text{est.}} = f_r \times 1,44 = 28 \times 1,44 = 40,3 \text{ Hz}$$

Para evitar as operações de extração de raízes quadradas, o leitor pode obter no gráfico da fig. 6 a elevação proporcional aproximada na frequência de ressonância, desde que a relação de compliâncias já tenha sido determinada.

Vemos agora a importância do tamanho da caixa na determinação da resposta de graves. Quando se utiliza uma caixa pequena, a frequência de ressonância de graves do sis-

tema pode-se tornar rapidamente o dobro da frequência de ressonância do alto-falante sozinho; por essa razão, o alto-falante em si deve ter uma frequência de ressonância básica bastante baixa se ele for destinado ao uso em caixas herméticas.

Em nossos artigos anteriores sobre as propriedades gerais dos alto-falantes, consideramos a potência de operação e a capacidade de manejo de potência. Se agora relacionarmos essas características com o desempenho de uma caixa hermética, veremos que a rigidez aumentada do siste-

ma móvel reduzirá as excursões do cone para a mesma potência de entrada na bobina móvel. Em outras palavras, **necessita-se de maior potência para produzir o mesmo nível de pressão sonora, o que significa que a eficiência é reduzida.** Portanto, é extremamente importante que sejam claramente estabelecidas as condições sob as quais a **potência é medida.** Por exemplo, se a capacidade de manejo de potência de um alto-falante num- caixa de 35 litros é estabelecida em 40 W, o alto-falante fora da caixa poderá manejar no máximo 10 W sem sofrer danos.

Em princípio, não existem restrições especiais no projeto de caixas, exceto quanto ao fato de que, se a caixa não tiver revestimento interno, a profundidade deverá ser inferior a um oitavo do comprimento de onda na frequência de ressonância, a fim de evitar problemas com ondas estacionárias. Nas frequências mais altas, entretanto, podem ainda ocorrer ondas estacionárias e, embora elas sejam menos problemáticas que aquelas da frequência de ressonância, costuma-se amortecê-las utilizando-se material absorvente no interior da caixa. Para evitar-se reflexões

internas, a caixa deve ser cheia com um material absorvente adequado. A lã de vidro é o material mais indicado para essa finalidade.

A caixa deve ser realmente totalmente hermética, pois do contrário a resposta de graves será desfavoravelmente afetada. Todas as juntas deverão ser coladas e parafusadas, de preferência com cola especial e em bastante quantidade. Especial atenção deverá ser dispensada à entrada dos fios, que também deve ser hermeticamente fechada. Entre os alto-falantes e o bafle

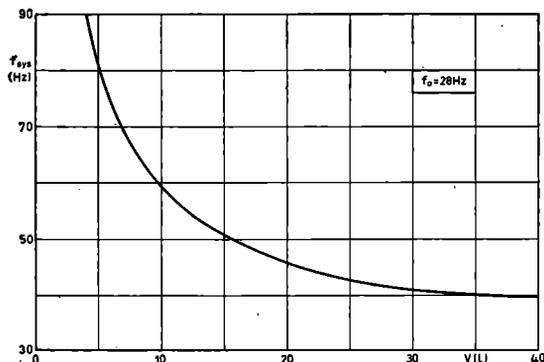


Figura 7

Varição na frequência de ressonância do sistema, em função do volume da caixa, para um "woofer" de 7 pol. com uma frequência básica de ressonância de 28 Hz.

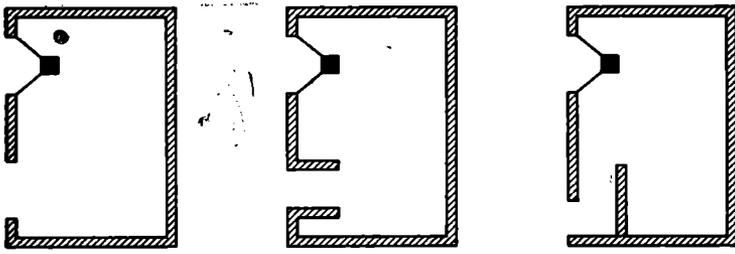


Figura 8

Diferentes formas de construção de uma caixa refletora de graves.

deverão ser utilizadas fitas de poliéster auto-adesivas a fim de evitar "vazamentos" de ar; se o bafle (parte frontal da caixa) for removível, deve-se usar fita de espuma plástica entre o painel frontal e os batentes da caixa aos quais é parafusado.

Em vista da necessidade de se fazer a caixa à prova de ar, e também absorver a radiação posterior do cone do alto-falante, o leitor irá ver agora porque é necessário isolar-se acusticamente o "tweeter" e o "squawker" do "woofer". Todos os "tweeters" e "squawkers" são de construção hermética e não requerem coberturas adicionais à prova de ar. Detalhes completos sobre a construção de sistemas de caixas herméticas serão dados em um próximo artigo.

Caixas refletoras de graves ("bass-reflex")

Nas baixas frequências a radiação da parte posterior do cone representa a metade da potência total radiada. O sistema de caixa refletora de graves faz uso desta radiação. Para tanto é necessário inverter-se o sentido do movimento das partículas de ar na parte posterior do cone antes de adicioná-las à vibração da parte frontal. A caixa toma a forma de uma caixa fechada com o alto-falante montado num bafle, e um orifício, ou abertura, feito na placa do bafle de maneira a permitir o escape da radiação posterior. A reversão da direção do movimento das partículas é conse-

guida pelo efeito de ressonância associado à caixa dotada de abertura.

Como com um ressonador Helmholtz, a ressonância é devida à compliância do ar no interior da caixa e à indutância da massa de ar na abertura. A velocidade das partículas na abertura é aumentada mais que a pressão dessas partículas, com relação à velocidade e pressão de entrada. Isto corresponde à impedância de entrada (apresentada à parte posterior do cone), sendo maior que aquela da abertura.

Este aumento da saída nas baixas frequências depende do ângulo de fase entre a entrada do ressonador e as quantidades na saída. Quando a caixa é ressonante, esse ângulo é de aproximadamente 90° e assim, levando-se em conta os sentidos opostos das partes anterior e posterior do cone, a saída na abertura estará

também 90° fora de fase em relação à radiação frontal do cone. Nas frequências acima da ressonância da caixa, a fase na saída da abertura se desloca para a fase da radiação frontal do cone, aumentando assim a radiação do cone. Nas frequências abaixo da ressonância, a fase na saída da abertura é tal que a radiação é reduzida.

O acoplamento do ressonador ao cone também modifica as características da impedância elétrica. Se a caixa for projetada de maneira a ressonar na mesma frequência de ressonância do cone, o aumento na impedância, anteriormente mencionado, pode ser quase que totalmente suprimido. Numa frequência acima da ressonância, o cone é controlado pela massa (indutivo) e a caixa é controlada pela compliância (capacitiva). Numa caixa abaixo da ressonância, ocorre o inverso. Existem portanto duas possibilida-

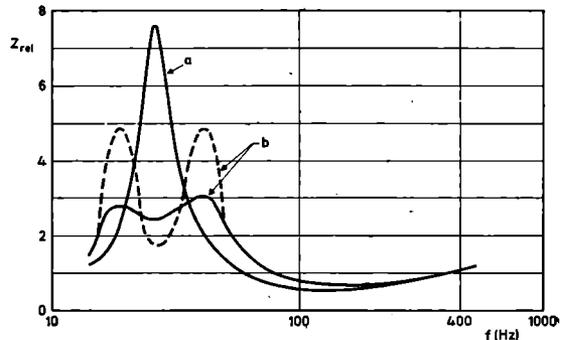


Figura 9

Efeito típico de uma caixa com abertura na impedância do alto-falante. (a) Impedância ao ar livre. (b) Impedância com o alto-falante "fechado"; os picos de frequência e magnitudes dependem da sintonia do sistema e dos fatores Q.



des de ressonância para um sistema de ressonância considerado como um todo. Isto está mostrado pela ocorrência de dois picos na curva de impedância, mostrada na fig. 9.

A "capacitância" de uma caixa varia com o volume desta; a componente "indutiva" é proporcional à relação entre o comprimento e a área da abertura, e é usualmente variada formando-se um ducto ou túnel atrás da área da abertura, de maneira a torná-la similar à do cone. Para permitir uma correção final em um ducto retangular, o fator comprimento/área é aumentado de $1/\sqrt{\text{área}}$. Usualmente faz-se a área da abertura igual à área do cone do alto-falante, de maneira que o volume requerido para uma dada frequência de ressonância é uma função do comprimento do túnel. Um túnel comprido apresenta a vantagem de exigir um menor volume da caixa para uma dada frequência de ressonância. Como regra geral, o túnel não deve ser maior que $1/12$ do comprimento de onda na frequência de ressonância. Com áreas iguais de abertura e de cone, é oferecida u'a maior impedância mecânica à parte posterior do cone e a maior parte da saída vem da abertura.

Prosseguindo no desenvolvimento de sistemas de caixas acústicas herméticas, trabalhos posteriores foram levados a efeito no sistema refletor de graves com o propósito de reduzir seu tamanho e manter sua competitividade. Ao invés da radiação ser aproximadamente igual na parte frontal e posterior na frequência de ressonância do cone, foi introduzido um novo sistema

com pequeno ducto carregado; nesse sistema a maior parte da radiação é proveniente do ducto.

Neste caso, a combinação de reatâncias, a compliância e a massa do ducto, atuam como um transformador de impedância, bem como um inversor de fase acoplado à parte posterior do cone. Isto significa que essa parte do cone "vê" uma rigidez comparável à sua própria suspensão, ou possivelmente maior, de maneira similar ao sistema de caixa hermética. A diferença é que esta rigidez é transformada, por meio do volume da caixa e da massa do ducto, em uma radiação de alta amplitude na boca do ducto.

O resultado global é que, na gama de baixas frequências, pode-se conseguir maior amplitude nos graves com um movimento de cone relativamente pequeno. Uma desvantagem é que a radiação é ainda restringida pelo tamanho da unidade. Alguns tipos têm a abertura do ducto dirigida para baixo a fim de otimizar a radiação.

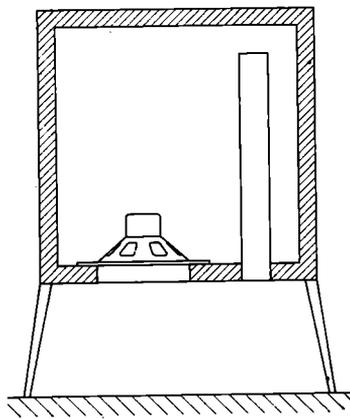


Figura 10

Caixa "reflex", com ducto carregado e suspensão livre, montada sobre pernas para controlar o espaçamento entre o chão e a caixa, a fim de otimizar a radiação.

Caixas com a parte posterior aberta

As caixas com a parte posterior aberta, comumente usadas nos modelos antigos de rádios de mesa e consoles, comportam-se parcialmente como um baffle dobrado. Elas possuem, entretanto, um pico de ressonância em sua característica de resposta, que é principalmente uma função da caixa embora também seja influenciada pelas características do alto-falante. A altura do pico é de 3 a 6 dB para caixas rasas e cerca de 6 a 10 dB para caixas profundas.

As caixas com a parte posterior aberta não são recomendáveis para alta-fidelidade mas, se tiverem que ser utilizadas, deverão ser tão rasas quanto possível e sem obstrução acústica na parte posterior. Elas deverão estar localizadas a pelo menos 15 cm da parede.

Sumário das características das caixas acústicas

Até aqui consideramos apenas os métodos de montagem do alto-falante na caixa. Compararemos agora as características desses diferentes métodos.

O simples painel de baffle é o mais fácil de ser construído e menos dispendioso. Quando ele é suspenso no canto de uma sala, com sua borda superior contra o teto e apontado para baixo, pode-se obter boa qualidade de som até uma certa baixa frequência, que é determinada pelo tamanho do baffle. A potência de operação é baixa, e também o é a capacidade de manejo de potência.

Similarmente, a caixa com a parte posterior aberta pode produzir uma razoável qualidade sonora mas, devido ao seu tamanho restrito e o pico na resposta, seu custo de construção não é compensador em

comparação com as outras alternativas.

A caixa refletora de graves ("bass-reflex") é uma velha favorita e, devido à sua boa resposta de graves, tem sido distinguida com a preferência de inúmeros audiófilos. A maior objeção, entretanto, nesta época de miniaturização, é o tamanho que a caixa deve ter para poder reproduzir as baixas frequências. A potência de operação é baixa e a capacidade de manejo de potência é alta. Uma desvantagem é que o construtor, a não ser que esteja se baseando num projeto já executado e testado, terá que enfrentar um laborioso processo de sintonia, mesmo que possua os instrumentos e conhecimentos necessários.

Temos, por fim, a caixa hermética. Sua construção é relativamente simples e seu projeto é o que apresenta os re-

sultados mais previsíveis. Pode-se obter, com uma caixa de pequeno volume, desempenhos razoáveis em comparação com outros projetos e, do ponto de vista do construtor, podem-se garantir bons resultados. Pode-se obter ótima qualidade com as caixas herméticas, e os esforços do construtor serão amplamente recompensados. A potência de operação é razoavelmente baixa e a capacidade de manejo de potência é alta.

É razoável concluir-se, portanto, que para uma ampla gama de frequências de reprodução, com uma boa gama dinâmica, a caixa hermética e a "bass-reflex" são as mais indicadas. A construção mais simples e o menor volume da caixa hermética, aliados ao seu ótimo desempenho, tornaram-na a mais popular caixa acústica de todos os tempos.



Para concluir, desejamos dar especial ênfase ao fato de que todas as paredes das caixas devem ser rígidas. Embora estejamos mencionando o óbvio, gostaríamos de lembrar que nossos ouvidos recebem o som através das vibrações no ar, e não pelo alto-falante, e não pelas paredes da caixa acústica. A vibração da caixa introduz novas frequências que não estavam no som original, e tal distorção é intolerável. Ponha as pontas de seus dedos levemente sobre o topo de uma caixa acústica. Se, ao aumentar o volume, você sentir qualquer vibração, é indício de que os painéis que constituem as paredes não possuem espessura suficiente.

Ω

MONTE SEU FM MONO OU ESTÉREO COM OS MÓDULOS UNITAC

COMPRE O MÓDULO QUE DESEJAR:

MONOBLOCO DE RF	Cr\$ 200,00
CANAL DE FI	Cr\$ 165,00
DECODIFICADOR	Cr\$ 207,00
FONTE DE ALIMENTAÇÃO	Cr\$ 220,00

**Despesa de frete e correio — Cr\$ 30,00
para uma ou mais unidades**

PEDIDOS ACOMPANHADOS DE CHEQUE VISADO PAGÁVEL
EM SÃO PAULO OU VALE POSTAL EM NOME DE

RADIOTÉCNICA AURORA LTDA.

01208 — Rua dos Timbiras, 263 — Caixa Postal 5009 — São Paulo — SP

Mais uma aplicação para o integrado 555: assustar ladrões

CONCLUSÃO

Aquilino R. Leal

Excluindo o caso da observação feita, vamos instituir (pelo menos tentar!) uma expressão matemática que nos informe o tempo de duração em que a saída se encontra em nível alto (t_H) e o tempo de duração em nível baixo (t_L). Ora, sabemos (?!) que um capacitor se carrega de acordo com a expressão:

$$V_c = V_{cc} (1 - e^{-t/\zeta}) \quad (I)$$

(veja fig. 7)

em que:

V_c é a tensão entre os bornes do capacitor, em volts;

V_{cc} é a tensão da fonte de alimentação, em volts;

e é uma tensão cujo valor aproximado é 2,718281...;

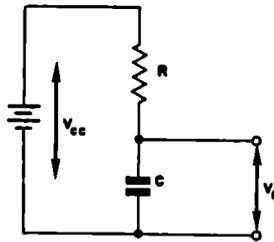


Figura 7

ζ , que se lê "tau", é a denominada constante de tempo, sendo numericamente igual ao produto RC (fig. 7), expressa em segundos quando R e C são, respectivamente, em ohms e farads, e t é o tempo, em segundos.

Desta expressão extraímos:

$$\frac{V_c}{V_{cc}} = 1 - e^{-t/T} \quad (II)$$

o que nos permite traçar a curva cheia mostrada na fig. 8, a partir da tabela abaixo.

Os pontos que nos interessam são aqueles em que $V_c = 1/3 V_{cc}$ e $V_c = 2/3 V_{cc}$ ou, sob outro aspecto:

$$\frac{V_c}{V_{cc}} = 33,33\% \text{ e}$$

$$\frac{V_c}{V_{cc}} = 66,67\%$$

respectivamente correspondendo aos tempos t_1 e t_2 do gráfico e, de acordo com a expressão (II), podemos escrever que o tempo t é calculado por intermédio de

t (s)	0	0,16	0,26	0,36	0,46	0,56	0,66	0,76	0,86	0,96
$\frac{V_c}{V_{cc}}$ (%)	0	9,5	18,1	25,9	33,0	39,3	45,1	50,3	55,1	59,3
			1,06	1,26	1,46	1,66	1,86	2,06	3,06	etc.
			63,2	69,9	75,3	79,8	83,5	86,5	95,0	etc.

De acordo com esta expressão, temos:

para t_1 :

$$t_1 = -\tau \cdot \ln(1 - 0,3333) \Rightarrow \\ \Rightarrow t_1 = 0,405 \cdot \tau \text{ segundos}$$

para t_2 :

$$t_2 = -\tau \cdot \ln(1 - 0,6667) \Rightarrow \\ \Rightarrow t_2 = 1,099 \cdot \tau \text{ segundos}$$

Ora, o tempo de carga do capacitor (t_H), de acordo com a fig. 8, é a diferença entre t_2 e t_1 , ou seja:

$$t_H = t_2 - t_1 = 1,099 \cdot \tau - 0,405 \cdot \tau = 0,694 \tau$$

O valor calculado sem fazer aproximações é $0,693147 \cdot \tau$, que arredondado para apenas três casas decimais, fornece $0,693 \cdot \tau$ e é justamente este o valor que iremos empregar para t_H , ou seja:

$$t_H = 0,693 \cdot \tau \text{ ou}$$

$$t_H = 0,693 \cdot R_{eq} \cdot C$$

R_{eq} é a resistência total de carga do capacitor; no caso, de acordo com o que foi dito, temos:

$$R_{eq} = R_1 + R_2; \text{ então:}$$

$$t_H = 0,693 (R_1 + R_2) C \quad (IV)$$

O tempo t_L de descarga do capacitor é calculado de forma semelhante, ou seja, os capacitores se descarregam segundo a exponencial

$$V_c = V_0 \cdot e^{-t/\tau} \quad (V)$$

onde V_0 é a tensão inicial do capacitor, que no caso corresponde a 66,67% de V_{cc} , isto é, $V_0 = 0,6667 \cdot V_{cc}$; assim, a expressão (V) assume o seguinte aspecto:

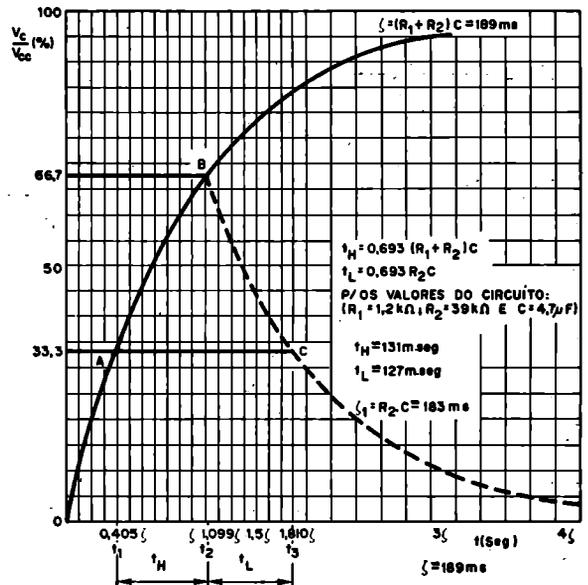
$$V_c = 0,6667 \cdot V_{cc} \cdot e^{-t/\tau}$$

e cujo gráfico pode ser visto na fig. 9, que é uma réplica da curva pontilhada do gráfico da figura anterior deslocado no tempo; com isto, t_3 é numericamente igual a t_L (fig. 9).

Pois bem: de acordo com a expressão anterior, temos:

Figura 8

Aspecto da carga e descarga do capacitor. A operação do mesmo limita-se entre os pontos A, B e C.



quando $t = t_L$ verificamos (fig. 14) que a razão V_C/V_{CC} vale 0,3333; assim,

$$t_L = -\tau \cdot \ln \left(\frac{0,3333}{0,6667} \right) \Rightarrow t_L = 0,693 \cdot \tau \text{ segundos}$$

De acordo com o que foi anteriormente estabelecido, temos:

$$\tau = R_{eq} \cdot C \text{ ou } \tau = R_2 \cdot C$$

Finalmente:

$$t_L = 0,693 \cdot R_2 \cdot C \text{ (VI)}$$

O período T de um ciclo (fig. 6) é

$$T = t_H + t_L \text{ ou}$$

$$T = 0,693 (R_1 + R_2) C + 0,693 R_2 C$$

Finalmente,

$$T = 0,693 (R_1 + 2 R_2) C \text{ (VII)}$$

A frequência f de oscilação é

$$f = \frac{1}{T} \text{ ou}$$

$$f = \frac{1,44}{(R_1 + 2 R_2) C} \text{ Hz} \text{ (VIII)}$$

Para facilitar, é mostrado na fig. 10 um gráfico que fornece diretamente a frequência de oscilação f para diversos valores da soma $R_1 + 2 R_2$ e da capacitância do capacitor C; por meio deste gráfico poderemos alterar convenientemente os valores dos dois resistores (ou capacitor) de forma a obter a frequência desejada sem fazer grandes cálculos. O valor de R_2 tanto afeta t_H como t_L . Quando desejarmos obter um período gran-

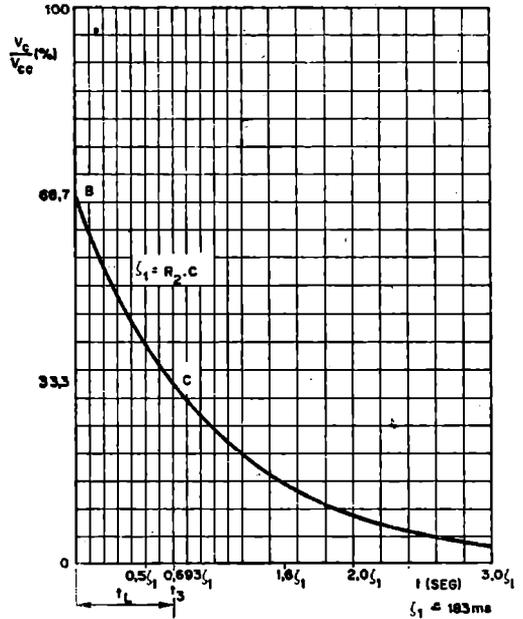


Figura 9

Descarga do capacitor através do resistor R_2 .

de em nível H (muito maior do que em nível L) teremos de tomar, para R_1 , um valor muito maior que o de R_2 , querendo que os dois tempos, t_L e t_H , sejam praticamente os mesmos, o valor de R_2 deverá ser o menor possível; a expressão que se segue serve para determinar esta razão entre os dois períodos:

$$\frac{t_L}{t_H} = \frac{0,693 \cdot R_2 \cdot C}{0,693 (R_1 + R_2) \cdot C} \text{ ou} \frac{t_L}{t_H} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \text{ (IX)}$$

para $t_H \geq t_L$

Assim, se por exemplo quisermos que o nível de saída

baixo (L) se verifique na metade de tempo que o nível alto (H), isto é, se $t_L = 1/2 t_H$, teremos de fazer $R_1 = R_2$, pois

$$\frac{t_L}{t_H} = \frac{1}{2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \Rightarrow R_1 + R_2 = 2 R_2 \Rightarrow R_1 = R_2$$

Com estas "dicas quentes" estamos prontos a fazer qualquer projeto que envolva o integrado 555 como oscilador!

—000—

O projeto desenvolvido destina-se à "proteção" de automóveis que apresentem um

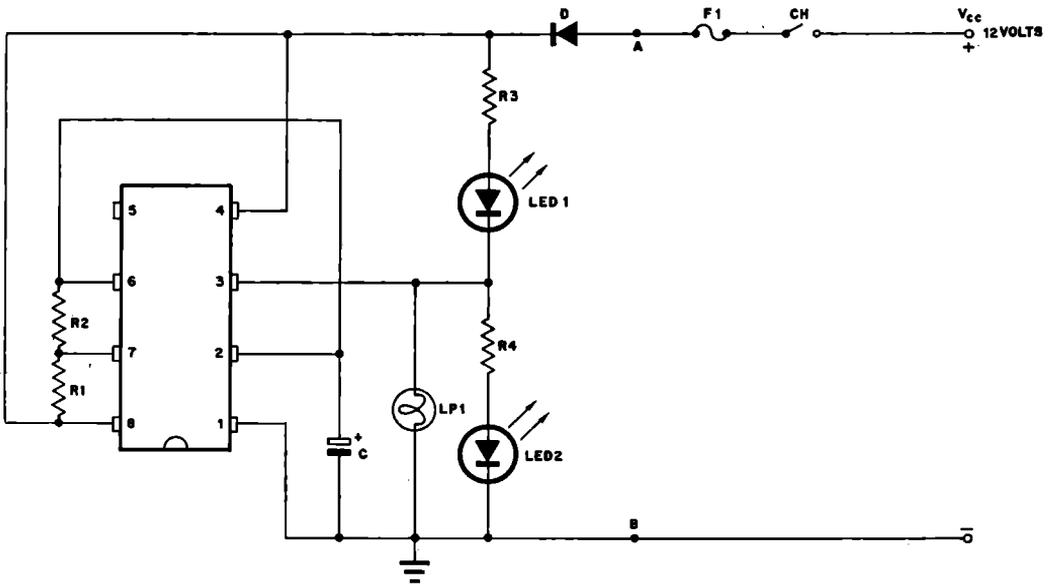


Figura 11

Circuito do protótipo montado pelo autor.

cia de acordo com o "gosto do frequêns", bastando para tal levar em consideração as observações teóricas feitas anteriormente sobre o integrado; é lógico que a frequência não deve ser aumentada de qualquer forma, pois chegaríamos ao limite de não poder "sentir" as "piscadelas" dos pilotos.

A LP1 e o LED2 estão em fase, isto é, quando um acende o outro o acompanha; por outro lado, o LED1 está defasado de 180° dos demais: ele só "acende" quando os outros dois pilotos estão "apagados", e vice-versa.

A MONTAGEM

A montagem do protótipo foi realizada numa parte de uma placa padronizada de circuito impresso, para CI. Estas placas têm a vantagem de vir furadas, podendo comportar até 12 CI de 16 pinos, tipo d.i.l. (dual-in-line). A parte da placa aproveitada pode ser vista na fig. 12, que a mostra pelo lado cobreado,

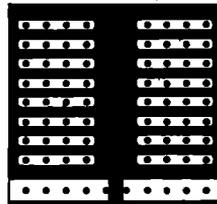


Figura 12

Placa empregada no protótipo, em tamanho natural; observar que foi interrompida a veia inferior do cobre.

com uma pequena alteração numa das veias de cobre. A distribuição dos componentes na placa não é crítica mas, para facilitar é mostrado na fig. 13 o "lay-out" adotado na montagem do protótipo. Quem quiser pode confeccionar sua própria placa.

A INSTALAÇÃO

O protótipo foi instalado... Adivinham onde? Dentro de uma saboneteira plástica!!

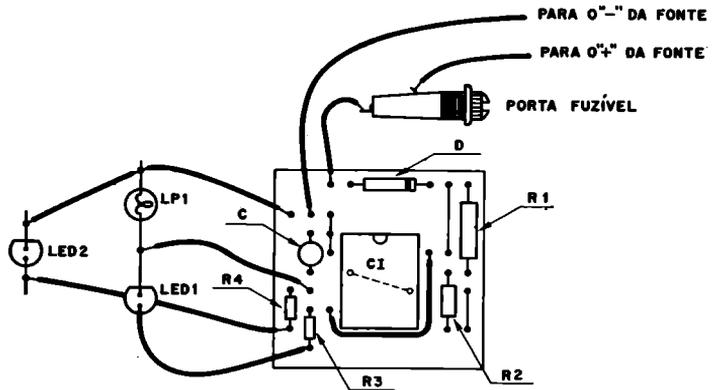


Figura 13

Distribuição dos componentes na placa e as fiações. A linha pontilhada trata-se de uma ligação feita pelo lado cobreado da placa.

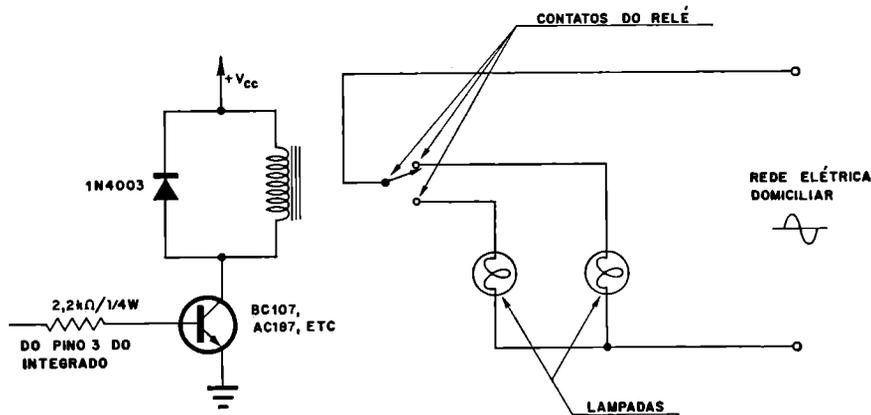


Figura 14

Com um transistor e um relé, conforme é mostrado, podem ser comutadas cargas de maior potência.

Estas saboneteiras são encontradas à venda em qualquer supermercado. Com o ferro de soldar (quente, é claro) fazemos cinco furos: dois deles se destinam aos LED, outro para a lâmpada, um outro para o porta-fusível e, finalmente, o último serve para a saída dos dois fios de alimentação e os fios “voadores”, que não têm a mínima utilidade, a não ser a de impressionar! É lógico que o diâmetro de cada buraco irá depender do diâmetro do componente a ser nele inserido; a distribuição

da lâmpada e dos LED fica a critério do montador, que para efeito de orientação pode se guiar pela fotografia do protótipo.

A chave CH que liga (ou desliga) o circuito foi instalada fora da saboneteira — leia-se caixa — num pequeno buraco existente no painel do carro.

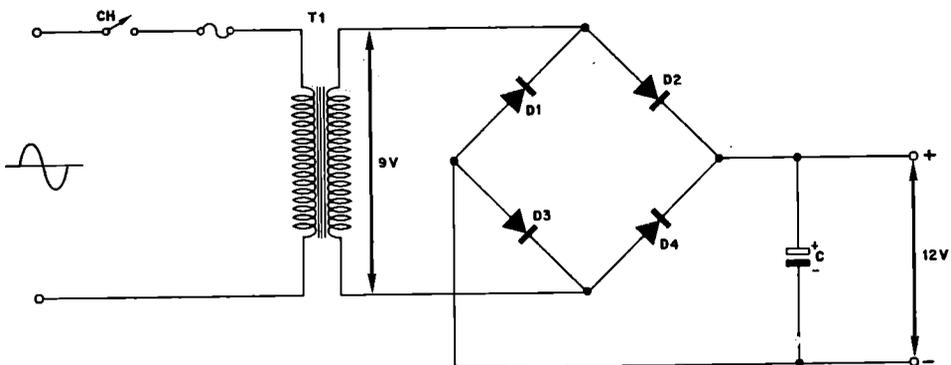
Foram colados com Araldite (Durapoxi também serve) dois “knobs” na parte lateral da “caixa”, para tornar o dispo-

sitivo, aparentemente, mais sofisticado e mais robusto!

Não esquecer da frase alusiva ao alarme. Esta deve ficar bem próxima da lâmpada incandescente, de forma a se poder ler do lado de fora do veículo sob qualquer ângulo.

De resto, é só esperar que o ladrão apareça e... saiba pelo menos ler!

Para poder instalar mais pilotos (recomenda-se um máximo de 4 a 6 LED) ou para



T1 - TRANSFORMADOR 110V - 9V/500mA
 D1 A D4 - 1N4001 OU EQUIVALENTE
 C - CAPACITOR ELETROLÍTICO 1000µF/25V

Figura 15

Fonte de alimentação sugerida para o circuito, quando alimentado diretamente pela rede domiciliar.



Aspecto do protótipo montado pelo autor.

poder manipular maiores potências deveremos optar por um relé cuja bobina tenha uma resistência em torno de 200 Ω , e cuja tensão de operação seja compatível com a tensão de alimentação do circuito; seus contactos deverão suportar, com bastante folga, a corrente solicitada pela carga. Vamos exemplificar: suponhamos que queremos manipular duas lâmpadas de 60 W cada uma, piscando alternadamente; pois bem — o contacto deverá suportar uma corrente de $60 : 110 \cong 0,55$ A (com folga deveremos optar por 1 A), para o caso da ali-

mentação da rede elétrica ser de 110 volts; quando a rede for de 220 volts, teremos de ter contactos que suportem: $60 : 220 \cong 0,3$ A (0,5 A satisfaz). A fig. 14 mostra a forma empregada para obter-se o "pisca-pisca psicológico de alta potência".

Quando o circuito for usado em residências poderemos fazer uma pequena fonte de alimentação, como sugere a fig. 15, juntamente com a lista de material.

De resto... bons divertimentos!

LISTA DE MATERIAL

- 1 integrado 555, como por exemplo o NE 555, SN 52555, UA 555, etc.
 - 1 soquete de 8 pinos tipo d.i.l., para o CI
 - 2 LED (um verde e outro vermelho), tamanho grande, de preferência
 - 1 diodo 1N4003 ou equivalente — 0,5 W
 - R1 — resistor de 39 k Ω — 1/4 W (laranja-branco-laranja)
 - R2 — resistor de 1,2 k Ω — 1/4 W (marrom-vermelho-vermelho)
 - R3 — resistor de 470 Ω — 1/4 W (amarelo-violeta-marrom)
 - R4 — resistor de 390 — 1/4 W (laranja-branco-marrom)
 - C — capacitor de 4,7 μ F — 16 V
 - E1 — porta-fusível tipo rosca, com um fusível de 1 A ou menos
- Diversos: saboneteira plástica, lâmpada incandescente para 12 volts/50 mA (veja texto), interruptor (CH), fio flexível e rígido, placa de circuito impresso padronizado (veja texto), solda, etc.

Ω

SEUS PRODUTOS SÓ SERÃO
VENDIDOS SE FOREM DIVULGADOS.

MONITOR

PROMOÇÕES E PUBLICIDADE LTDA.

FONE: 220-7422 — S. PAULO

A idéia de utilizar um alvo com formação de diodos de silício em um tubo intensificador (SIT) teve larga aceitação nos últimos anos para câmaras operando em baixos níveis de luz. Neste artigo discutiremos algumas das características do tubo SIT que o levaram a liderar atualmente o emprego em câmaras para baixo nível de luz.

TUBO INTENSIFICADOR COM ALVO DE SILÍCIO: «VISÃO NO ESCURO»*

G. A. Robinson **

Foto-catodo + formação de diodos de silício

O tubo SIT (fig. 1) é um foto-detector utilizando um foto-catodo como superfície sensível à luz e um alvo com formação de diodos de silício, sobre a qual pode ser armazenado um padrão de carga da imagem. O ganho do tubo SIT é proveniente do elevado número de pares elétron-lacuna gerados no alvo quando ele é bombardeado por elétrons de alta energia provenientes do foto-catodo. No alvo de silício do vidicon uma fração dos fótons que entram cria um par elétron-lacuna, mas no alvo de silício do tubo SIT cada foto-elétron pode criar inúmeros pares elétron-lacuna. Um tubo operando com 9 000 volts através da secção do intensificador terá um ganho de elétron de aproximadamente 1 600.

A fig. 2 mostra a relação entre o ganho e a tensão do intensificador. Introduzindo-se uma "camada amortecedora" para absorção de energia em frente ao alvo, a característica de ganho útil é mantida acima de 3 000 volts, onde é melhor o desempenho da secção intensificadora. A camada amortecedora absorve seletivamente os foto-elétrons. Se todos os foto-elétrons possuísem igual energia, poder se-ia esperar que o ganho continuasse em sua diminuição linear à medida que a tensão fosse sendo reduzida até atin-

gir o ponto de corte. Mas, como se observa na fig. 2, existe algum ganho abaixo da tensão de corte projetada, o que nos sugere que alguns elétrons de alta energia passam através da camada amortecedora.

Um tubo SIT, com um ganho de 1 600 e uma sensibilidade de resposta de catodo de $140 \mu\text{A}/\text{lm}$ será aproximadamente 50 vezes mais sensível à iluminação de tungstênio que um vidicon de alvo de silício, cuja especificação de sensibilidade é de $4\,350 \mu\text{A lm}$.

Foto-catodo

A superfície do foto-catodo é o básico S-20 multi-álcali (Na-K-Cs-Sb) e está localizada na parte interna de uma face curvada de fibra óptica. Uma vez que as placas de fibra óptica

* Publicação autorizada pela

RCA Engineer

**Da Divisão de Estado Sólido de
Produtos Eletro-Ópticos da RCA

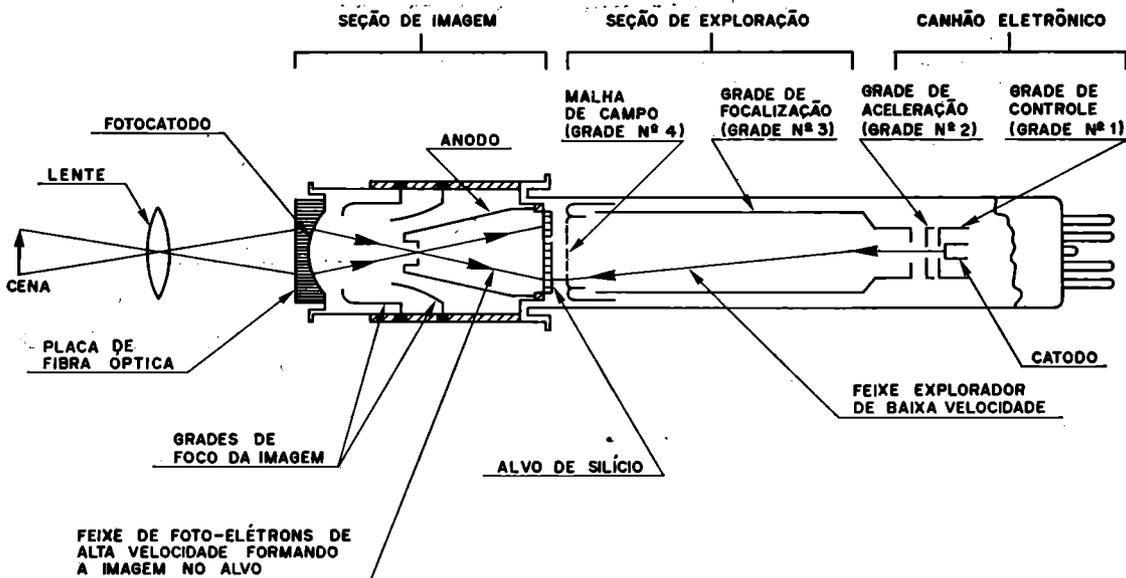


Figura 1

Disposição esquematizada dos principais componentes do tubo SIT.

possuem uma transmissão pobre na região ultra-violeta, a resposta do tubo é baixa para os comprimentos de onda menores. A fig. 3 mostra o corte em 340 nm. Alguns usuários contornam esta deficiência aplicando um cintilador sensível à ultra-violeta na face externa da placa.

A resposta aos comprimentos de onda maiores é limitada pelo processamento no tubo do foto-cátodo S-20; o foto-cátodo de vermelho expandido (ERMA) não é atualmente obtível nos tubos SIT. Uma vez que o alvo de silício é bombardeado por elétrons ao invés de fótons, a resposta básica do alvo para o infra-vermelho próximo, que é mostrada no vidicon, se perde.

Seção de imagem

A seção de imagem do tubo SIT inverte a imagem foto-eletrônica e a focaliza no alvo de silício. A óptica eletrônica deste processo requer um foto-cátodo com superfície esférica, mas um sistema de lentes convencionais focaliza a imagem de uma cena em um plano de superfície plana. Portanto, é conveniente que se disponha de uma face de fibra óptica que transmita a imagem em face plana a um foto-cátodo curvo. A face, que possui as extremidades mais espessas que o centro, introduz um sinal de "sombreamento" fixo num campo plano de luz devido à diferença de transmissão através da face. Este sombreamento é responsável por uma redução no sinal de saída de aproximadamente 17% nos

cantos. A distorção geométrica também aumenta em cerca de 2% devido à transição de uma imagem plana para uma superfície esférica. Esta distorção se apresenta sob forma de "efeito de almofada" no monitor da câmara.

Resolução

A estrutura matricial do alvo de silício limita o desempenho de resolução do tubo SIT. O alvo existente possui uma densidade de mais de 1800 diodos por polegada, ou uma resolução de 35 pares de linha por milímetro. Numa imagem

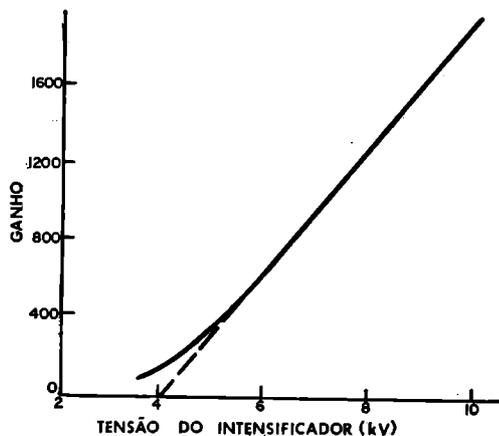


Figura 2

Relação entre o ganho e a tensão do intensificador.

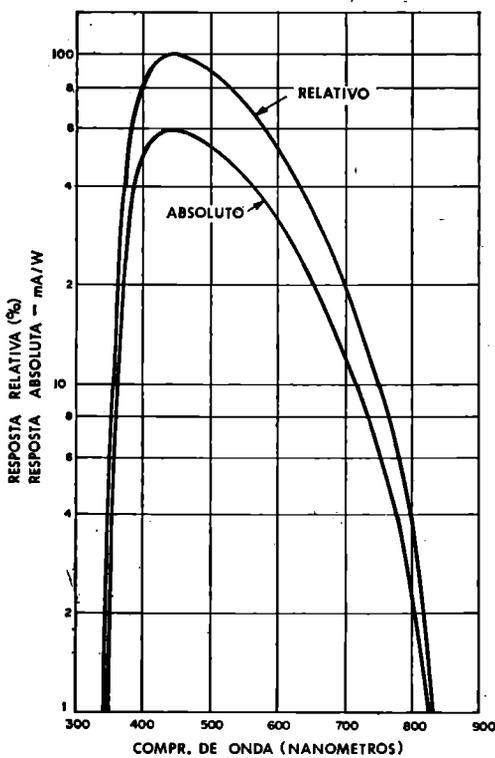


Figura 3

Resposta do foto-catodo em função do comprimento de onda.

óptica de 16 mm ($1/2 \times 3/8$ pol.) esta condição resultará numa limitação de resolução de cerca de 700 linhas de TV por altura de quadro. Pode-se obter u'a maior resolução utilizando-se um alvo de maior tamanho ao invés de um alvo com maior densidade de diodos. Um alvo de 27 mm com uma capacidade de resolução limite de mais de 1 000 linhas de TV por altura de quadro é normalmente usado em tubos de 1,5 polegada de diâmetro.

A função de transferência de contraste (CTF), ou característica de resposta de amplitude de onda quadrada, pode ser útil na determinação do desempenho de resolução. A curva completa, mostrada na fig. 4, pode ser obtida no laboratório pela observação de padrões de alto contraste, constituído de barras paralelas brancas e pretas. Esta curva mostra o relacionamento do sinal de saída com a largura da barra. A redução do sinal associada às pequenas imagens é significativa no que diz respeito à afetação direta da relação sinal/ruído e é importante na determinação do limite de operação em baixos níveis de luz. Esta limitação pode ser atingida em níveis mais altos de luz que os esperados porque as cenas reais não são constituídas

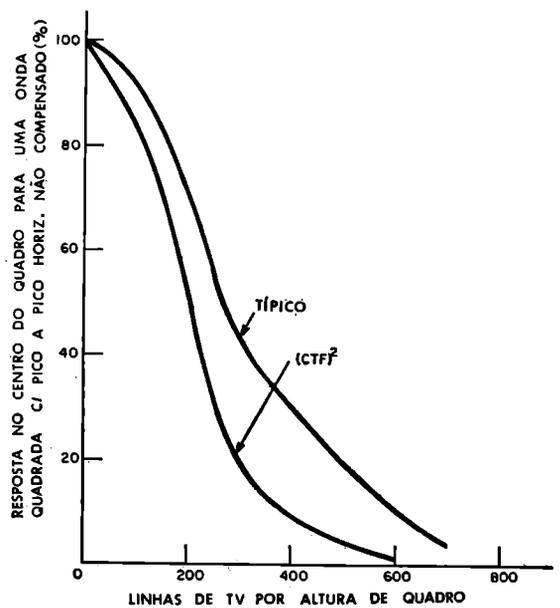


Figura 4

Curva de função de transferência de contraste (CTF).

de barras paralelas pretas e brancas. O efeito sobre a resposta de amplitude, quando se olha para pontos ao invés de barras, pode ser obtido aproximadamente elevando-se ao quadrado a curva característica CTF da fig. 4.

A resolução também se degrada à medida que o nível de luz é baixado, uma vez que os sinais de saída mais baixos afetam a relação sinal/ruído. A fig. 5 mostra a relação entre o nível de

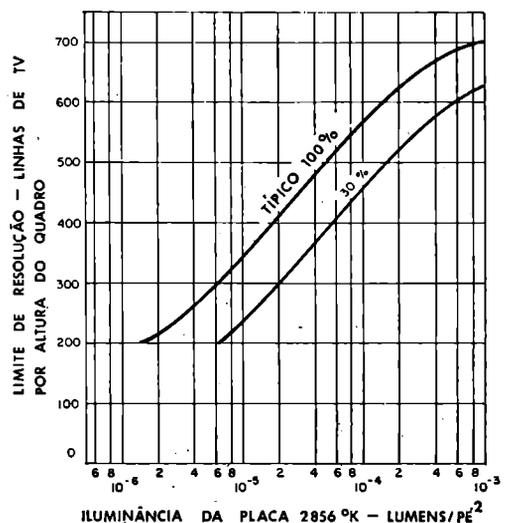


Figura 5

Relação entre o nível de luz e a resolução.

luz e a resolução; a curva foi levantada utilizando-se uma cena estática constituída de barras pretas e brancas. São mostrados dois diferentes níveis de contraste: o nível de 100% é uma avaliação típica de laboratório, enquanto que o nível de 30% corresponde mais exatamente a cenas externas típicas.

Retardação

A resolução é apenas uma das características importantes na operação sob baixos níveis de luz. Uma segunda característica bastante importante é a retardação, a qual se torna pior à medida que o nível do sinal diminui. A retardação é o sinal residual medido no escuro e expresso como a porcentagem do sinal residual presente após três campos de exploração no escuro.

O tubo SIT é, basicamente, um dispositivo de to-condutiva, mas existe alguma retardação capacitiva resultante do tempo finito que o feixe de elétrons leva para remover do alvo a carga acumulada. Um alvo com elevada capacitância armazenará relativamente mais carga com menor alteração de tensão do que um alvo com baixa capacitância ($C = dQ/dV$). Entretanto, levará um tempo maior para o feixe descarregar o sinal devido à distribuição de velocidade dos elétrons dentro do feixe. É por essa razão que a retardação aumenta à medida que a luz (e a carga) diminui. A fig. 6 mostra uma retardação típica de "terceiro campo", para o tubo 4804, em função do nível de luz.

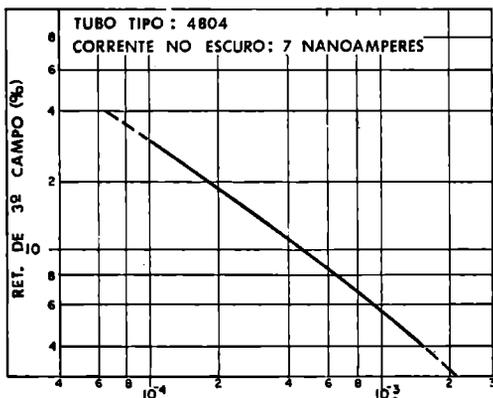


Fig. 6 ILUMINÂNCIA DA PLACA - LUMENS/PE²

Figura 6

Retardação típica de terceiro campo, para o tubo 4804, em função do nível de luz.

É possível melhorar-se a retardação elevando-se artificialmente a tensão de "sinal zero", de maneira que o feixe de elétrons possa descarregar mais eficientemente o alvo. Isto pode ser

feito tanto pela simulação de aumento da corrente no escuro (utilizando-se iluminação de polarização) ou pelo aumento real da corrente no escuro (aumentando-se a tensão no alvo ou elevando-se a temperatura do mesmo).

Corrente no escuro

A corrente no escuro se manifesta como um segundo plano para a imagem. Este segundo plano é resultado dos portadores desenvolvidos termicamente no alvo e usualmente não constituem problema, a não ser uma granulação que se torna visível somente em níveis de sinal extremamente baixos. É normalmente desejável manter-se baixa a corrente no escuro de maneira que a porção escura da cena tenha uma tensão de referência próxima a zero. Pode haver circunstâncias em que a corrente no escuro deva ser aumentada a fim de se obter um desempenho de compromisso, tal como melhorar o retardamento, conforme foi visto anteriormente. Se isto for feito pelo aumento da tensão no alvo acima dos 8 volts nominais, então a máxima capacidade de sinal do tubo também será aumentada. Normalmente, isto não será da alçada do usuário, uma vez que o tubo geralmente possui suficiente capacidade de manejo de sinal. Entretanto, quando se aumentar a tensão do alvo não se deve exceder o valor de 15 volts, pois isto aumentaria a proeminência dos defeitos do tubo. A fig. 7 mostra a relação típica entre a corrente no escuro e a tensão no alvo. Essa curva se refere a uma temperatura de operação de 30°C; a corrente no escuro aumenta com o aumento da temperatura de operação.

Operação sob baixos níveis de luz

O tubo SIT é, basicamente, um dispositivo de baixo nível de luz. Embora ele possua características de ganho variável, conforme se mostra na fig. 2, ele não deve ser submetido a operação contínua sem que se disponha de um controle auxiliar de luz. Ao invés de operar o tubo sob altos níveis de iluminação por longos períodos, é melhor incorporar a característica de ganho variável do tubo no projeto da câmara como um controle automático de luz de ação rápida (ALC). Por exemplo, a tensão normal de operação pode ser escolhida em cerca de 4500 volts, onde o ganho é da ordem de 200 (três pontos de fechamento do diafragma antes do ganho máximo). Neste ponto de operação o tubo apresentará uma boa relação sinal/ruído, terá uma longa vida útil e apresentará uma imagem satisfatória. A tensão (ganho) pode ser variada em torno deste ponto de operação a fim de fazer face às variações dos níveis de luz, para

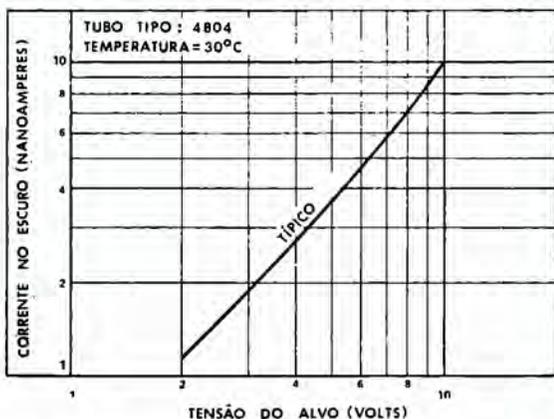


Figura 7

Relação típica entre a corrente no escuro e a tensão no alvo.

mais ou para menos, até um fator de 5 em menos de 1 segundo. Então, em uma velocidade mais lenta, o ajuste do diafragma e/ou inserção de filtro pode levar o nível preto de luz ao valor que permita a operação com 4 500 volts.

Vida do tubo

Quando o tubo SIT é utilizado com muita cautela, a reduzida emissão termoiônica do cátodo diminuirá sua vida útil, da mesma forma que nos demais tubos para câmaras. Nos últimos três anos de produção foi mantida uma vida média antes da falha (MTTF) superior a 5 500 horas (com 90% de confiabilidade). A exposição da face do tubo deve ser controlada a fim de que se obtenha uma longa vida. Seguindo-se as considerações abaixo para o projeto de câmaras, o tempo de operação antes do início dos danos será de 2 000 horas. Devem ser proporcionados meios de proteção contra dois tipos de danos: dano do alvo pelo bombardeamento de elétrons de alta energia e dano do cátodo pelo bombardeamento de íons.

Dano do alvo

Em adição ao tempo e à iluminação, a energia dos foto-elétrons que bombardeiam o alvo determina a extensão do dano deste. A exposição excessiva causará um aumento permanente na corrente de escuro no ponto de impacto no alvo. Se o dano se tornar severo, ele se tornará evidente nas porções escuras de uma cena ou mesmo na escuridão total com a alta tensão completamente removida (fig. 8). O dano pode ser relacionado ao nível do sinal no alvo e pode ser controlado mantendo-se o sinal dentro dos limites.

O dano ocorre mais facilmente quando estão presentes fontes intensas e pequenas. Entretanto, em tal aplicação é usualmente necessário ob-



Figura 8

Queima severa do alvo causada por exposição excessiva. O dano é evidente aqui, mesmo com a alta tensão removida.

ter-se informação do fundo preto que circunda a pequena fonte, de maneira que não é prático reduzir-se o ganho e o nível do sinal apenas para proteger o alvo contra a exposição da pequena área. Se for necessária uma operação prolongada sob essas condições, é conveniente que se mova a câmara de maneira que a pequena área não permaneça sempre no mesmo ponto.

O dano do alvo é o que mais normalmente ocorre em uma câmara sem operador. Numa câmara com operador, e utilizada corretamente, a sobre-exposição produzirá usualmente uma fluorescência até um grau inutilizável antes que seja atingido o nível de dano. Se a área super-iluminada se tornar grande e abranger uma porção significativa da área da imagem, as possibilidades de danos no foto-cátodo tornam-se maiores.

Dano do foto-cátodo

O dano do foto-cátodo, provocado pelos íons, resulta num ponto escuro com má definição no

centro da tela (fig. 9). Este ponto escuro é na realidade uma área do foto-catodo com sensibilidade reduzida e não pode ser visto no escuro ou com a alta tensão removida. O dano é proveniente do bombardeamento de íons positivos, originados pelas colisões entre foto-elétrons e moléculas de gás residual, que são acelerados em direção ao potencial negativo do foto-catodo. Em operação normal o número de foto-elétrons nunca é suficientemente alto para gerar um número nocivo de íons; somente quando a corrente do foto-catodo se torna excessiva é que o número de íons atinge um número perigoso.



Figura 9

O dano no foto-catodo, ocasionado por íons, produz um ponto escuro com definição pobre no centro da imagem.

A geração de íons é uma função do número de foto-elétrons e não da energia. É possível que se tenha uma tensão bastante pequena (por exemplo 100 volts) na secção de imagem e, embora não haja imagem presente, haverá fluxo de foto-elétrons como resultado da exposição à luz. Portanto, os únicos métodos seguros de proteção do foto-catodo são a remoção completa de toda tensão do foto-catodo ou a limitação do nível de luz.

Relação sinal/ruído sob baixos níveis de luz

A degradação da resolução sob baixos níveis de luz está intimamente ligada à relação sinal/ruído. É desejável que se tenha um sistema de câmara tão isento de ruído e um tubo tão sensível que o desempenho seja limitado apenas pelo número de fótons disponíveis em função da cena. O tubo SIT está próximo de atingir esse objetivo. Inúmeros fatores são envolvidos na avaliação do limite de operação sob baixos níveis de luz: a eficiência quântica do detector e sua integração com a distribuição espectral dos fótons disponíveis; a refletividade e contraste da cena; a abertura das lentes; o ângulo sólido correspondente ao elemento do quadro e o tem-

po de integração. Todos esses fatores são importantes no estabelecimento da relação sinal/ruído no alvo.

Quando o sistema da câmara processa esta informação, ele contribui com seu próprio ruído adicional, sendo que a sua significância depende do nível real do sinal proveniente do alvo. A fig. 10 mostra a característica típica de sinal/ruído para um tubo e câmara. Note que nos níveis mais altos de luz a relação sinal/ruído não continua a aumentar ao longo da linha "foto-catodo limitado". Quando se obtém do tubo o sinal total de saída, qualquer aumento posterior no nível de luz é acompanhado por uma redução de ganho ocasionada pela diminuição da tensão do intensificador. A medida que esta tensão mais baixa vai cortando a distribuição de energia dos foto-elétrons, o número de elétrons primários, entrando no alvo através da camada amortecedora, serão apenas suficientes para manter o nível do sinal, aplainando assim a característica sinal/ruído.

Integração do sinal

O alvo de silício armazena a carga da imagem até que ela seja explorada. Para as emissoras de TV, bem como para a maioria dos circuitos fechados existentes nos Estados Unidos, este tempo é de 1/30 s. Se o fluxo de entrada de fótons puder ser integrado durante um maior espaço de tempo, mais informações serão armazenadas; isso resulta numa melhoria da relação sinal/ruído, mas também na perda da percepção de movimento. A operação num modo prolongado de integração será limitada pela formação da corrente no escuro, a qual é usualmente proporcional ao tempo de integração.

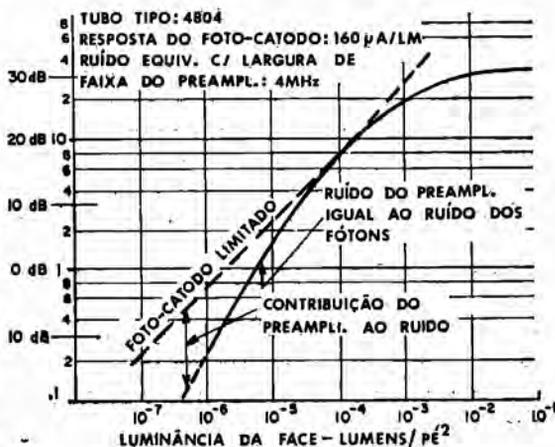


Figura 10

Característica típica de sinal/ruído para um tubo e câmara.

Quando o tubo é operado neste modo, o aumento da corrente no escuro, resultante da formação, geralmente pode ser tolerado até cerca de 1 segundo de tempo de integração. Tempos maiores requererão refrigeração do alvo de cerca de 20°C para cada ordem de aumento no tempo de integração. Além disso, para tempos de integração superiores a 10 minutos, verificou-se ser útil manter desligado o calefator do canhão até um pouco antes que ele esteja pronto para a leitura da informação. Em experiências realizadas conseguiram-se armazenar desta forma, e com sucesso, sinais até 8 horas antes da leitura.

Florescência

A fluorescência (não confundir com fluorescência) é o espalhamento que ocorre em uma imagem altamente iluminada, e ocorre com a maioria dos tubos para câmaras. Ela ocorre quando partes da imagem são sobrecarregadas com excesso de luz; a área sobrecarregada aparece então maior do que deveria ser porque o excesso de carga no alvo transborda para as áreas adjacentes. Cenas com baixo nível de iluminação são especialmente susceptíveis à fluorescência porque o conteúdo geral de uma cena pode possuir uma estreita gama de contraste, exceto quanto a ocasionais lampejos de alta luminosidade.

Os alvos recentemente desenvolvidos, com uma nova característica de fluorescência reduzida, estão sendo agora utilizados e com resultados sensivelmente melhores. O tubo 4804H, de fluorescência reduzida, pode suportar sob sobrecarga extremas intensidades, 20 vezes superiores àquelas que podem ser suportadas pelo tubo convencional 4804.

Entretanto, intensidades do ponto superiores a 1 000 vezes à totalidade do sinal introduzem conceitos adicionais para o usuário do tubo com fluorescência reduzida: distorção do ponto da imagem em consequência da fulguração das lentes (reflexões internas) ou dano potencial ao alvo devido à sobre-exposição.

Configurações alternativas

Embora muitas das aplicações de câmaras envolvendo vigilância simples possam utilizar tubos SIT de 16 mm sem modificações, existem circunstâncias que requerem características adicionais. Sob níveis de luz extremamente baixos, tais como os encontrados em cenas exteriores sem iluminação artificial, é necessário que se disponha de dispositivo captador que introduza

o menor ruído possível no sinal da imagem de entrada e que possua ganho suficiente de maneira que a relação sinal/ruído não seja degradada pelo ruído do amplificador.

Um tubo amplificador de imagem pode proporcionar ganho adicional a um SIT de maneira que a operação possa ser realizada até o limite de ruído do foto-elétron. O elemento de saída de fibra óptica acopla diretamente a face do SIT ao seu foto-catodo. O ganho adicional de luz branca, superior a 20:1, é a relação da corrente do foto-catodo do tubo SIT para a corrente do foto-catodo do intensificador de imagem.

Para captação adicional de luz, é possível aumentar-se a abertura de entrada de 16 mm para 40 mm. Em aplicações onde o espaço é vital, pode-se empregar um tubo SIT menor, com secção de canhão de 2/3 de polegada. São também disponíveis tubos para aplicações especiais que requeriram comporta ou "zoom" na secção intensificadora. Quando se requer melhor resolução, pode-se utilizar um tubo com alvo de 27 mm, o qual proporciona uma resolução superior a 1 000 linhas de TV por altura de quadro.

Aplicações

As câmaras de TV, empregando tubos SIT para baixos níveis de luz, possuem as mais variadas aplicações, desde os simples sistemas de vigilância até as mais sofisticadas aplicações militares, médicas e científicas.

As câmaras empregadas em aviões de combate apresentam a vantagem do tubo proporcionar informações úteis mesmo sob condições adversas de baixo contraste e baixo nível de iluminação. Nos aviões de transporte as câmaras, operando em condições similarmente adversas, são utilizadas como auxiliares nas operações de pouso. Outras câmaras em embarcações são utilizadas para manobras noturnas ou pilotagem em portos. Estas aplicações não apresentam o problema de movimentos rápidos, mas apresentam um desafio ao controle de fluorescência devido aos pontos de luzes fortes nos portos e das luzes nas outras embarcações que se deslocam. Inúmeros periscópios de submarinos também foram dotados de câmaras para baixo nível de iluminação.

Outra aplicação bastante difundida, e que dispensa maiores comentários, é na vigilância de parques de estacionamento particulares ou governamentais.

As câmaras para baixos níveis de iluminação encontram também numerosas aplicações em diversos campos comerciais e industriais, tais como a observação de atividades nas indústrias de processamento de filmes e na inspeção de peças internas de motores a jato durante os serviços de manutenção. As câmaras são também utilizadas sob a água, auxiliando as perfurações petrolíferas submarinas. As companhias aéreas utilizam câmaras para baixo nível de iluminação, em conjunto com sistemas de baixo nível de raios X, para inspeção de bagagens. As empresas de pesca utilizam câmaras em aviões

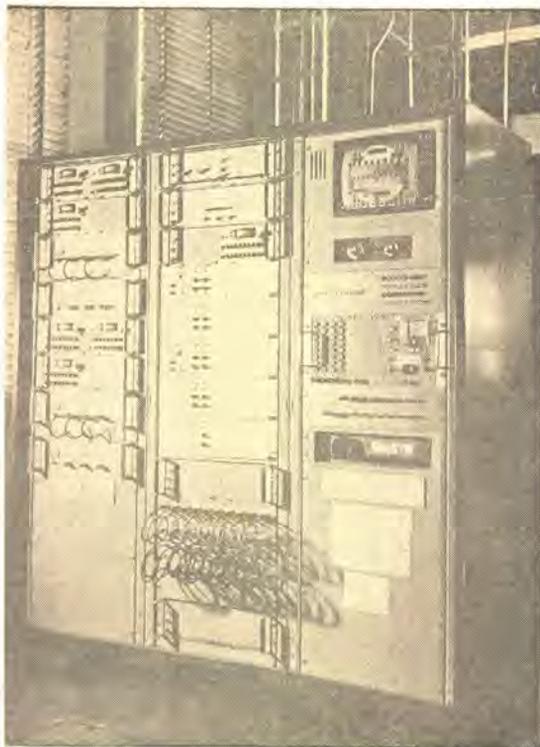
para localizar cardumes no oceano, bem como para observar a fluorescência de planctons.

Os cientistas podem utilizar câmaras de baixo nível de luz para observar hábitos noturnos de pássaros e animais, ou para observações astronômicas. As aplicações médicas encontram uso para as câmaras de baixo nível de luz em sistemas de raios X e investigações de fundo de olho.

Ω

CABOTELEVISÃO: MELHOR IMAGEM E MAIOR ECONOMIA

Está tendo crescente aceitação na Europa e nos Estados Unidos o sistema de cabotelevisão ou cabodifusão — CATV, que permite a solução ideal para muitos problemas inerentes à transmissão e recepção de imagens de TV e som de FM, nas áreas urbanas. Utilizando um único sistema de distribuição e recepção, por cabos coaxiais, a CATV possibilita produzir programas e levar vários canais de TV e FM, simultaneamente, a todos os assinantes residentes ou estabelecidos em uma grande área.



Um dos centros de Controle Geral de televisão por cabo na Espanha situa-se num prédio de central telefônica e dispõe de equipamento de conversão de sinal, assim como de monitor de programa, gerador padrão de teste de TV e medidor de nível de sinal.

Um sistema de cabotelevisão de 450 mil pontos de recepção (assinantes) será instalado em Viena, Áustria, pela Philips. O projeto, cuja implantação começará em 1979 e ficará concluída em seis anos, permitirá retransmitir, via cabo, 18 canais de TV e 12 canais de FM. Inicialmente, os assinantes poderão receber seis canais de TV, sendo dois austríacos, três alemães e um suíço.

Vantagens da CATV

A cabotelevisão permite a eliminação de fantasmas, sombras na imagem e sinal fraco, provocados pela reflexão dos sinais nos grandes edifícios, morros e outros obstáculos. Possibilita também acabar com a poluição visual, causada pelo aglomerado de antenas nos telhados das casas e, principalmente, edifícios de apartamentos. No que se refere a FM, o sistema de transmissão via cabos proporciona também sinal mais forte e puro, devido à eliminação de ruídos.

Além disso, o sistema de cabotelevisão bilateral permite a distribuição, a baixo custo, de programas produzidos em pequenas cidades, dispensando a utilização de equipamentos de transmissão. Outra vantagem da cabotelevisão é que os assinantes têm acesso a maior quantidade de canais e programas, sem necessidade de antenas e conseqüente manutenção ou substituição periódica das mesmas.



CARLOS RODRIGUES LADEIRA *

3ª PARTE

Análise dos erros

Faz-se necessário um exame das fontes de erro que podem afetar as medidas eletrônicas e, em especial, das condições que provocam-nas e a forma de minimizá-las.

De u'a maneira geral, os erros podem ser classificados em:

- 1º) erros externos, provenientes da própria natureza da luz e do meio atravessado;
- 2º) erros internos ou instrumentais, conseqüentes das limitações dos recursos técnicos aplicados no distanciômetro.

As fórmulas básicas (encontradas nas figs. 1 e 2 — Revista nº 356) por diferenciação e posterior assimilação das diferenciais a erros (fórmula 0.1 da fig. 11) vai nos fornecer a pista

para a análise da influência dos diversos fatores envolvidos. A expressão do erro médio resultante (fórmula 0.2), na qual foi acrescentado um possível erro de estacionamento, está de acordo com os mínimos quadrados.

Velocidade absoluta da luz

O valor da velocidade da luz no vácuo está definido com incerteza de uma parte por milhão (10^{-6}). Esta marca dificilmente poderá ser superada, por duas razões: em primeiro lugar, precisaríamos dispor de bases suficientemente longas, medidas com fitas invar pela técnica convencional, superando aquela precisão, o que também está no limite prático; por outro lado, ao alongar a distância, as incertezas próprias da refração atmosférica aumentam a dispersão nas determinações. Portanto, aquele valor constitui, aos menos, por ora, o limite teórico de precisão de um distanciômetro eletrônico.

* Do Dpto. de Engenharia de Transportes da Escola Politécnica da Universidade de S. Paulo

CONTRIBUIÇÃO DE ERROS
(relativos)

$$\frac{e_s}{s} = \frac{e_{c_0}}{c_0} + \frac{e_n}{n} + \frac{e_f}{f} + \frac{e_{\Delta}}{\Delta} + \frac{e_{Ks}}{s} + \frac{e_{Kr}}{r} + \frac{e_E}{E}$$

1 2 3 4 5 6 7

- | | | |
|-----|---|---------------------------------|
| 0.1 | 1 | velocidade da luz |
| | 2 | índice de refração |
| | 3 | frequência de modulação |
| | 4 | comparação de fase |
| | 5 | constante do distanciômetro |
| | 6 | constante do dispos. de retorno |
| 0.2 | 7 | estacionamento e paralaxe |

ERRO MÉDIO e_s

$$e_s^2 = \left(\frac{e_{c_0}}{c_0} \right)^2 + \left(\frac{e_n}{n} \right)^2 + \left(\frac{e_f}{f} \right)^2 s^2 + e_{\Delta}^2 + e_{Ks}^2 + e_{Kr}^2 + e_E^2$$

Figura 11

Fórmulas para determinação de contribuição de erros e erro médio.

Índice de refração

Lembrando as fórmulas básicas (figs. 1 e 2 — Revista n° 356), sabemos que as variações do índice de refração se traduzem por variações proporcionais, nas distâncias medidas. Podemos distinguir:

- a) variações sistemáticas, causadas por diferenças controláveis de temperatura, pressão atmosférica e umidade; suas influências podem ser calculadas pela análise diferencial das fórmulas de Barrel/Sears e de Edlen/Froome (fig. 12);
- b) variações com origem na falta de homogeneidade da atmosfera, a rigor, imprevisíveis, ao longo do percurso, com caráter acidental; devemos incluir aqui possíveis discrepâncias das fórmulas citadas;

- c) variações no trajeto, de caráter sistemático ou acidental, com as mesmas causas;
- d) erros devidos à modificação do comprimento predominante das ondas portadoras.

Analises paralelamente as influências resultantes, no caso da luz e das micro-ondas.

Pressão atmosférica

As expressões 2.1 e 2.2 (fig. 12) mostram que são sensivelmente iguais as influências das variações da pressão atmosférica, quer se trate de luz ou de micro-ondas. Constata-se, mais, que a precisão de 2 mm Hg nas leituras barométricas é suficiente para manter a contribuição dos erros correspondentes abaixo de 10^{-6} desde, evi-

VARIAÇÕES COMPARADAS DO ÍNDICE DE REFRAÇÃO: com $\bar{n} = (n-1) \cdot 10^6$ (e...=erro em...)

LUZ com comprimento de onda $\lambda = 0,6328 \mu m$ $c/f = 15^\circ, p = 700$

2.1	$e\bar{n} = \frac{109,13}{T} e_p$	$\approx 0,36 \cdot e_p$
2.3	$+ \left(\frac{109,13p - 15,03s}{T^2} \right) e_T$	$\approx 1 \cdot e_T$
2.5	$+ \frac{15,03}{T} e_s$	$\approx 0,052 \cdot e_s$

MICRO ONDAS na faixa de 3 a 10cm $c/f = 15^\circ, p = 700$

2.2	$e\bar{n} = \frac{103,49}{T} e_p$	$\approx 0,36 \cdot e_p$
2.4	$+ \left(-\frac{103,49}{T^2} p + \left(\frac{17,23}{T^2} - \frac{991,645}{T^3} \right) e \right) e_T$	$\approx 1 \cdot e_T$
2.6	$+ \left(-\frac{17,23}{T} + \frac{495822}{T^2} \right) e_s$	$\approx 5,9 \cdot e_s$

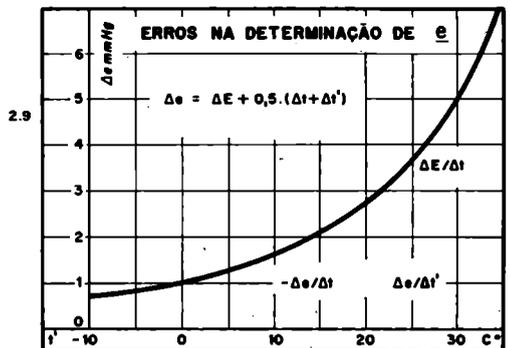
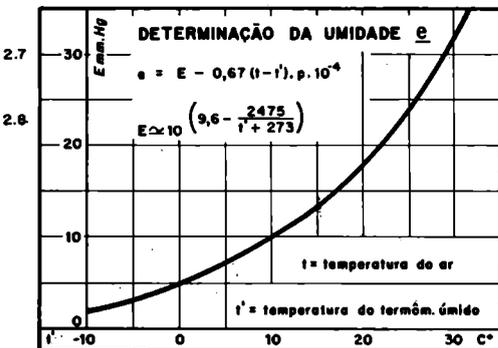


Figura 12

Variações do índice de refração.

dentemente, que se calculem as correções pelas fórmulas recomendadas.

Temperatura

As expressões 2.3 e 2.4, por sua vez, mostram que também as influências das variações de temperatura para as duas classes de radiação são praticamente iguais. Para que as correções se efetuem dentro da precisão de 10^{-6} é necessário que a determinação da temperatura tenha a incerteza máxima de 1° centígrado.

Umidade

Geralmente a umidade é obtida por cálculo através das duas leituras de temperatura, feitas em um par de termômetros em condições de equilíbrio, um seco, outro úmido. O conjunto constitui um instrumento mais ou menos sofisticado, denominado psicrômetro.

O cálculo pode ser efetuado pela fórmula (dos meteorologistas):

$$e = E - C (t - t') p$$

onde: t = temperatura do ar, lida no termômetro seco, em $^\circ\text{C}$

t' = temperatura lida no termômetro úmido

C = constante \Rightarrow 0,000 67 para equilíbrio água-vapor
 \Rightarrow 0,000 57 para equilíbrio gelo-vapor

p = pressão atmosférica em mm Hg

E = valor experimental, tabelado, função de t'

As variações de umidade podem ser expressas por:

$$\Delta e = \Delta E (t') + C \cdot p \cdot \Delta t + C \cdot p \cdot \Delta t' \cong \cong \Delta E + 0,5 (\Delta t + \Delta t')$$

e seus valores podem ser mais facilmente avaliados pelos gráficos da fig. 12.

Verifica-se, por exemplo, que se o gradiente é da ordem de 2 mm Hg/ $^\circ\text{C}$ para $t' = 10^\circ$, chega a 5 mm Hg/ $^\circ\text{C}$ apenas a $t' = 30^\circ$. O erro resultante para o índice de refração é fornecido pelas fórmulas 2.5 e 2.6 e para $t' = 30^\circ$ dá:

para o grupo luz

$$\Delta n \cong 0,052 \times 5 = 0,26 \Delta t'$$

para as micro-ondas

$$\Delta n \cong 5,91 \times 5 = 29,5 \Delta t'$$

o que evidencia duas coisas: primeiro, que a influência da umidade para as micro-ondas é cerca de 100 vezes maior que para as ondas do grupo luz; segundo, que enquanto o valor de referência para erro (10^{-6}) só é atingido para diferenças de temperatura da ordem de 1°C para a luz, para as micro-ondas o mesmo valor é alcançado com apenas $0,03^\circ$, o que é evidentemente muito difícil de medir. Aqui a razão básica da menor precisão obtida pelos distanciômetros a micro-ondas.

Comprimento de onda predominante

O índice de refração, como já acentuamos, é função do comprimento de onda. Para os distanciômetros que funcionam a luz comum, há na realidade uma gama de ondas, numa seqüência de comprimentos (cores) correspondendo a índices de refração compreendidos em uma certa faixa. Na prática existe sempre um comprimento de onda predominante dependente da sensibilidade do elemento foto-sensível e da lâmpada emissora, não muito fora da sensibilidade visual (normalmente 550 nm — amarelo).

Condições de transparência atmosféricas alteradas podem modificar a cor predominante e, conseqüentemente, trazer consideráveis erros de escala nas medidas. Lembremos nesta altura que a apreciação subjetiva do fato é sempre precária.

Outra das causas, senão de erro pelo menos de limitação de alcance das operações com distanciômetros, é a mescla, no receptor, de luzes espúrias, como luz de fundo ou luz difusa da atmosfera, que dificultam a comparação de fase, aumentando a dispersão dos resultados.

Nos instrumentos que operam com radiações monocromáticas, infravermelho, por exemplo, a colocação de filtro óptico adequado faz-se necessária de modo a eliminar a luz comum. Sua omissão pode dar origem a erros completamente inaceitáveis.

Variações acidentais de refração

Não se pode garantir que as condições ambientais, de temperatura, pressão atmosférica e umidade, sejam constantes ao longo de todo o trajeto coberto pelas ondas e, evidentemente, isto é tanto mais verdadeiro quanto maior esse trajeto. As possíveis falhas de homogeneidade não são diretamente percebidas.

A existência de solos nus ou pavimentados, aquecidos pelo sol, e mesmo rochas ou construções criando alternativas de luz e sombra, geram

variações bruscas de densidade do ar, dando origem a correntes de convexão e mesmo inversões térmicas de conseqüências impossíveis de prever.

A primeira conseqüência é uma alteração da velocidade esperada das ondas. A segunda é u'a modificação no trajeto.

A influência no trajeto pode se tornar aparente no caso da luz, em forma de reverberação, ou mesmo no simulacro das miragens que os topógrafos estão habituados a observar nas longas estradas asfaltadas. Sabemos que paredes aquecidas podem provocar refrações laterais. Os fenômenos são igualmente perniciosos porque são incontrolláveis.

Com micro-ondas o fenômeno se complica. Seu cone de dispersão é bem maior (6 a 10°) e sua pontaria bem precária. A rigor não "vemos" e não sabemos qual o trajeto que efetivamente estamos medindo.

As possibilidades de que as ondas rádio-elétricas sofram difrações e reflexões é muito maior que para a gama de luz, e o trajeto é menos seguro. O risco de erro cresce nas operações sobre solos nus, sobre água ou neve. A influência é tanto mais crítica quanto maior a distância.

Uma onda detectada pode provir quer da trajetória direta, quer de ondas refletidas por superfícies mais ou menos lisas e por difração de obstáculos próximos.

As reflexões tornam-se impossíveis quando as irregularidades da superfície são maiores que $8 \cdot \lambda \cdot \sin i$, sendo i o ângulo de incidência, o que corresponde no caso a irregularidade de 24 cm ou menos. Aqui, uma das superfícies da faixa de 3 cm sobre a de 10 cm. As conseqüências podem ser agravadas com reflexões múltiplas.

O índice de refração sofre, entre outras, variações diurnas. Em regra seu valor sobe ao anoitecer, atingindo um máximo no meio da noite, diminuindo depois, chegando ao mínimo em torno das 10 horas.

A única solução para minimizar os erros resultantes é escolher ocasiões e trajetos propícios para as observações. A repetição das determinações em condições diferentes pode dar uma idéia da influência desses fatores, indicada pela dispersão dos resultados.

A experiência tem mostrado que as melhores condições de observação se verificam com:

- ventos fortes de sentido constante em todo o trajeto;
- topografia (e geologia) uniforme sob o trajeto;
- condições de temperatura e umidade idênticas nas duas extremidades.

Ao contrário do que poderia parecer, as noites serenas são as que dão piores condições de observação. A melhor estabilidade é obtida em torno do meio dia.

Frequência

A expressão do erro (fórmula 0.1 das figs. 11 e 13) mostra que um dado desvio de frequência gera um erro sistemático, proporcional, na distância. Este erro não será detectável por fechamento de figuras topográficas. A operação com um distanciômetro viciado fornecerá como resultado figuras geométricas coerentes em si, mas em escala errada.

Já assinalamos que não há dificuldades técnicas essenciais para obter as frequências operativas necessárias, e mesmo com precisão e estabilidade superiores às necessárias. Aliás, o su-

ERROS DE FREQUÊNCIA E FASE

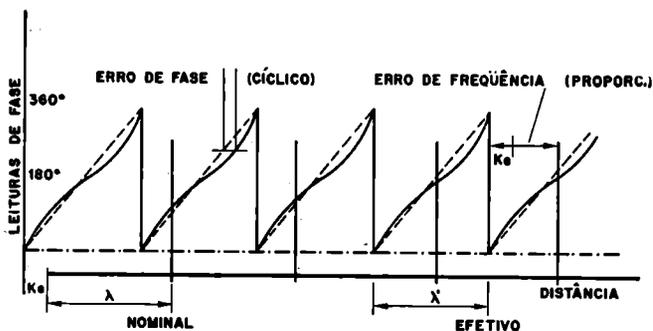


Figura 13

Erros de frequência e fase.

cesso na construção dos distanciômetros se deve principalmente a essa possibilidade.

Assinalamos também as conseqüências das variações de temperatura e do envelhecimento sobre o cristal de quartzo.

Podemos admitir que os instrumentos são corretamente calibrados na fábrica. A classe dos reduzidos fabricantes e suas efetivas possibilidades são garantia disso. Entretanto, os efeitos do transporte, às vezes bem rude, a alteração normal dos componentes eletrônicos com o uso, além do efeito de envelhecimento do cristal oscilador, podem alterar aquelas freqüências. A segurança na operação correta exige que se proceda à aferição periódica dos instrumentos.

A aferição é feita em princípio pela comparação das freqüências nominais dos distanciômetros, com as freqüências de um padrão melhor, A emissora WWV, bem conhecida dos interessados em hora ou freqüências, pode ser utilizada em alguns casos. A tarefa é de laboratório, exigindo como equipamento contadores de freqüência, padrões de regular precisão, osciloscópio, receptor para a WWV, etc., recursos que não estão ao alcance do usuário comum.

A verificação pode ser feita de maneira mais direta, medindo-se periodicamente uma ou mais distâncias "base" bem definidas. É claro que as medidas devem ser reiteradas um número grande de vezes e efetuadas as correções de ambiente correspondentes. A análise da dispersão dos erros conduz a um erro médio que deve corresponder ao especificado pelo fabricante.

Comparação de fase

O limite de resolução do comparador de fase é a menor fração de distância apreciável na leitura. Depende basicamente da natureza do processo de comparação e está sujeita a variações acidentais inerentes ao processo. Mas outros erros ocorrem.

1) O início (zero) da onda modulada não coincide, a rigor, com o início efetivo da medida da fase. Essa diferença poderia em princípio ser corrigida, uma vez determinada. Infelizmente seu valor pode variar com a intensidade do sinal recebido e com o "ruído" (no sentido eletrônico) de origem interna ou externa. Isto se traduz em erros acidentais, caracterizados por dispersões que crescem com a distância.

2) Nos comparadores de fase dotados de decalagem eletrônica, nada indica que exista linearidade da medida: as relações entre as leituras do instrumento e as fases são funções expressas por curvas a determinar. Estas curvas dependem dos elementos eletrônicos intercalados no circuito. Sua determinação permitirá traduzir as leituras em fases, ou melhor, em frações de onda, o que é essencial para o cálculo das distâncias. Para determinação dessas curvas (uma das etapas da calibração do distanciômetro), mede-se uma série de distâncias cobrindo uma unidade de medida, $\lambda/2$ ou $\lambda/4$, conforme o instrumento. Isto, evidentemente, para cada freqüência. Não há necessidade de operar com distâncias grandes (fig. 14).

A operação é típica dos geodímetros tradicionais, mas praticamente desnecessária nos instrumentos mais recentes.

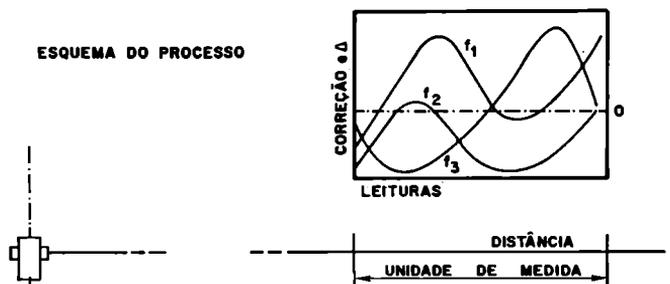
A possibilidade de interação dos circuitos eletrônicos de saída e entrada, sendo dependente da diferença de fases, vai contribuir de alguma forma na conformação da curva. Dependendo das intensidades do sinal recebido, e portanto da distância, as diferenças medidas ficarão alteradas.

Nem todos os erros provenientes da leitura de fase, por isso, são representados pelas curvas de calibração.

3) Podemos esperar, portanto, mesmo nos distanciômetros modernos, automáticos, erros

CALIBRAÇÃO DO DISTANCIÔMETRO

Figura 14.
Calibração do distanciômetro.



de fase residuais, com caráter cíclico (fig. 13), somados a erros acidentais, de dispersão proporcional à distância medida.

Constantes dos distanciômetros

O primeiro nó do padrão de ondas em propagação (fig. 13) muito provavelmente não coincide com o centro do instrumento. No retorno, também, o ponto de comparação não vai coincidir com o mesmo centro.

Para que a distância obtida seja correta, deverá ser somada uma correção K_e , que poderá, ao menos em primeira aproximação, ser determinada uma vez por todas.

Contribuem para o valor de K_e não só as distâncias físicas cobertas pelas ondas entre gerador e emissor, e entre o receptor e o comparador de fase, mas também atrasos causados pelos elementos ópticos, inicialmente lentes, prismas, filtros, atenuadores, diafragmas e elementos eletrônicos. Nestes, o atraso é em regra função de frequência.

Tem sido preocupação dos fabricantes dimensionar os instrumentos de modo a reduzir estas correções ao mínimo. Na maioria dos distan-

ciômetros modernos, especialmente nos automáticos, é conseguida cuidadosa compensação dos elementos em jogo, podendo-se considerar $K_e = 0$. Alguns erros residuais contribuirão como erros acidentais.

Na maioria dos instrumentos do grupo luz, a operação é sempre realizada em duas etapas. Na primeira a luz segue um caminho interno constante entre o emissor e o detector. Na segunda, a luz percorre a distância a medir e volta ao detector para a comparação. Cada medida externa é assim acompanhada de u'a medida interna. O resultado correto é obtido em função da diferença de leituras.

O valor de K_e pode ser eliminado por duplas medidas. O distanciômetro é estacionado em um ponto 0 no alinhamento da distância a medir 1 e 2, fora do intervalo 1 e 2. Da fig. 15-B:

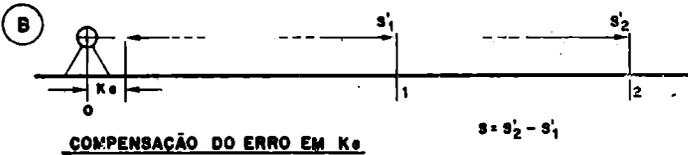
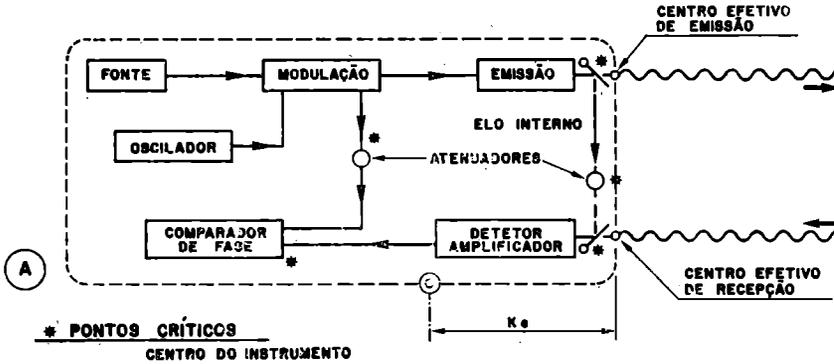
$$S_{21} = (S'_1 + K_e) - (S'_1 + K_e) = S'_2 - S'_1$$

Estacionando, também, entre 1 e 2, podemos determinar K_e .

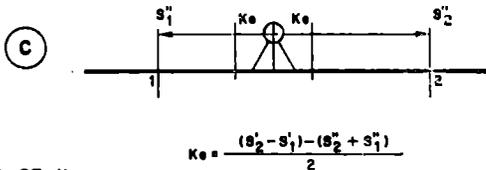
Da fig. 15-C:

$$S_{12} = (S''_1 + K_e) + (S''_2 + K_e)$$

CORREÇÃO K_e - GRUPO LUZ



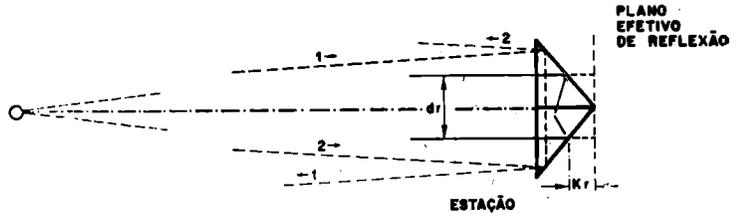
COMPENSAÇÃO DO ERRO EM K_e



DETERMINAÇÃO DE K_e

Figura 15
Correção K_e .

Figura 16
Correção Kr.



de onde

$$K_e = \frac{1}{2} (S'_2 - S'_1) - (S''_2 + S''_1)$$

Atraso na reflexão

Nos distanciômetros eletro-ópticos (fig. 16) as dimensões usuais dos prismas refletores tornam apreciável o percurso do raio luminoso dentro do prisma. A distância entre a prumada do ponto de estacionamento do prisma (distância procurada) e o ponto equivalente de retorno é uma constante Kr, cujo valor, da ordem de poucos centímetros, depende apenas de características construtivas e é indicado com aproximação suficiente pelo fabricante.

Nos distanciômetros eletro-magnéticos existe um atraso de natureza eletrônica, no instrumento repetidor, de efeito análogo ao dos refletores ópticos.

Erros do estacionamento e paralaxe

Erros de estacionamento na direção da medida, tanto do distanciômetro como do refletor (ou repetidor), influem diretamente na medida. Para manter esses erros dentro de valores admissíveis a boa técnica torna praticamente obrigatório o emprego de dispositivos de centragem forçada com prumos ópticos.

Esse equipamento, com algumas variantes construtivas, é disponível para todos os tipos conceituados de teodolitos.

Quando se utilizam conjuntos de prismas podem resultar erros adicionais.

As distâncias entre o centro do emissor e cada um dos prismas são a rigor diferentes (fig. 17-B). A diferença entre as distâncias ao prisma central e um lateral será

$$\Delta S = \frac{dr^2}{8 \cdot S}$$

ESTACIONAMENTO E PARALAXE

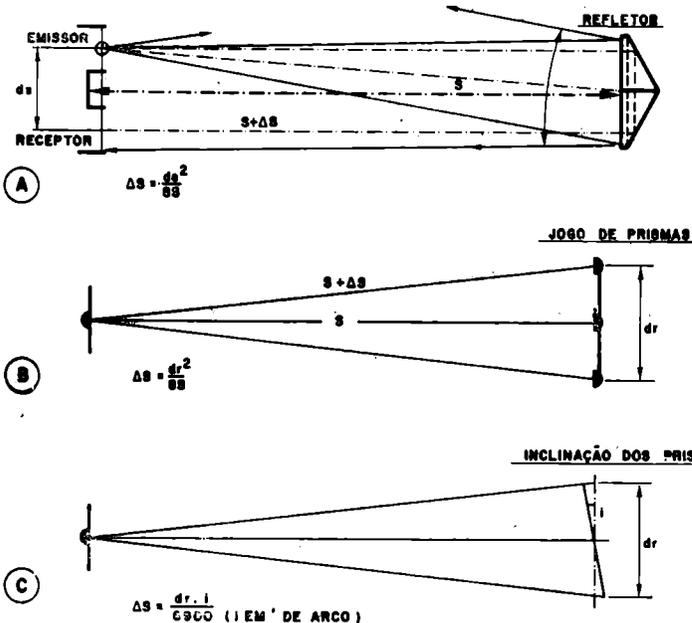


Figura 17
Estacionamento e paralaxe.

que assume valores maiores que 10^{-6} para $S < 350$ dr, o que dá $S < 106$ m para $dr = 30$ cm, o que não é de nenhuma forma desprezível. Não devem por isso ser empregados prismas múltiplos a menos que estritamente necessário.

Mesmo na utilização de prisma único com raios imergentes e emergentes à distância de 5 cm, chega-se a 10^{-6} abaixo de uns 18 m, o que sem dúvida estabelece limitações às dimensões dos prismas e à precisão nas distâncias muito curtas.

Efeito semelhante aparece nos distanciômetros em que os dispositivos de emissão e recepção estão a uma distância apreciável. Além das dificuldades na cobertura, limitada pelo ângulo de dispersão do feixe de ondas, surgem diferenças na pontaria eletrônica, que não vai coincidir com a pontaria óptica.

Os problemas decorrentes, agravados em distâncias curtas, têm levado os fabricantes a procurar juntar os elementos emissor e receptor, optando muitas vezes pela construção coaxial.

O agravamento da situação pode ocorrer, com uma possível inclinação do conjunto de prismas,

em relação à linha de visada (não em relação à vertical). Os erros vão se superpor aos primeiros (fig. 7-C).

Para uma inclinação "i" o erro será
$$S = \frac{dr}{2} \cdot i$$
, com i em radianos, atingindo 1

mm com $dr = 30$ cm e $i = 22'$, e 5 mm com $i = 2''$, apenas. Como se observa, o erro atinge valores críticos, especialmente nas visadas muito inclinadas, onde os prismas são colocados de hábito no plano vertical. A disposição longitudinal dos prismas pode atenuar um pouco o efeito.

Nos instrumentos a micro-ondas os efeitos são idênticos.

As dimensões físicas dos refletores das antenas são bem maiores que dos prismas. Um refletor de diâmetro 30 cm levaria a um erro de 10^{-6} para $S < 106$ m, ou 10^{-5} para $S < 34$ m. Os problemas decorrentes são evidentemente pouco importantes para instrumentos destinados a operar em distâncias muito maiores.

(cont. no próx. número)

GRANDE SORTIMENTO

Transistores de Germânio

Transistores de Silício

Circuitos Integrados

Diodos M.A.T.

Diodos Retificadores

Seletores de Canais

Conversores UHF

Soldadores t/Tipos

Soldas

Válvulas t/Marcas

Potenciômetros

Alto-falantes

Amplificadores

Gravadores

Fitas Virgens

Fitas Gravadas

Agulhas, Cristais

Cápsulas Magnéticas

Venda no Atacado e Varejo



Eletrônica RUDI

FONES: 221-1376 - 221-1387 — RUA STA. IFIGÊNIA, 379

01207 — SÃO PAULO - SP

IDÉIAS E CIRCUITOS*

CONTROLE PARA MOTORES CC

Este circuito possibilitará o controle da maioria dos tipos de motores CC, permitindo a obtenção do torque total em qualquer velocidade, desde a máxima até abaixo de 100 RPM. Os transistores Tr3, Tr4 e Tr5 formam um regulador por comutação, sendo que a excitação de base para Tr3 é retirada da queda de tensão base-emissor de Tr5 quando na condução. As vantagens desta configuração pouco usual são a possibilidade de controlar-se altas correntes com uma pequena queda de tensão no estado de condução, e a eliminação de diodos de proteção na base de Tr3, uma vez que a excursão da tensão em C3 é automaticamente limitada em cerca de 1 volt pico-a-pico.

Quando Tr5 está no corte, a força contra-eletromotriz do motor é comparada com uma referência fornecida por R11. A corrente de coletor resul-

tanté em Tr1 determina a relação "marca/espaco" do regulador. Os resistores R4 e R7 atenuam a tensão do motor em cerca de 10%, a fim de assegurar que a velocidade máxima seja atingida dentro da gama de R11.

A fim de evitar que o sobrepasseamento do pulso indutivo, produzido quando Tr5 é levado ao corte, sobrecarregue C2, o circuito ao redor de Tr2 "sente" este pulso e grampeia a junção de R4 e R7 à terra. O resistor R12 proporciona o ajuste do comprimento do pulso de grampeamento a fim de se adaptar às características de diferentes motores; ele é ajustado no ponto em que a potência aplicada responde às alterações de carga de u'a maneira criticamente amortecida.

O circuito poderá operar com praticamente qualquer fonte de alimentação, mesmo

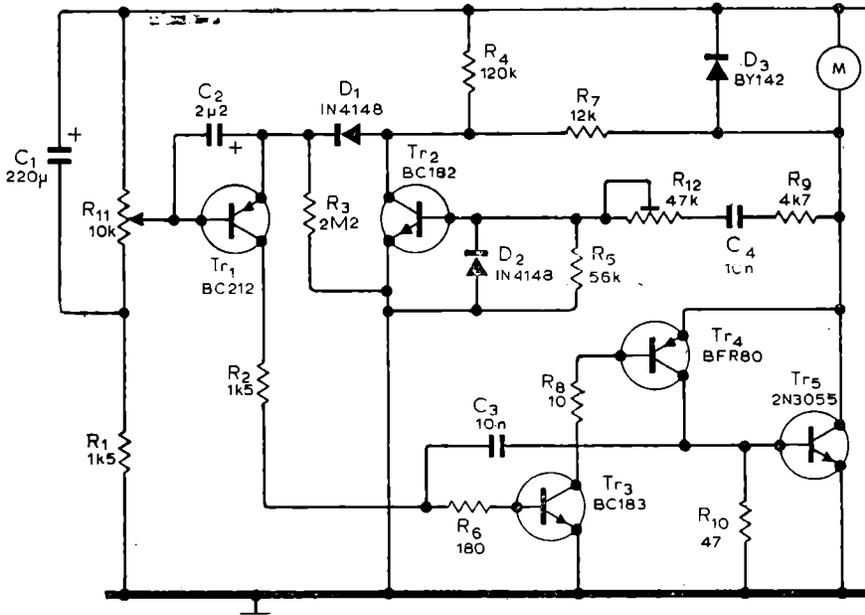
com corrente CA retificada, embora a adição de um capacitor de filtro melhore a estabilidade da velocidade. Uma vez que não foi tentado estabilizar-se a tensão de alimentação de R11, a velocidade do motor será proporcional à tensão de alimentação. Se a precisão da velocidade for importante, a tensão aplicada a R11 deverá ser regulada por um diodo zener, ou ser fornecida por um circuito integrado regulador.

I. W. Rudge
Edinburgh
Inglaterra

(WW 1501)

* Publicação autorizada
pela Revista

wireless
world



DÍODO DE GERMÂNIO PARA A PROTEÇÃO DE REGULADORES

A proteção de reguladores de potência é um problema sempre presente e este circuito fornece uma solução simples e econômica. Sob condições normais, D1 está polarizado inversamente pela tensão que aparece através de R6 e não afeta a operação do regulador. Entretanto, quando a

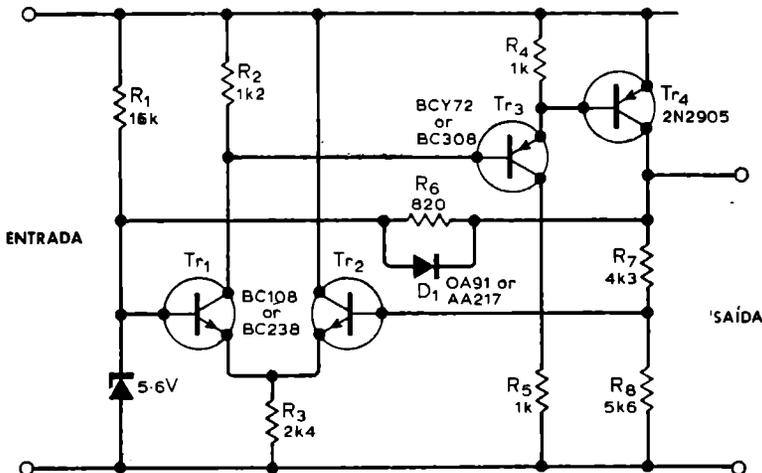
saida é posta em curto-circuito, D1 conduz e drena corrente através de R1, removendo a tensão de referência através do diodo zener.

Uma vez que D1 é um diodo de germânio, Tr1 é mantido no corte o qual, por sua vez, leva ao corte Tr3 e Tr4.

Quando o curto-circuito na saída é removido, o circuito se recupera e reassume a operação normal.

D. E. O'N Waddington
St. Albans
Herts — Inglaterra

(WW 1495)



OSCILADOR POR ROTAÇÃO DE FASE PARA MÚSICA ELETRÔNICA

A envolvente de uma forma de onda elétrica de qualquer instrumento de percussão possui uma subida bastante pronunciada e uma queda gradual, conforme se observa na figura (a). O sinal periódico dentro dessa envolvente pode ser aproximadamente uma onda senoidal, e a frequência está normalmente dentro da gama de 100 a 400 Hz. O tempo de queda dessa envolvente depende da forma da percussão.

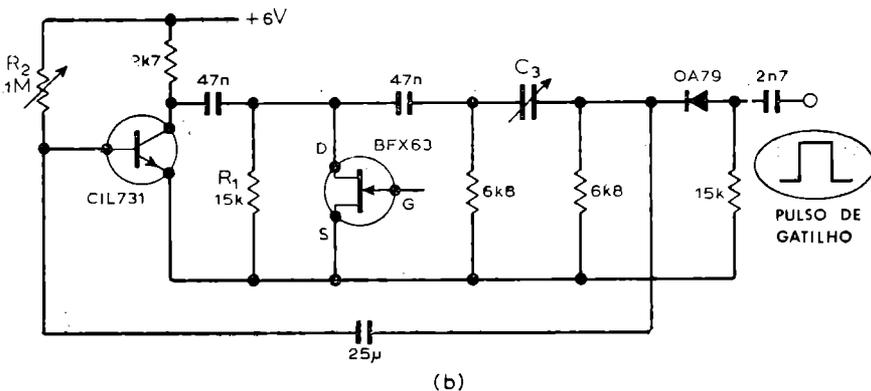
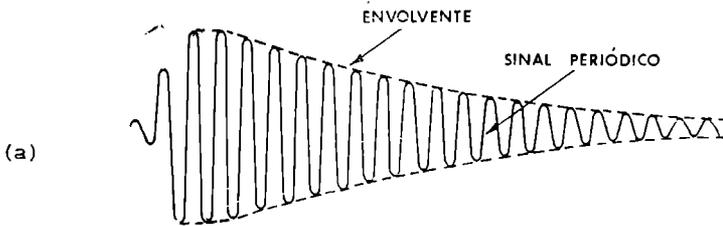
Um oscilador por rotação de fase, modificado, pode ser utilizado para se obter a forma

de onda senoidal amortecida que fornece um sinal de saída de áudio similar ao de um tambor. Para se obter as oscilações não são necessários valores iguais de resistências e capacitâncias nas seções RC do oscilador. Aplicando-se um pulso positivo de gatilho à base do transistor, o circuito começa a oscilar. O resistor R2 é ajustado de maneira que as oscilações não possam ser mantidas, decaindo então gradualmente. Para se obter sons de tambor com diferentes qualidades tonais deve-se variar o valor de C3, o qual altera a frequência e a forma

de onda da envolvente. A qualidade e a diversidade dos sons de tambores pode ser aumentada adicionando-se um FET em paralelo com R1, desempenhando a função de um resistor controlado pela tensão. A tensão de porta do FET deve ser variada entre 0 e 250 mV a fim de alterar o tempo de queda.

V. C. V. Prattapa Reddy,
S. Anantha e
P. V. Raghavan
Madras
Índia

(WW 1501)



ASSINE
REVISTA MONITOR de Rádio e Televisão

CIRCUITOS INTEGRADOS NA TELEVISÃO

João Michel *

2ª PARTE

Em nosso artigo anterior procuramos mostrar o funcionamento básico de um circuito diferencial. Como já dissemos, esse tipo de circuito é o que reúne maiores vantagens para ser aplicado a um circuito integrado linear, que é o tipo empregado nos receptores de TV.

Uma das características do circuito diferencial é o seu alto ganho. Com altos valores de resistor de emissor conseguem-se maiores índices de ganho para o circuito. Acontece que um resistor de emissor com alto valor provoca grande queda na corrente dos transistores. Um circuito diferencial, que oferecesse pouca corrente para uma carga que estivesse ligada à sua saída, teria pouca aplicação prática. Dessa forma, os circuitos diferenciais têm geralmente o terminal do resistor de emissor voltado para um potencial negativo, ao invés de ser voltado para a massa.

A fig. 1 mostra um circuito diferencial que tem o resistor de emissor voltado a um potencial negativo. Com uma tensão de +10 volts aplicada aos coletores dos transistores e -10 volts aplicados ao terminal de retorno do resistor de emissor, tem-se uma diferença de potencial total igual a 20 volts através dos extremos do circuito diferencial. Uma diferença de potencial de 20 volts poderia provocar uma corrente de coletor que poderia ter o dobro do valor em relação àquela que se teria se o terminal do resistor de emissor fosse voltado para a massa, onde a diferença de potencial seria de apenas 10 volts.

Um alto valor para o resistor de emissor, além de permitir maior ganho para o circuito, poderia comportar-se como uma fonte de corrente. Para que o leitor entenda a vantagem de uma fonte de corrente ligada aos emissores do circuito diferencial, vamos dar

uma definição de fonte de corrente.

Uma fonte de corrente "ideal" seria aquela que forneceria uma corrente sempre constante, independente do valor da carga que se ligasse à sua saída. A fig. 2 mostra uma fonte de corrente ligada a uma resistência de carga variável. Imagine essa carga variável tendo um valor resistivo de 10 ohms. Supondo-se que a tensão através dos pontos a e b fosse igual a 10 volts, teríamos uma corrente resultante, oferecida à carga, de 10 volts/10 ohms = 1 ampère.

Se, agora, a nossa carga mudasse para um valor igual a 100 ohms e a corrente fornecida devesse ser mantida em 1 ampère, então a tensão na saída da fonte deveria mudar para que a Lei de Ohm se conservasse verdadeira. Uma corrente de 1 ampère, agora, te-

* Professor do SENAI

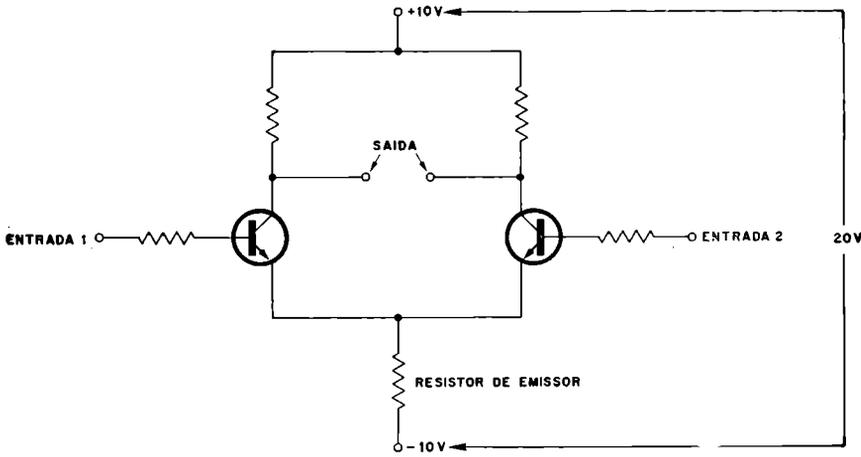


Figura 1
Circuito diferencial.

ria uma tensão através da carga igual a 100 ohms \times 1 ampère = 100 volts.

A medida que fôssemos mudando o valor resistivo da carga, e tendo a mesma corrente fornecida, teríamos sempre uma tensão diferente entre os pontos a e b. Pode-se acrescentar ainda que uma fonte de corrente ideal é aquela que fornece corrente sempre constante independentemente de qualquer variação de tensão que possa existir através da carga. Na verdade, é impossível ter-se uma fonte "ideal" de corrente. Entretanto, é bem possível construir-se fontes de corrente que satisfaçam a uma larga escala de trabalho. A estas chamamos fontes práticas de corrente.

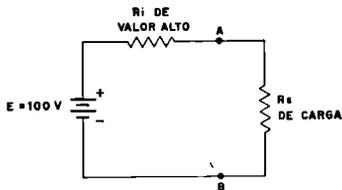


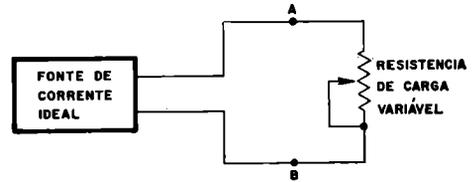
Figura 3

Fonte prática de corrente.

Uma fonte prática de corrente pode fornecer corrente constante dentro de certos limites pré-estabelecidos e que satisfaçam as exigências da

Figura 2

Fonte de corrente ideal alimentando uma carga variável.



aplicação que se pretende. Uma fonte prática de corrente é mostrada na fig. 3.

R_i é considerada como uma resistência interna. Seu valor deve ser muitas vezes maior que o valor resistivo da carga que se pretenda usar. Suponhamos que o valor de R_i seja igual a $1\text{ M}\Omega$. Com uma resistência de carga R_s igual a $100\ \Omega$ a corrente atravessando essa resistência teria um valor igual a

$$\frac{100\text{ V}}{1\text{ M}\Omega + 100\ \Omega} = 0,000\ 099\ 99\ \text{ampère} \cong 0,099\ 9\ \text{mA}$$

A tensão entre os pontos a e b seria de

$$0,099\ 9\ \text{mA} \times 100\ \Omega = 9,99\ \text{mV}$$

Se a resistência de carga passasse a um valor de $200\ \Omega$, a corrente seria de

$$\frac{100\text{ V}}{1\text{ M}\Omega + 200\ \Omega} = 0,000\ 099\ 98\ \text{ampère} \cong 0,099\ 9\ \text{mA}$$

A tensão entre os pontos a e b seria agora de

$$0,099\ 9\ \text{mA} \times 200\ \Omega = 19,98\ \text{mV}$$

Se a resistência de carga passasse para $1\ 000\ \Omega$, a corrente teria um valor de ... $0,000\ 099\ 9\ \text{ampère}$ ou $0,099\ 9\ \text{mA}$. A tensão entre os pontos a e b seria de $99,9\ \text{mV}$. Com uma carga de valor igual a $10\ \text{k}\Omega$, a corrente através da mesma seria de $0,000\ 099\ \text{ampère}$ ou $0,099\ 0\ \text{mA}$. A tensão entre os pontos a e b seria de $999\ \text{mV}$.

Observe que uma variação na resistência de carga de $9\ 900\ \text{ohms}$ produziu uma variação de corrente de apenas $0,000\ 9\ \text{mA}$, o que representa um valor desprezível na varia-

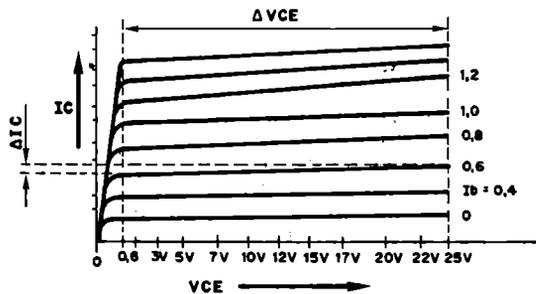


Figura 4

Curvas de I_C em função de V_{CE} .

ção da corrente e, portanto, pode-se considerar o circuito da fig. 3 como uma boa fonte prática de corrente entre os limites de zero ohm, ou seja, um curto-circuito através dos pontos a e b até 10 kΩ, que foi o maior valor resistivo da carga aplicada.

Poderíamos, para muitos fins práticos, aumentar ainda mais o valor da resistência de carga, e ainda a corrente de saída poderia ser considerada como constante.

Como podemos ver do exemplo apresentado, uma fonte de corrente é aquela que apresenta uma alta resistência interna, R_i em nosso caso. A vantagem da utilização de um resistor de emissor com valor alto nos emissores do circuito diferencial está no fato de se poder alimentar cargas de saída do circuito e que porventura possam mudar o valor. Também, com altos valores no resistor de emissor do circuito diferencial, que faria o papel de uma fonte de corrente, pode-se conseguir largas variações no sinal que é retirado da saída do circuito diferencial.

Uma outra forma de se construir uma fonte de corrente é utilizando um transistor que tenha a tensão entre base e emissor mantida em um

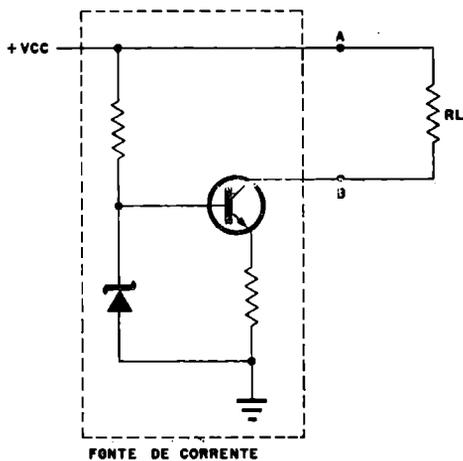


Figura 5

Fonte de corrente transistorizada.

valor constante. A fig. 4 mostra curvas apresentadas na corrente de coletor de um transistor quando da mudança na tensão aplicada entre emissor e coletor. Observe a variação na corrente de coletor, ΔI_C , quando a tensão V_{CE} muda entre os pontos a e b e

a corrente de base I_B é mantida constante. Por exemplo, se a corrente de base I_B se mantiver em 0,6 mA, é possível mudar a tensão V_{CE} desde 0,6 volt até 20 volts, sem que haja uma variação muito perceptível na corrente I_C de coletor.

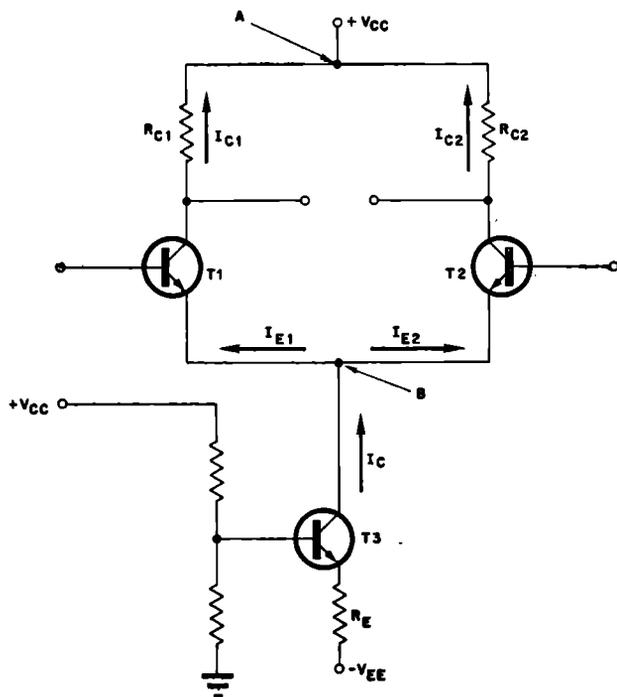


Figura 6

Amplificador diferencial utilizando fonte transistorizada de corrente.

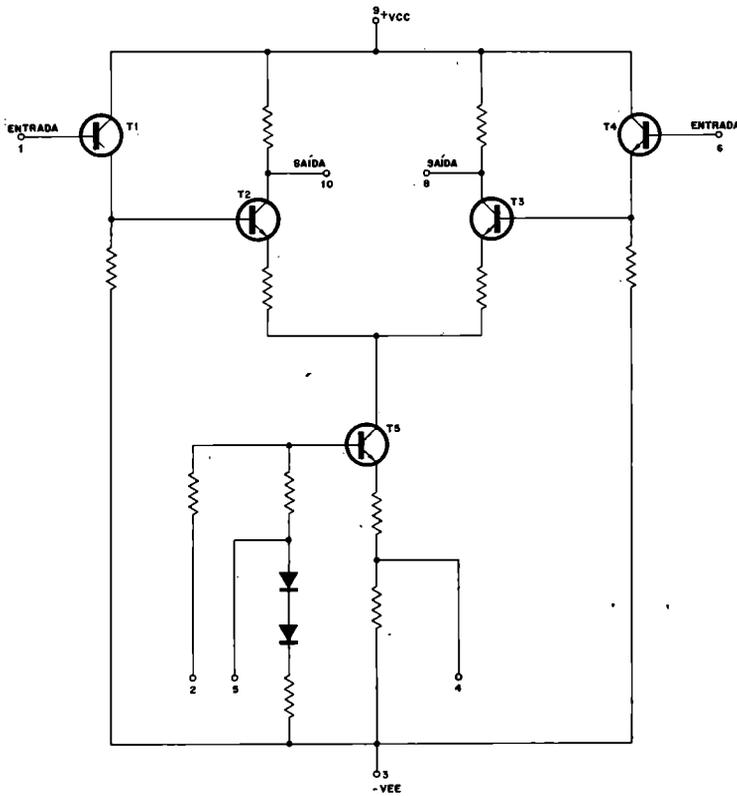


Figura 7

CI linear comercial utilizando circuito diferencial com fonte transistorizada de corrente.

Uma polarização de base constante pode permitir largas variações na tensão VCE de um transistor e ainda mantendo uma constante corrente I_C .

A fig. 5 mostra uma fonte de corrente transistorizada, tendo um diodo zener ligado à base do transistor para manter a tensão base-emissor estável e conseguindo, dessa forma, manter I_B também estável. Mudando o valor de RL, que representa a carga de saída da fonte de corrente, logicamente haverá u'a mudança na tensão entre os pontos a e b. Essa mudança na tensão não conseguirá alterar o valor da corrente que atravessa a carga e é a mesma que I_C . I_C se mantém constante independente de variações no valor de RL ou da tensão entre os pontos a e b.

Na fig. 6 pode-se ver um amplificador diferencial con-

tendo uma fonte de corrente transistorizada ligada aos emissores de T1 e T2, que formam o par diferencial. Esse par diferencial, como se pode ver, está fazendo o papel de uma carga entre os pontos a e b da fonte de corrente formada por T3, R_E e o divisor R1-R2, que substituem o zener estabilizador para a tensão de base de T3.

Mantendo-se I_C de T3 constante, pode-se ter altas variações de carga representada por T1 e T2, mantendo-se assim uma baixa distorção no sinal a ser amplificado.

A fig. 7 mostra um circuito integrado linear comercial que utiliza circuito diferencial com fonte transistorizada de corrente. A entrada do circuito é feita através dos terminais 1 e 6. O terminal 9 é ligado a uma tensão VCC de +15 V, enquanto que o terminal 3 serve para aplicação de -15 V.

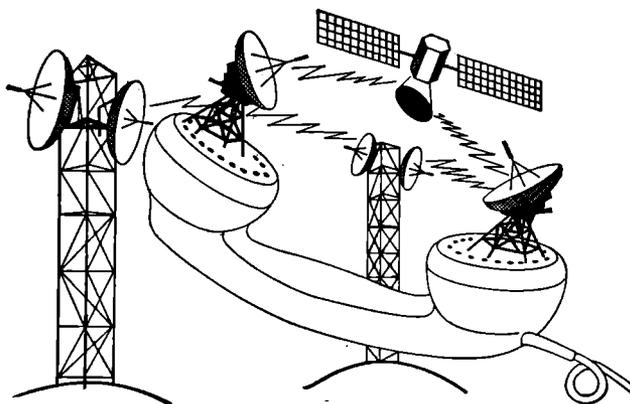
Essas duas tensões alimentam o circuito. T3 é a fonte de corrente constante para alimentar o par diferencial T2 e T3.

O sinal introduzido nos terminais 1 e 6 é aplicado a T1 e T4, que são seguidores de emissor, e em seguida é aplicado às respectivas bases de T2 e T3. A ligação em seguidor de emissor, como estão T1 e T4, faz com que a impedância de entrada nos terminais 1 e 6 seja bastante alta; isso permite um alto ganho de tensão do circuito, sem carga adicional para o circuito que fornece o sinal ao circuito integrado.

Os terminais 2, 4 e 5 permitem aplicação de uma tensão externa de controle para a fonte de corrente T5.

(conclui no próx. número)

TELECOMUNICAÇÕES



EM PAUTA

Aquilino R. Leal*

XXI — ONDAS ELETRO-MAGNÉTICAS (4)

PARA UM MELHOR ENTENDIMENTO DESTES ARTIGOS, RECOMENDA-SE A LEITURA DAS PUBLICAÇÕES ANTERIORES QUE VERSARAM SOBRE ONDAS ELETRO-MAGNÉTICAS.

Anteriormente vimos que, não considerando as variações no tempo, $\cos kl$ e $\sin kl$, são empregadas para representar ondas polarizadas linearmente.

A "velha" matemática nos diz que

$$e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta$$

onde o número e é a base racional 2,7182818284590..., a constante imaginária j é definida por $\sqrt{-1}$, tal que $j^2 = -1$; um simples significado geométrico de j é que ele opera como se girasse um vetor de 90° no sentido trigonométrico; portanto, $\cos \theta$ e $j \sin \theta$ são ortogonais e o ângulo θ é chamado *argumento* da função trigonométrica.

Pois bem: se fizermos $\theta = kl$ na expressão acima, teremos:

$$e^{jkl} = \cos kl + j \sin kl$$

Assim, usamos a exponencial e^{jkl} para representar as duas componentes ortogonais de uma onda circularmente polarizada. O operador j provoca uma rotação no espaço de 90° e, realmente, as funções seno e cosseno estarão deslocadas em fase de 90° , pois

$$\sin(a + 90^\circ) = \cos a$$

* Eng^o de Telecomunicações da TELERJ
Div. de Desenvol. de Transm. — Transm. Local

O uso da exponencial imaginária como um fasor é para representar a fase de uma onda linearmente polarizada; a parte real e imaginária são dadas por:

$$\text{(parte real)} \quad e^{jkl} = \cos kl$$

$$\text{(parte imaginária)} \quad e^{jkl} = \text{sen } kl$$

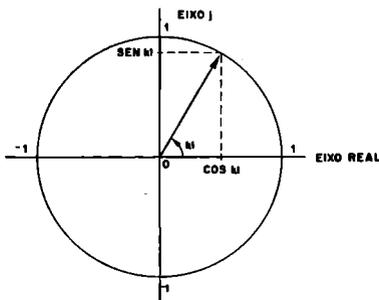


FIGURA 1

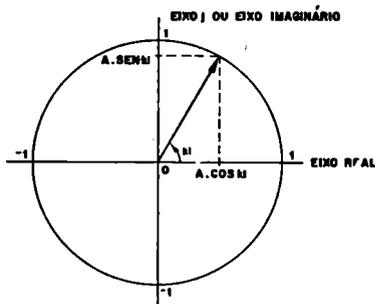
A fig. 1 mostra a representação de e^{jkl} como "vetor girante" - fasor. A amplitude de e^{jkl} para o argumento kl é sempre unitária, pois as duas componentes $\cos kl$ e $\text{sen } kl$ formam um triângulo retângulo (fig. 1), de forma que

$$\cos^2 kl + \text{sen}^2 kl = 1$$

Entretanto, $A \cdot e^{jkl}$ representa um fasor de amplitude A , pois $A \cdot e^{jkl} = A (\cos kl + j \cdot \text{sen } kl) = A \cdot \cos kl + j \cdot A \cdot \text{sen } kl$, e cuja representação gráfica nada mais é do que o vetor unitário mostrado na fig. 1 multiplicado pelo número real A (fig. 2); portanto, a amplitude do fasor $A \cdot e^{jkl}$ será

$$|e^{jkl}| = A^2 \cdot \cos^2 kl + A^2 \cdot \text{sen}^2 kl = A \cdot \cos^2 kl + \text{sen}^2 kl = A, \text{ como já se havia constatado.}$$

FIGURA 2



Os fasores $A \cdot e^{j(\omega_1 t + \phi_1)}$ e $B \cdot e^{j(\omega_2 t + \phi_2)}$ representam, portanto, ondas senoidais de amplitudes A e B , respectivamente, freqüências angulares ω_1 e ω_2 e fases ϕ_1 e ϕ_2 ; se as duas ondas apresentam a mesma freqüência angular ($\omega_1 = \omega_2 = \omega$) os dois fasores giram a uma mesma velocidade e a orientação relativa dos dois em todos os instantes é fixa e igual à diferença de fase em $t = 0$ - para encontrar-se a resultante dessas duas ondas de mesma freqüência basta tratar os fasores como vetores, interrompendo a rotação em qualquer instante; a figura mostra graficamente o procedimento.

Usaremos então esse conceito para determinar a resultante de quaisquer duas ondas senoidais de mesma freqüência, definidas por $A \cdot e^{j\phi_1}$ e $B \cdot e^{j\phi_2}$ e fases ϕ_1 e ϕ_2 no instante $t = 0$ (fig. 3). A resultante é uma onda senoidal de amplitude C e ângulo de fase ϕ_3 , de forma que:

$$C = \sqrt{(A \cdot \text{sen } \phi_1 + B \cdot \text{sen } \phi_2)^2 + (A \cdot \cos \phi_1 + B \cdot \cos \phi_2)^2} \quad e$$

$$\text{tg } \phi_3 = \frac{A \cdot \text{sen } \phi_1 + B \cdot \text{sen } \phi_2}{A \cdot \cos \phi_1 + B \cdot \cos \phi_2}$$

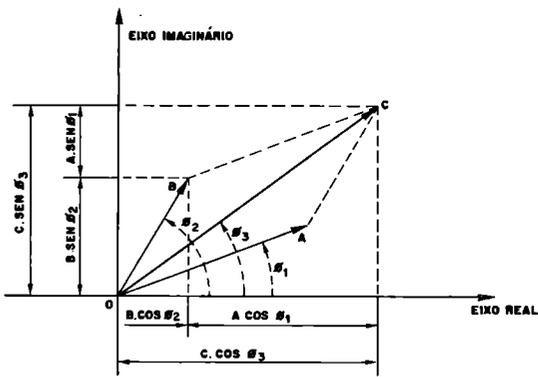


FIGURA 3

Esta resultante senoidal pode ser agora somada ainda com outra onda para formar uma nova onda resultante. É claro que tal procedimento pode continuar indefinidamente, de modo que podemos fazer a seguinte generalização: a soma de um número qualquer de ondas senoidais de mesma frequência, mas de amplitudes e fases arbitrárias, é sempre uma onda senoidal.

Para facilitar a matéria até agora apresentada, fornecemos um pequeno resumo das publicações anteriores, antes de iniciar outro item importante na teoria das ondas eletromagnéticas:

"As ondas eletromagnéticas no espaço livre são ondas transversais com as componentes elétrica e magnética; tais componentes estão relacionadas entre si através da impedância do espaço livre Z_0 ($Z_0 = E/H$). A velocidade de tais ondas no espaço livre é igual à velocidade da luz, tal que

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \cdot \epsilon_0}}$$

onde μ_0 e ϵ_0 são a permeabilidade e a constante dielétrica do espaço, respectivamente.

A fase das ondas eletromagnéticas é diretamente proporcional à distância de propagação - esta proporcionalidade é conhecida como número de onda:

$$K = \frac{2\pi}{\lambda}$$

Quando o vetor elétrico oscila em um dado plano, a onda é denominada linearmente polarizada - a resultante de duas ou mais ondas linearmente polarizadas pode ser encontrada pela adição de vetores (normalmente ocorre a polarização elíptica que inclui a polarização circular e linear como casos especiais).

A taxa e a direção do fluxo de potência pode ser determinada pelo denominador do vetor de Poynting.

A relação de potência é medida em unidades decibel.

Um outra expressão útil é denominada exponencial imaginária $e^{j\theta}$, a qual pode representar componentes ortogonais espaciais (vetor) ou componentes ortogonais no tempo (fator).

Uma vez que chegamos até aqui, estamos aptos a verificar o comportamento das ondas eletromagnéticas na presença de matéria (até o presente momento tratamos com as ondas eletromagnéticas no espaço livre). A detecção de tais ondas requer a introdução de corpos materiais, tais como antenas, cristais, linhas de transmissão, entre outros: sobre estes materiais as ondas podem chocar-se para transmitir a sua energia; por isto se torna necessário o estudo das propriedades de energia eletromagnética na presença de vários tipos e formas de matéria. Certas condições devem ser satisfeitas nos contornos dos materiais, pois estes afetam a distribuição dos campos eletromagnéticos (o estudo dos contornos, por conveniência, será tratado como se existissem três estados: condutores perfeitos (sem perdas), dielétricos sem perdas e materiais com perdas). A matéria real é, praticamente, u'a "mistura" destes três estados, porém, a maioria dos materiais possui propriedades de tal forma que se caracteriza predominantemente em uma das três categorias apresentadas. Os metais se comportam como condutores perfeitos, os materiais plásticos e cerâmicos como dielétricos sem perdas e, dispersões de materiais carboníferos, como materiais sem perdas.

Os conceitos que ora serão apresentados destinam-se ao perfeito entendimento da operação de quaisquer dispositivos, como antenas, guias de onda, circuitadores, etc.

LINHAS E TUBOS DE FORÇA

O conceito de linhas, ou melhor, tubos para representar campos elétricos estáticos, foi inicialmente empregado por Faraday.

Sabemos que a densidade é o número de linhas por unidade de comprimento ou área. Este conceito serve para representar a intensidade do campo, no entanto outras propriedades podem ser definidas, como a seguir.

- a) Os tubos terminam em cargas. Nas extremidades opostas de um mesmo tubo as cargas têm sinais contrários.
- b) Os tubos tendem a aumentar seus raios. Cada um se expandindo até ser bloqueado pela pressão de tubos em oposição que também estão em expansão, estas forças de oposição devem-se aos campos magnéticos que circundam cada tubo.
- c) Se as cargas sobre as quais estão terminadas desaparecerem, os tubos encolher-se-ão longitudinalmente e desaparecerão.

Quando utilizados para representar variação no tempo tanto quanto para os campos estáticos, os tubos de força possuirão todas as propriedades anteriores e algumas outras, as quais podemos citar:

- a) os tubos, formando "loops" abertos, podem fechar-se sobre si mesmos;
- b) os tubos possuem *momento* - esta propriedade é útil na explicação de como as antenas irradiam.

Quando modos TEM se propagam através de um par de placas paralelas condutoras, cargas de sinais opostos surgirão nas placas superiores e inferiores para terminarem em linhas. Quando a propagação é tal que o vetor \vec{E} é paralelo às placas, um modo TE existe e o campo magnético circundando os tubos próximos às placas excita correntes de superfície; estas correntes criam uma imagem do tubo nas placas, consequentemente prevenindo o tubo de tocar as placas (\vec{E} cai a zero).

CONDIÇÕES DE CONTORNO

Nas interfaces entre diferentes meios, algumas condições de contorno devem ser satisfeitas. Suas deduções estão além do objetivo principal desta publicação, mas os resultados podem ser simplesmente apresentados, pois são importantes para todos os problemas de interface - tais relações aplicam-se a uma superfície de separação entre dois meios.

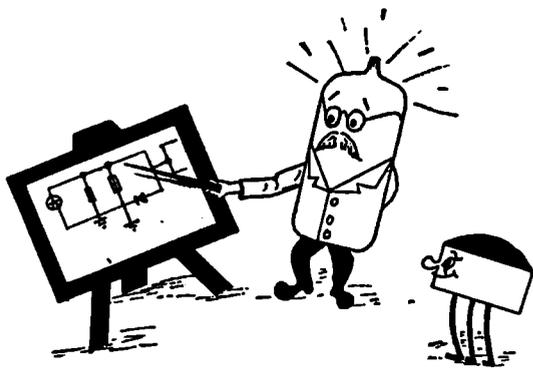
- a) As componentes tangenciais do campo elétrico \vec{E} são as mesmas em ambos os lados da superfície.
- b) Os componentes normais de deslocamento, $\vec{D} = \epsilon \vec{E}$, são iguais se não houver nenhuma carga na superfície; se existir uma carga ρ_s na superfície, então $D_2 - D_1 = \rho_s$, ou seja, alguns dos tubos D_1 terminam nas cargas e os restantes são contínuos.
- c) As componentes tangenciais de \vec{H} diferem quando as correntes de superfície J_s e as correntes de deslocamento J_D estão presentes; assim, $H_2 - H_1 = J_D + J_s = J$. Correntes de deslocamento são geradas quando o deslocamento D varia em função do tempo, tal como correntes fluindo através de um capacitor.
- d) As componentes normais de $\vec{B} = \mu \vec{H}$ são as mesmas em ambos os lados da superfície.

Aplicando-se tais condições, a onda incidente é resolvida em termos de uma componente transmitida e de uma componente refletida. Para meios com perda, a onda transmitida deve incluir o campo absorvido tanto quanto aquele propagado.

Na interface de um dielétrico perfeito não existe fluxo de correntes de condução; a onda refletida é formada inteiramente pela excitação de correntes de deslocamento. Em outras palavras: os elétrons do dielétrico são colocados em oscilação pelas forças oscilantes do campo elétrico incidente mas não são removidos de sua posição atômica.

Na interface de um condutor perfeito, fluem grandes correntes de condução e os elétrons, respondendo a essas forças, são deslocados por grandes distâncias. Na realidade, devido à facilidade de seu fluxo, nenhuma corrente de deslocamento pode existir.

Em artigo próximo estudaremos as reflexões.



SECÇÃO DO PRINCIPIANTE

ESTA SECÇÃO TEM POR FINALIDADE AUXILIAR ESTUDANTES DE ELETRO-NICA 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.

UM POUCO SOBRE SEMICONDUTORES

CONCLUSÃO

Ednaldo Barbosa de Souza*

ESTRUTURA DOS TRANSISTORES

Nasceu nos laboratórios da Bell Telephone um dispositivo semiconductor chamado "transfer-resistor" (resistor de transferência), originando daí a sigla **transistor**, capaz de realizar quase tudo o que realizavam as válvulas eletrônicas, mas com maior eficiência, menor consumo e maior durabilidade. O transistor é um dispositivo sólido e não necessita invólucro especial em cujo interior seja mantido o vácuo, dispensando também o uso de uma fonte de calor para produzir a emissão de elétrons; com isso é conseguida uma redução considerável no que diz respeito a energia consumida.

O transistor pode ser considerado como sendo dois diodos ligados em oposição. A partir deste ponto podemos deduzir que é possível construir dois tipos de transistores, o PNP e o NPN. Convém lembrar que no transistor a área que compõe a base é diminuta, enquanto que a região da base, formada pela oposição dos dois diodos, é bem maior, havendo maior recombinação de cargas, o que vem a reduzir a corrente de coletor. Na fabricação de transistores PNP usa-se um fino cristal do tipo N entre dois cristais do tipo P, enquanto que nos transistores do tipo NPN usa-se um fino cristal do tipo P entre dois cristais do tipo N.

Semelhante aos diodos, existe em cada junção do transistor uma barreira de potencial. Essas barreiras de potenciais conservam os elétrons e as lacunas nos seus respectivos cristais. Tanto o transistor NPN como o PNP possuem três terminais, os quais são identificados nos esquemas por letras, a saber:

E = emissor
B = base
C = coletor

O transistor NPN e o PNP operam de maneira semelhante, exceto no que se refere à polaridade e às direções de corrente, no sentido inverso ou no sentido direto. A fig. 11 resume tudo o que falamos sobre estrutura dos transistores e mostra ainda o símbolo empregado para identificar ambos os tipos (NPN — PNP).

FUNCIONAMENTO DO TRANSISTOR

Podemos fazer uma analogia entre o elemento transistor e a válvula triodo; isto pode ser observado na fig. 12, onde o emissor corresponde ao catodo, a grade corresponde à base e o ano-

* Aluno da
Escola Técnica Federal de Pernambuco
(Telecomunicações)

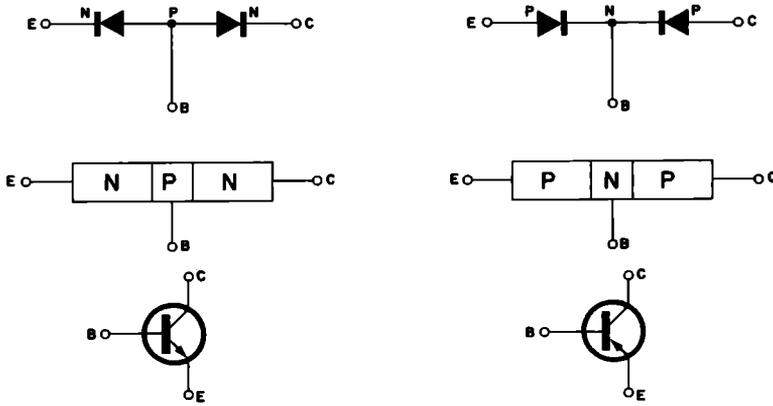


Figura 11

Estruturas e símbolos dos transistores NPN e PNP.

do corresponde ao coletor. Já sabemos que o transistor não possui elemento destinado ao aquecimento para a emissão de elétrons. Os transistores do tipo NPN usam elétrons como portadores de corrente do emissor para o coletor, enquanto que os do tipo PNP usam lacunas ou buracos como portadores de corrente do emissor para o coletor.

seja polarizada diretamente em relação ao emissor e inversamente em relação ao coletor; portanto, num transistor do tipo PNP devemos aplicar uma tensão mais negativa na base em relação ao emissor e no entanto positiva em relação ao coletor. Nos transistores PNP ocorre justamente o contrário, ou seja, a base é polarizada positivamente em relação ao emissor e negativamente em relação ao coletor.

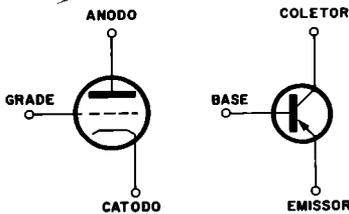


Figura 12

Analogia entre a válvula eletrônica e o transistor.

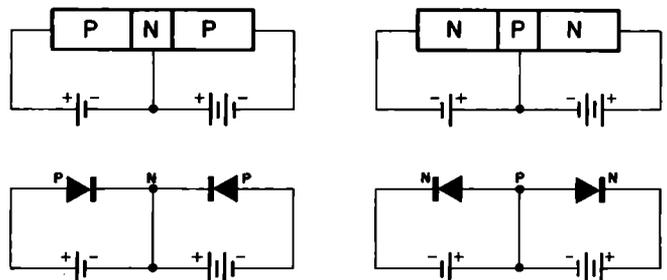
O elemento que corresponde ao emissor nos transistores NPN é polarizado negativamente, enquanto que o coletor é polarizado positivamente. O inverso ocorre nos transistores PNP, isto é, o emissor é polarizado positivamente e o coletor negativamente (observe a fig. 13). Em geral, para obtermos uma polarização correta num transistor, necessário se faz que a base

Observe na fig. 14 um transistor NPN polarizado de modo que podemos usá-lo como amplificador; observe também que a junção emissor-base está polarizada no sentido direto, ou sentido de condução, apresentando uma barreira de potencial B_1 , pequena, devido à polarização direta oferecer uma baixa resistência à passagem da corrente elétrica (conforme vimos anteriormente), e a junção base-coletor apresenta uma barreira de potencial B_2 grande em consequência desta junção (base-coletor) estar polarizada no sentido inverso.

Pois bem: os elétrons que são majoritários provenientes do emissor, são injetados na base favorecidos pela polarização direta, porém, lá chegando, poucos desses elétrons se recombinam com os portadores majoritários da base, que são as lacunas, pelo fato de que propositalmente a

Figura 13

Polarização dos transistores PNP e NPN.



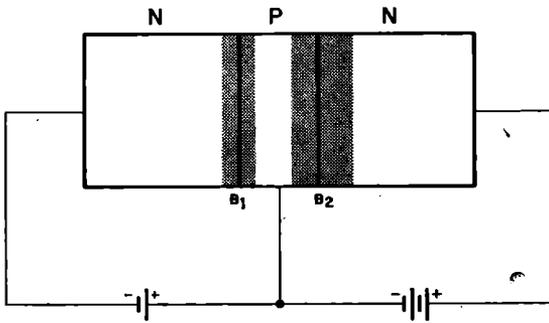


Figura 14

Funcionamento do transistor NPN. B1 e B2 são as barreiras de potencial formadas quando o transistor se encontra polarizado.

espessura da base é extremamente fina em relação ao emissor e ao coletor. Isto significa dizer que a base possui menor quantidade de lacunas em relação aos elétrons provenientes do emissor, e somente cerca de 2% dos elétrons do emissor se recombinam na base, constituindo a corrente de base (I_B). Os 98% restantes difundem-se na região da base ao aplicarmos à junção base-coletor uma polarização inversa de valor adequado; os elétrons difundidos na base são atraídos ou coletados pela tensão positiva existente no coletor e que é maior que as tensões de emissor e base.

Lembre-se de que o coletor nos transistores do tipo NPN é polarizado positivamente e que nos transistores do tipo PNP o coletor é polarizado negativamente. Desta feita, estabelecem-se três fluxos de correntes através do circuito externo, e damos a cada fluxo de corrente a denominação de:

- I_E = corrente de emissor = corrente total do circuito
- I_B = corrente de base = corrente parcial do circuito
- I_C = corrente de coletor = corrente parcial máxima do circuito

Logo, constatamos que I_E é a soma de I_B com I_C ; a corrente de base I_B é menor que a corrente de coletor I_C e menor que a corrente de emissor I_E , em virtude de ser ela resultante da recombinação de elétrons na região da base, conforme vimos em linhas anteriores. Deixamos dito que os transistores, tanto NPN como PNP, funcionarão por processo de injeção, difusão de cargas e coleta de portadores.

CONFIGURAÇÃO DOS AMPLIFICADORES

Os amplificadores em estado sólido, isto é, transistorizados, podem apresentar-se em três configurações bem distintas, que são:

1 — Configuração base-comum

Nos amplificadores em configuração base-comum o sinal a ser amplificado é introduzido en-

tre emissor-base e extraído entre coletor-base; notamos porém que o elemento base é comum tanto ao circuito de entrada quanto ao circuito de saída, daí resultando o nome da configuração. As variações de corrente de emissor serão transmitidas ao coletor e daí para o circuito externo; se usarmos uma grande resistência de carga (R_L) no coletor, poderemos obter elevado ganho de tensão e, conseqüentemente, de potência, uma vez que é o produto desta tensão pela corrente de coletor. Esta configuração apresenta baixa impedância de entrada, elevada impedância de saída, ganho de potência moderado, ganho de corrente quase unitário (0,95 — 0,98) e elevado ganho de tensão. A fig. 15 ilustra a configuração base-comum.

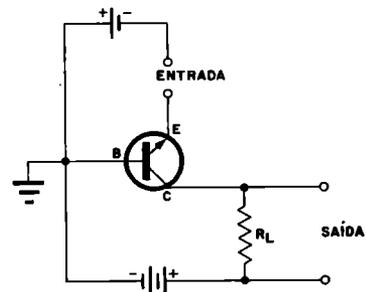


Figura 15

Configuração em base comum.

2 — Configuração coletor-comum

Nos amplificadores em coletor-comum o sinal a ser amplificado é introduzido entre base-coletor e extraído entre emissor-coletor. Da mesma forma notamos que o elemento coletor é comum ao circuito de saída e ao circuito de entrada, resultando daí o nome dado à configuração. Esta disposição também é denominada de coletor à terra ou seguidor de emissor. Apresenta as seguintes características: alta impedância de entrada, baixa impedância de saída, baixo ganho de potência, alto ganho de corrente e ganho de tensão moderado (intermediário). ES-

ta configuração tem aplicação quando se deseja casar uma alta impedância de entrada com uma baixa impedância de saída. A fig. 16 nos mostra a configuração coletor-comum.

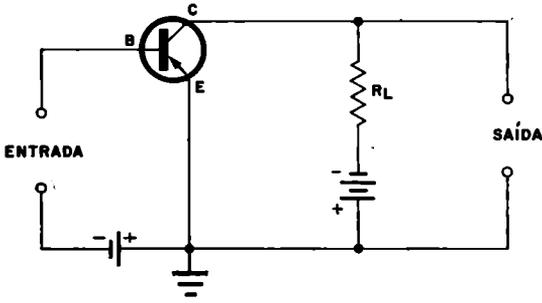


Figura 16

Configuração em coletor comum.

3 — Configuração emissor-comum

Nesta configuração o sinal a ser amplificado é introduzido entre base-emissor e extraído entre emissor-coletor. Vemos que o elemento emissor participa tanto do circuito de entrada como do circuito de saída, originando o nome da configuração. Esta configuração é a mais usada nos transistores por apresentar elevados valores de ganho. Na fig. 17 ilustramos o transistor em configuração emissor-comum. Observe o seguinte: aplicando uma polarização direta entre emissor-base num transistor NPN, conseguimos quase toda corrente de elétrons (cargas majoritárias no cristal N) da região do emissor em direção à base. Esta corrente consiste numa grande circulação de elétrons do emissor em direção à região da base e uma pequena quantidade de lacunas da base para a região do emissor; como no coletor existe uma tensão positiva de valor adequado relativamente alto em relação à base e ao emissor, então a maioria dos elétrons provenientes do emissor passa através da região da base para a região do coletor. Esta

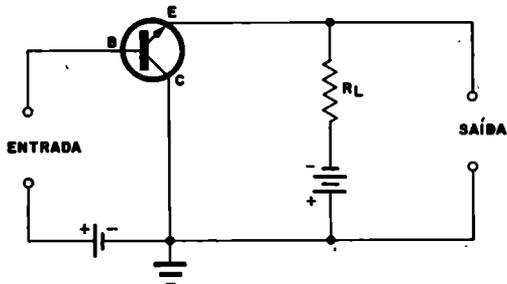


Figura 17

Configuração em emissor comum.

configuração apresenta como características: baixa impedância de entrada, alta impedância de saída, alto ganho de tensão, ganho de potência muito alto e alto ganho de corrente.

POLARIZAÇÃO COM UMA ÚNICA FONTE

Vimos no estudo dos amplificadores que a polarização conveniente era obtida por meio de duas baterias, o que na prática torna-se anti-econômico, mas com o uso dos divisores de tensão é possível usar uma única fonte para as várias polarizações.

CONFIGURAÇÃO BASE-COMUM POLARIZADA COM UMA ÚNICA FONTE

Observe a fig. 18. A polarização entre emissor e coletor é dada pela bateria; R3 e R4 formam um divisor de tensão que fornece a tensão correspondente a uma segunda bateria e é usada para polarizar a base. A polarização entre coletor e base é fornecida pelo divisor de tensão formado por R2 e R4. A polarização entre emissor e base é fornecida pelo divisor formado por R1 e R3. O capacitor em paralelo com R3 é usado para ligar a base do transistor à massa em relação à frequência do sinal de entrada em que o transistor está operando, e tem valor variável conforme o valor da frequência. Nos transistores do tipo PNP, o positivo corresponde à massa do circuito.

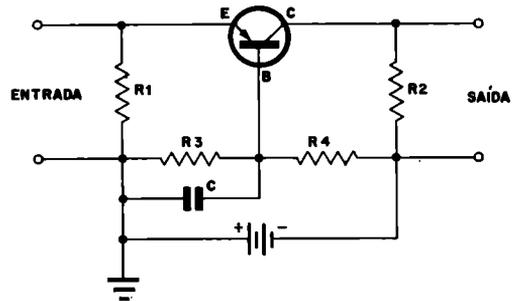


Figura 18

Configuração em base comum polarizada com uma única fonte.

CONFIGURAÇÃO COLETOR-COMUM POLARIZADA COM UMA ÚNICA FONTE

Na fig. 19 temos a configuração coletor-comum polarizada com uma única bateria. Observamos que a polarização inversa que deve existir entre emissor e coletor é fornecida diretamente pela bateria, e através do resistor R3 para o emissor. O divisor de tensão formado

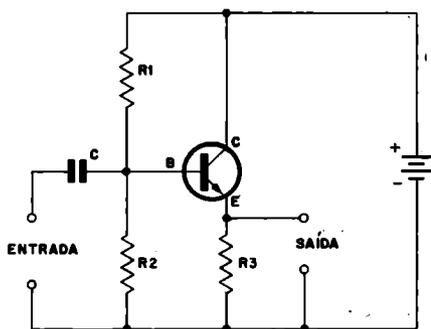


Figura 19

Configuração em coletor comum polarizada com uma única fonte.

por R1 e R2 fornece a tensão necessária à polarização de base. Note que nesta configuração o sinal é retirado do emissor, enquanto que na configuração emissor-comum o sinal é retirado do coletor, como veremos a seguir.

CONFIGURAÇÃO EMISSOR-COMUM POLARIZADA COM UMA ÚNICA FONTE

Observe na fig. 20 a configuração emissor-comum polarizada com uma única fonte de tensão. A bateria fornece tensão para o emissor através do resistor R4 e fornece tensão para o coletor através do resistor R3. Os resistores R1 e R2 formam um divisor de tensão que dará a diferença de potencial necessária à polarização da base. A nossa ilustração consta de um transistor NPN; portanto, devemos ter a base positiva em relação ao emissor. Nota-se, porém, que o coletor está no mais alto potencial positivo, enquanto que o emissor está no mais alto potencial negativo. Como a base fica estrutu-

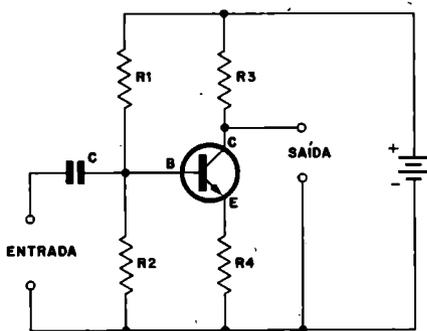


Figura 20

Configuração em emissor comum polarizada com uma única fonte.

ralmente entre emissor e coletor, seu potencial deverá ter um valor intermediário entre o máximo negativo e o máximo valor positivo do coletor. Esta condição atende perfeitamente à exigência de polarização direta, ou seja, uma condição em que o transistor se encontra em regime normal de trabalho. A tensão existente entre base e emissor é pequena quando comparada com a tensão entre coletor e emissor.

Os semicondutores não se restringem somente aos diodos e transistores, nem o estudo dos transistores se restringe somente ao que acabamos de expôr, mas numa complexidade bem maior, que foge à nossa intenção, que foi a de levar, em especial aos principiantes, algumas noções sobre os semicondutores e, aos veteranos, mestres em Eletrônica, um pouco de saudade de quando eram principiantes.

Ω

ERRATA

Pedimos aos leitores que anotem os seguintes enganos ocorridos no artigo "Pupinização de Linhas Telefônicas", publicado na Revista nº 355 (novembro/77):

Na página 105, 4º parágrafo, onde se lê "Recomendações 6.124", leia-se "Recomendações G.124". Na página 105, 1º coluna, onde se lê

$$\sqrt{\frac{1}{1 - \eta} e^{-2x}} \quad \text{leia-se} \quad \sqrt{\frac{1}{1 - \eta} e^{-2x}}$$

$$\text{e onde se lê } \eta = \frac{f}{fc} \quad \text{leia-se } \eta = \frac{f}{fc}$$

Aplicações de Integrados Conversores Tensão/Freqüência

Colaboração do Dpto. Técnico da TELEIMPORT

Os circuitos conversores tensão/freqüência, comumente conhecidos por VFC ("Voltage-to-Frequency Converters"), são produzidos sob forma de circuitos integrados monolíticos e podem ser empregados em inúmeras funções. Enquanto que os circuitos VFC modulares possuem geralmente compromissos específicos quanto a gamas e modos de operação, inúmeros circuitos monolíticos não possuem tais compromissos e oferecem maior versatilidade de aplicação. Sendo a primeira a oferecer no mercado um VFC monolítico, a Raytheon prevê para ele uma ampla gama de aplicações, não só as usuais como também as incomuns. Seu uso nos circuitos pouco convencionais possivelmente excederá seu uso como conversor tensão/freqüência convencional.

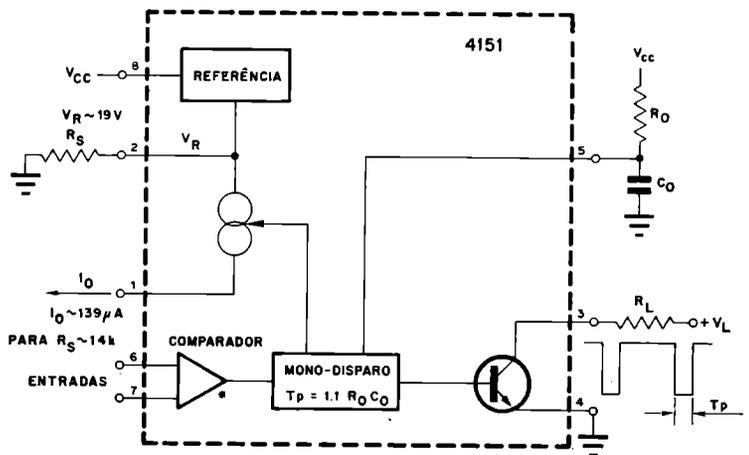
Os VFC RC4151 e RC4152 da Raytheon

O RC4151 foi o primeiro VFC monolítico, sendo seguido pelo dispositivo de desem-

penho superior RC4152. Ambos são compatíveis pino a pino e intercambiáveis quanto à aplicação. Os comentários que se seguem aplicam-se a ambas as unidades.

Note, no diagrama em blocos da fig. 1, que o VFC contém em uma única pastilha

um comparador, um mono-disparo ("one-shot"), uma tensão de referência, uma fonte de corrente comandada e um transistor de saída de coletor exposto ("bare collector"). A amplitude da saída da fonte de corrente comandada é ajustada por meio de um resistor externo (R_s) e a largura do



* O MONO-DISPARO DISPARA COM TENSÃO NO PINO 7 MAIS POSITIVA QUE NO PINO 6.

Figura 1

Diagrama em blocos do RC4151 e do RC4152.

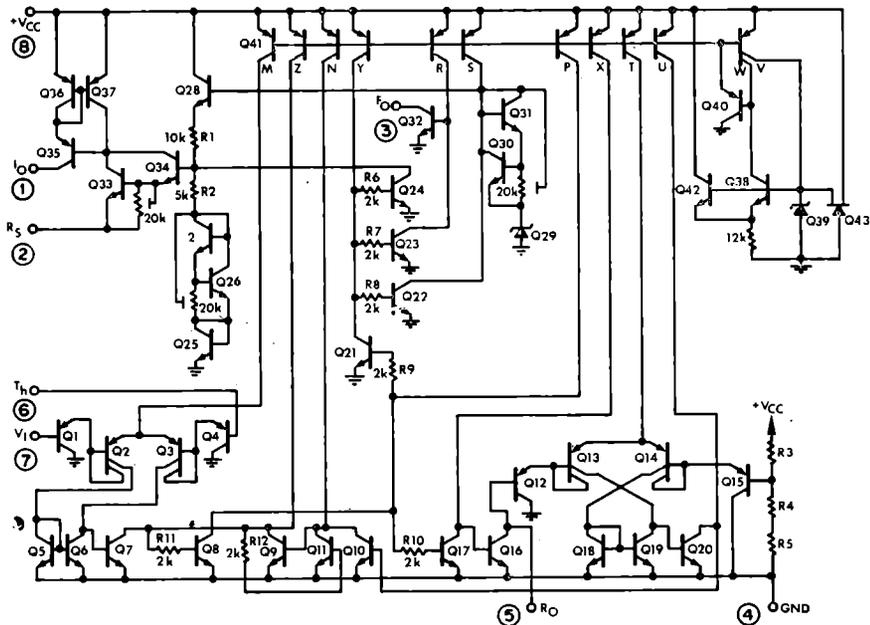


Figura 2

Diagrama esquemático do RC4151.

pulso do mono-disparo é ajustada por meio de uma rede RC externa. Uma vez que o coletor do transistor de saída não possui conexão com o circuito, a excursão da tensão de saída é determinada pela queda através de R_L (veja a fig. 1).

O circuito é algo mais que um simples VFC convencional realizado em forma monolítica; trata-se de um projeto único que faz uso das vantagens das propriedades de igualamento da fabricação monolítica. A fig. 2 mostra o diagrama do circuito interno do integrado 4151. A característica mais incomum do circuito é a sua **versatilidade**; existem inúmeros pontos de entrada e de saída.

Utilizando o RC4151/RC4152 como VFC

A fig. 3 mostra a configuração recomendada para um VFC com operação em gama ampla. Ele é basicamente um circuito de carga balanceada, no qual um amplificador operacional externo serve como integrador. Os pulsos de corrente (I_o) do RC4151 são so-

dados a uma corrente proporcional à tensão de entrada (V_{IN}/R_B). A saída do integrador fará com que a cadência dos pulsos varie até que o valor médio dos pulsos de corrente de saída (I_o) iguale o valor médio da corrente de entrada. No equilíbrio

$$\frac{V_{IN}}{R_B} = I_o T_p F_o$$

onde I_o é um pulso de corrente de saída com amplitude V_B/R_S e T_p é a largura do pulso. A tensão de referência V_B é de aproximadamente 1,9 V e a largura do pulso, que é estabelecida pela rede RC externa, é $1,1 R_S C_o$. Conseqüentemente, a frequência nominal de saída F_o é dada por

$$F_o = 0,486 \frac{R_S}{R_B R_o C_o} V_{IN}$$

onde $-10 V \leq V_{IN} \leq 0$

Para melhor linearidade e estabilidade, os valores dos componentes deverão estar dentro das seguintes gamas:

$$\begin{aligned} 6,8 \text{ k}\Omega &\leq R_o \leq 680 \text{ k}\Omega \\ 0,001 \mu\text{F} &\leq C_o \leq 1,0 \mu\text{F} \\ 12 \text{ k}\Omega &\leq R_S \leq 18 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

A gama de valores de R_B depende em parte do amplificador operacional externo que for escolhido, mas podem-se considerar razoáveis valores de 20 k Ω a 200 k Ω . O amplificador operacional 741, ou equivalente, é satisfatório para operação até 10 kHz; além deste limite haverá alguma degradação na linearidade. O RC4131 ou RC4531 deverá ser considerado para a gama de operação entre 10 kHz e 100 kHz. Para o caso de amplificadores operacionais quádruplos recomenda-se o 4156 ou o 3403A da Raytheon; ambos possuem melhor resposta de frequência que o 741. O 4156 possui limites mínimos e máximos especificados nos parâmetros de CA, tais como largura de faixa para ganho unitário, relação de rotação e resposta à plena potência.

Na fig. 4 está mostrado o exemplo de um VFC completo, projetado para uma resposta de 1 kHz/volt dentro de uma gama de CC a 10 kHz.

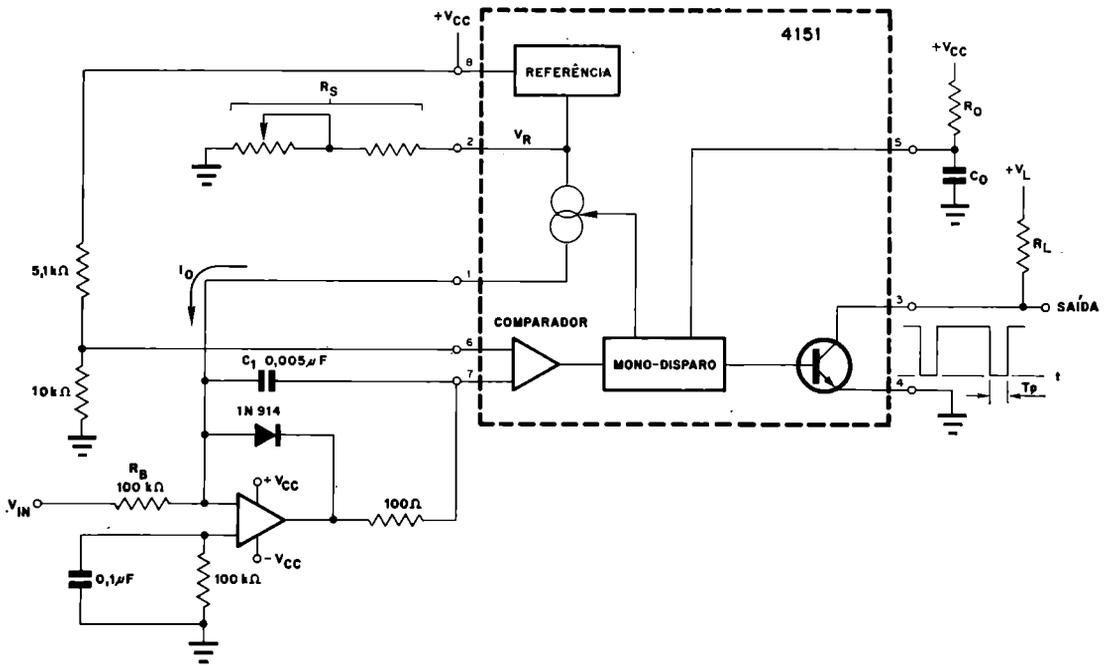


Figura 3

Conversor tensão/freqüência.

A equação de projeto para a freqüência de saída F_o , previamente derivada, pode ser usada com os valores mostrados na fig. 4.

$$F_o = 0,486 \frac{14 \text{ k}\Omega}{100 \text{ k}\Omega \times 6,8 \text{ k}\Omega \times 0,01 \mu\text{F}} V_{IN}$$

A linearidade de saída entre CC e 10 kHz será tipicamente melhor que 0,05%. A tensão de entrada V_{IN} deve ser negativa quando se estiver empre-

gando a configuração do circuito mostrado na fig. 4.

A conversão tensão/freqüência é muitas vezes utilizada para se obter isolamento elétrica. O circuito mostrado na fig. 5 utiliza um opto-acoplador para isolar o VFC da car-

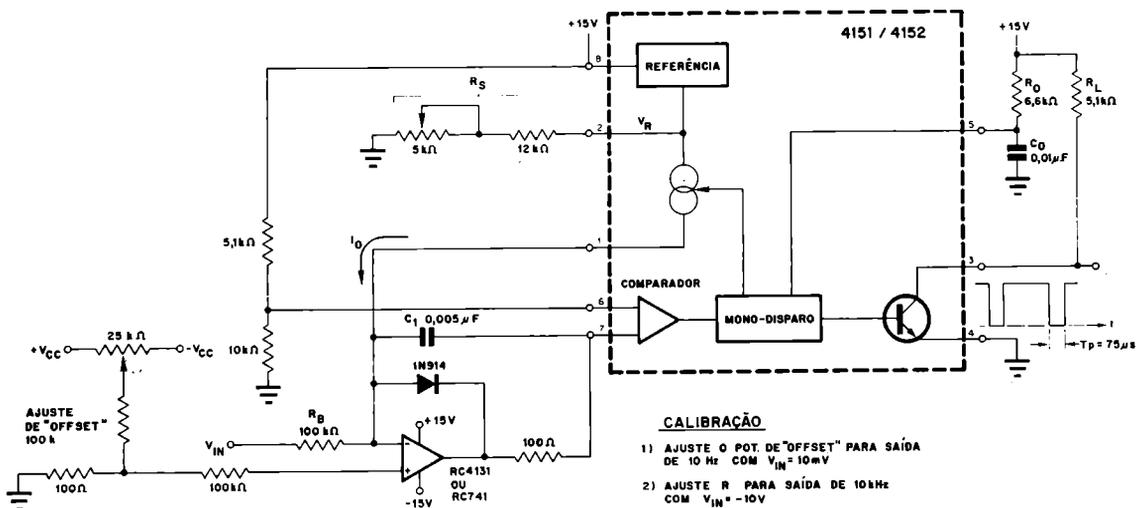


Figura 4

Diagrama esquemático de um conversor tensão/freqüência de CC a 10 kHz.

CALIBRAÇÃO

- 1) AJUSTE O POT. DE 'OFFSET' PARA SAÍDA DE 10 Hz COM $V_{IN} = 10 \text{ mV}$
- 2) AJUSTE R PARA SAÍDA DE 10kHz COM $V_{IN} = -10 \text{V}$

— a resolução e a velocidade de conversão podem ser facilmente adaptadas às aplicações específicas.

Esse conversor analógico/digital pode ser construído com circuitos integrados "standard", constituindo um sistema independente, ou pode ser incluído num computador digital. Os sistemas baseados em micro-processadores têm relógio, contadores, trancas e todos os demais circuitos necessários. Um sistema micro-processador pode ser utilizado para suportar diversos canais de VFC, desde que a velocidade de aquisição de dados seja suficientemente baixa.

A capacidade de computação do micro-processador tam-

bém pode ser utilizada para melhorar a precisão e reduzir a deriva. Uma tensão de referência, em relação à massa, pode ser multiplexada em cada VFC e o valor digital pode ser utilizado como referência. Conversões subsequentes são então normalizadas para uma tensão de referência em relação à massa. Essa técnica elimina efetivamente deriva de ganho e de "off-set", sendo então a precisão limitada apenas pela linearidade do VFC.

A fig. 7 mostra um conversor analógico/digital completo, de 8 bit e com saída paralela, utilizando lógica "standard". Ua metade de um temporizador 556 é utilizada para gerar uma base de tempo, enquanto que a outra me-

tade é utilizada como um mono-disparo para gerar um pulso de transferência ("strobe"). O bordo de fuga do pulso de transferência fará a reciclagem dos contadores. Essa configuração proporcionará então uma seqüência de reciclagem, contagem, carga de contagem nas trancas e novamente a reciclagem. O pulso de transferência é também utilizado para inibir os contadores durante a transferência de dados do contador para a tranca. A saída digital pode ser transferida para um computador, ou mostrador alfanumérico, a qualquer tempo exceto quando os dados estiverem sendo transferidos do contador. Este circuito opera a partir de uma fonte singular de +5 V, que pode ser totalmente isolada da fonte de

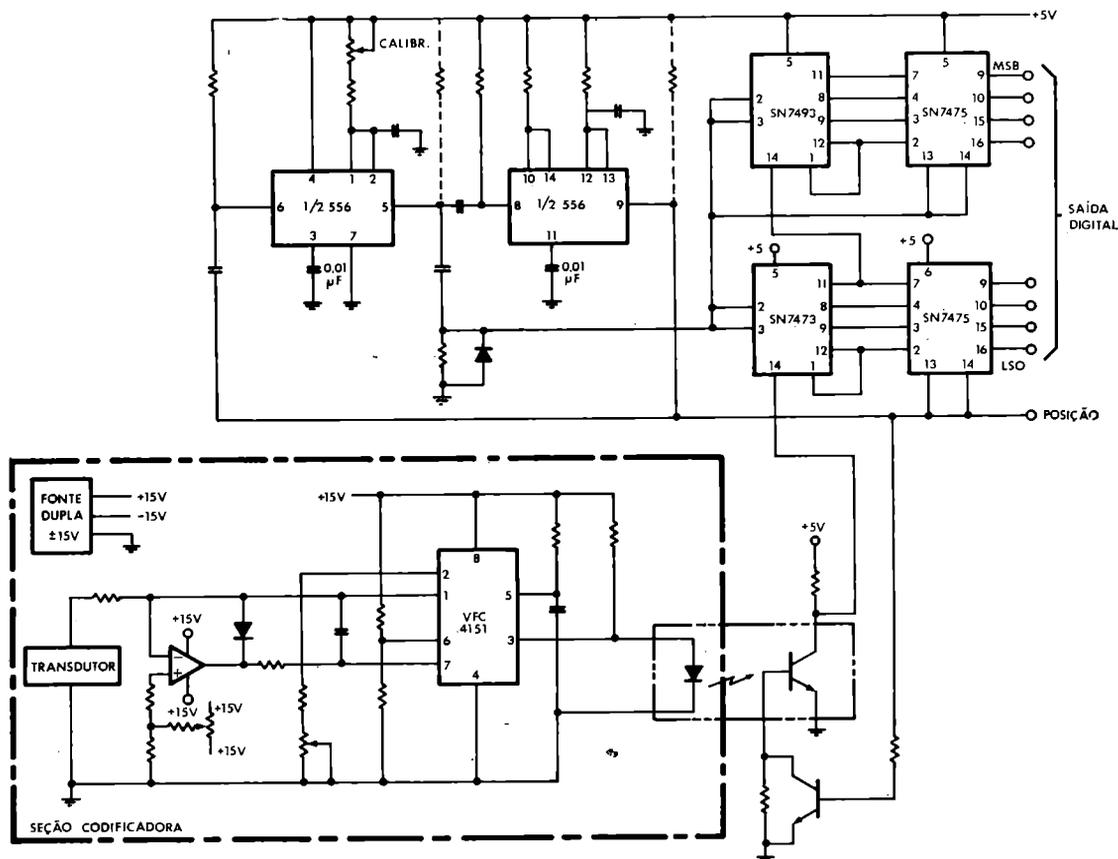
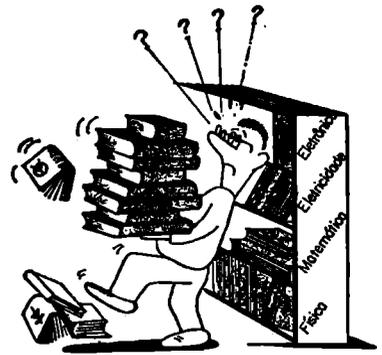


Figura 7

Conversor analógico/digital completo de 8 bit.



LIVROS EM REVISTA

AMPLIFICADORES LINEALES PARA BANDA LATERAL UNICA

Autor: M. Quintana. **Idioma:** Espanhol. **Formato:** 16 × 22 cm. **Número de páginas:** 185. **Preço atual:** Cr\$ 203,00.

Esta é a mais recente obra deste autor, que já tem publicado tantos títulos ligados ao radioamadorismo. Neste livro descreve 15 circuitos de amplificadores lineares para as faixas de 3,5 até 28 MHz e potências entre 80 e 1 000 W, dando todas as informações necessárias para a construção, inclusive para as respectivas fontes de alimentação.

No primeiro capítulo o autor apresenta uma introdução ao problema de amplificação de RF por intermédio de válvulas triodo, tetrodo e pentodo e descreve os resultados obtidos com várias construções experimentais.

O capítulo dois, o mais extenso de todos, trata dos am-

plificadores de RF com grade à massa e aqui o autor descreve várias construções com as válvulas 803, 6JE6A/6JE6C, 811A, 813, 4X150A e 4CX250B. A descrição é detalhada, abrangendo também as correspondentes fontes de alimentação. O uso de diodos zener para a estabilização da tensão de polarização das válvulas é tratado com especial carinho.

O capítulo três trata do uso de válvulas de transmissão antigas em amplificadores lineares de RF. Muitos dos amadores possuem válvulas deste tipo (por ex.: 203A, 204A, 852, etc.) encostadas e o autor mostra como as mesmas ainda podem prestar bons serviços.

Nos dois últimos capítulos o autor trata do ajuste dos amplificadores lineares através do método de dois tons e descreve o funcionamento da chave automática de polarização, que evita dissipação inútil de potência durante os períodos de não-excitação.

MANUTENÇÃO E REPARO DE TV A CORES

Autor: W. W. Diefenbach. **Idioma:** Português. **Número de páginas:** 120. **Formato:** 21 × 29 cm. **Preço atual:** .. Cr\$ 180,00.

Este livro parte da premissa do conhecimento de serviços de manutenção e reparos em televisores preto/branco. O primeiro capítulo aborda questões de racionalização da assistência e receptores a cores cujos custos são, na maioria das vezes, bastante superiores aos dos aparelhos preto/branco. Como o serviço em receptores a cor exige bons técnicos, um dos tópicos aborda o procedimento mais conveniente na formação de pessoal especializado. O segundo capítulo aborda resumidamente os princípios da colorimetria — saturação, luminosidade, pureza, etc. Este assunto continua sendo tratado no capítulo seguinte, que também apresenta os sistemas NTSC,

O capítulo 4 descreve o funcionamento básico de cada estágio de recepção dos receptores PAL e do cinescópio com máscara perfurada. O conhecimento destes sistemas é de vital importância para a correta interpretação dos capítulos subseqüentes. Os equipamentos de medição adicionais ao serviço de receptores monocromáticos são descritos no capítulo seguinte, sendo que foram incluídas instruções para a confecção própria de instrumentos com diretrizes procedentes do laboratório do próprio autor.

O capítulo 6 descreve pormenorizadamente a instalação e ajuste dos televisores na residência do cliente. Seguem-se considerações sobre as interferências externas e as estáticas prejudiciais à recepção a cores, bem como sobre a interpretação das imagens-padrão das emissoras.

O ponto essencial do livro recai sobre o capítulo "Diagnóstico Sistemático de Defeitos em Receptores de TV a Cores". Esquemas detalhados auxiliam a localizar as diferentes origens dos defeitos e as muitas ilustrações coloridas permitem discutir defeitos típicos em cada um dos estágios, auxiliado por oscilogramas convenientes.

O capítulo 9 proporciona uma introdução ao serviço de calibração de receptores de TV, em relação aos estágios monocromáticos e a cores, apresentando adicionalmente um exemplo de calibração de um televisor típico. Seguem-se considerações a respeito de defeitos nas instalações de antenas e um apêndice com vocabulário da técnica de TV a cores, valores de frequências e fórmulas.

Autor: H. M. Tremaine. **Idioma:** Espanhol. **Formato** 17 X 24 cm. **Número de páginas:** 1920. **Preço atual:** Cr\$ 2.750,00.

O livro "AUDIOCYCLOPEDIA" é praticamente a única obra existente no mundo que abrange toda a técnica de áudio-frequência. Até agora só publicada em Inglês, foi recentemente traduzida para o Espanhol e por motivos técnicos de produção dividida em duas partes.

O primeiro volume, com 984 páginas, trata nas suas 17 seções dos seguintes assuntos: 1 — Princípios básicos do som. 2 — Acústica técnica e equipamento de estúdios. 3 — Dispositivos de velocidade constante, motores e geradores. 4 — Microfones. 5 — Atenuadores. 6 — Equalizadores. 7 — Filtros de onda. 8 — Transformadores e bobinas. 9 — Misturadores de áudio. 10 — VU-metros e indicadores de volume. 11 — Válvulas termoiônicas, transistores e diodos. 12 — Amplificadores de áudio-frequência. 13 — Gravação de discos. 14 — Cabeças de gravação de discos. 15 — Agulhas de gravação e reprodução. 16 — Fonocaptadores. 17 — Gravação magnética.

O segundo volume, com 936 páginas, trata dos seguintes assuntos: 18 — Registro óptico de películas. 19 — Equipamento cinematográfico de projeção. 20 — Alto-falantes, gabinetes acústicos, fones de ouvido e aparelhos para surdos. 21 — Fontes de alimentação. 22 — Equipamento de medida. 23 — Medidas de áudio-frequência. 24 — Técnicas de instalação. 25 — Informações gerais, ábacos e tabelas. Índice alfabético.

Autor: FAPESA (Philips Argentina). **Idioma:** Espanhol. **Número de páginas:** Vol. 1 — 402; Vol. 2 — 242. **Formato:** 15 X 22 cm. **Preço atual:** . . Vol. 1 — Cr\$ 290,00; Vol. 2 — Cr\$ 232,00.

A FAPESA é a fábrica da PHILIPS na Argentina e portanto os dois manuais cobrem toda a linha de fabricação de transistores desta marca na Argentina que, por sua vez, corresponde a praticamente também toda a linha fabricada ou comercializada no Brasil pela Philips e Ibrape. Trata-se de uma tradução dos conhecidos "Philips Semiconductor Data Books", que trazem dados completíssimos sobre todas as características e aplicações dos semicondutores, fornecendo principalmente as curvas características completas.

No primeiro volume (TRAN-SISTORES DE BAIXA FREQUÊNCIA E DE POTÊNCIA) consta uma seção introdutória que traz a sistemática de denominação de tipos, apresentando os diversos sistemas de regimes, os símbolos literais e definindo a "área de operação segura" dos transistores. Seguem então as características e curvas completas dos transistores de germânio e silício.

Na segunda parte (TRAN-SISTORES PARA DEFLEXÃO TV E ALTA FREQUÊNCIA) a seção introdutória é uma repetição da mesma do primeiro volume, seguindo-se a seção dos transistores para deflexão (BU-105 e BU-132) e para frequências elevadas.

No final do livro consta uma seção que trata de acessórios, principalmente dissipadores de calor.



REVISTA MONITOR DE RÁDIO E TELEVISÃO

REDAÇÃO E ADMINISTRAÇÃO:

R. Timbrás, 263 - Fone: 220-7422 - C.P.30 277 - SP

Propriedade do

INSTITUTO RÁDIO TÉCNICO MONITOR LTDA.

Diretoria:

ACHILES LEOPARDI
ODARCY S. BARINI
WALDOMIRO RECCHI

Redator:

OCTAVIO A. DE TOLEDO ASSUMPÇÃO

Secretária de Redação:

HELOISA HELENA P. HUFF

Desenhos:

BENEDITO DOUGLAS MARCELINO

Consultor Permanente:

NICOLÁS GOLDBERGER

Supervisão Técnica:

Eng^o ADALBERT W. MIEHE

Contacto:

CLÁUDIO R. RODRIGUES

Colaboram neste número:

Aécio Flávio Baraldi Siqueira
Aquilino R. Leal
Carlos Rodrigues Ladeira
Ednaldo Barbosa de Souza
João Michel
IBRAPE
RCA ENGINEER
TELEIMPORT
WIRELESS WORLD

Produção Gráfica:

TIPOGRAFIA AURORA LTDA.
Rua Gal. Couto de Magalhães, 396

Distribuidores exclusivos:

FERNANDO CHINAGLIA DISTRIBUIDORA S.A.
Rua Teodoro da Silva, 907 — ZC-11
RIO DE JANEIRO — RJ.

Publicidade:

MONITOR PROMOÇÕES E PUBLICIDADE LTDA.
Rua João Rudge, 366, 1^o andar
Caixa Postal 30 277 — SÃO PAULO - SP

CIRCULAÇÃO

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

Tiragem: 23 000 exemplares

ASSINATURAS:

1 ano Cr\$ 212,00
2 anos Cr\$ 413,00

Índice dos anunciantes

Alfatronic	16
"Artelco"	7
Begli	88
Bernardino & Migliorato	92
Biasia	92
Bravox	2 ^a capa
Cardeal	1, 12
C. Div. Pinheiros	15, 73
Ceteisa	14
Datatronix	15
Delta	6
Electra	8
Eletrônica Rudi	54
Fonecontrol	14
Gemisa	79
Icotron	11
Idim	9
Instituto Monitor	58
Instituto Monitor - Rio	94
Kasval	3 ^a capa
Lifon	91
Litec	4, 59
Lojas do Livro Eletrônico	61
Magnasom	91
Menta	17
Milton Molinari	13
Monitor Promoções	38
Multi Kits	87
Novik	5
Parsec	17
Philco	4 ^a capa
Polybest	59
Rádio Emegê	91
Radiotécnica Aurora	10, 31, 60, 66, 80
Renz	15
Reparatur	59
Repil	2, 3
R-Ohm	93
Telestasi	8
Transistécnica	67
Victor T. Mauri	18



Fundada em outubro de 1947 por Nicolás Goldberger



Sumário

Fonte de Alimentação sem Transformador, com Redutor R-C	19
AUDIO: Caixas Acústicas para Alto-Falantes	24
Mais Uma Aplicação para o Integrado 555: Assustar Ladrões — Conclusão	32
Tubo Intensificador com Alvo de Silício: Visão no Escuro	39
Distanciômetros Eletrônicos — 3ª Parte	47
IDÉIAS E CIRCUITOS: Controle para Motores CC	55
Diodo de Germânio para Proteção de Reguladores	56
Oscilador por Rotação de Fase para Mú- sica Eletrônica	57
TELEVISÃO: Circuitos Integrados na Televisão — 2ª Parte	62
NOSSA CAPA	68
Telecomunicações em Pauta — XXI — Ondas Eletro-Magnéticas (4)	69
SECÇÃO DO PRINCIPIANTE: Um Pouco sobre Semicondutores — Conclusão	74
Aplicações de Integrados Conversores Tensão/Freqüência	81
LIVROS EM REVISTA	89

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 redacio-
nal dos anúncios são de responsabilidade do anunciante.