REVISTA MONITOR DE

RÁDIO e TELEVISÃO

SPOTS

MAIO 1978 N.º 361 Cr$ 20,00

METALÚRGICA

STROBOS

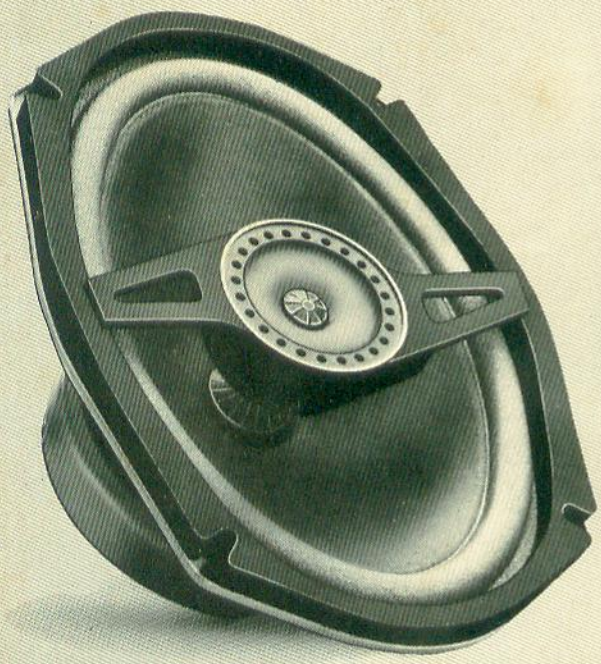
SEQUÊNCIAS

PSICODÉLICOS

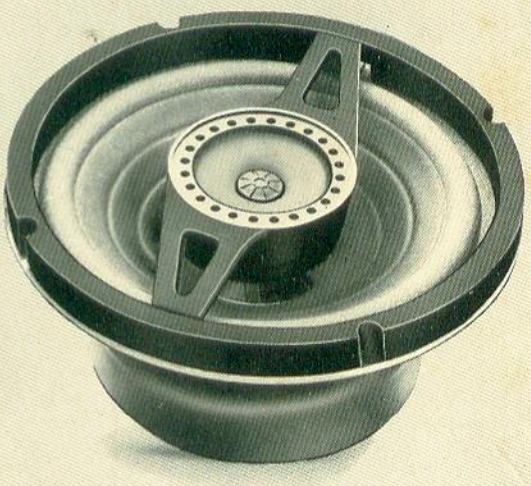
ELETRÔNICA

aap componentes eletrônicos

power line bravox

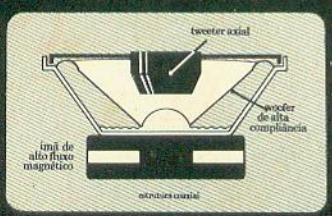


Modelo BC-69
40 WATTS



Modelo BC-6
35 WATTS

POWER LINE BRAVOX - Coaxial para amplificadores e toca-fitas.



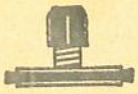
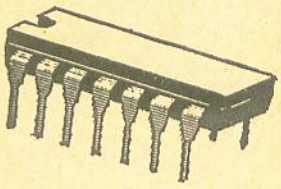
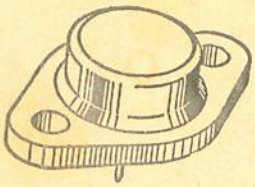
- **Potência Total** dentro do seu carro - 35 e 40 Watts.
- Altíssimo rendimento eletroacústico e qualidade de som.
- Perfeito balanceamento sonoro entre os dois altofalantes, com emissão conjugada de todas as freqüências numa única estrutura, sólida e anti-vibratória.
- Recomendado para todos os amplificadores nacionais.

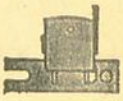
BRAVOX

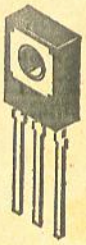
altofalantes Bravox - a alma do som

COMPONENTES DE QUALIDADE RENDEM MAIS !

ALTO-FALANTES
BOBINAS
CAPACITORES DE TODOS OS TIPOS
CHAVES DIVERSAS
CAIXAS ACÚSTICAS
CAIXAS PLÁSTICAS
CIRCUITOS INTEGRADOS
CORREIAS P/ GRAVADORES
DIODOS DIVERSOS
ESTOJOS
KNOBS
MOTORES (DISTRIB. OXFORD)
PLUGUES
POTENCIÔMETROS
SUPORTES
TRANSFORMADORES
TRANSISTORES






NA HORA DA COMPRA VOCÊ COMPROVA:

AS MELHORES MARCAS NACIONAIS E IMPORTADAS SÃO DISTRIBUIDAS PELA,

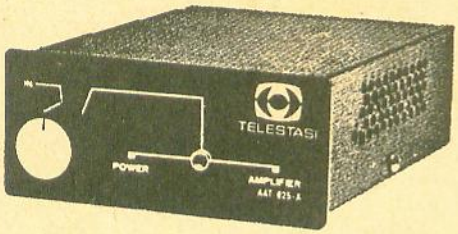
"TRANSISTÉCNICA"

não atendemos por reembolso

TRANSISTÉCNICA
ELETRÔNICA LTDA.

01208 - R. DOS TIMBIRAS, 215 a 217
(Esquina R. Sta. Ifigênia)
FONES: 221-0098 - 221-1355
S. PAULO - SP

A DIFERENÇA ENTRE UM SOM ACANHADO E UM SOM AMPLIFICADO



Auto Ampliticador Estéreo AAT-025

O SOM BIG

Você já imaginou o som do seu rádio ou toca-fitas com a potência elevada para **50 watts** de saída?
Com um som puro, potente e sem distorções, os graves e agudos ainda mais reforçados e distinguidos?
Som Big faz tudo isso no seu carro.
Dá um som incrível e emocionante para qualquer rádio ou toca-fitas. Deixe os seus ouvidos sentirem a diferença.

Especificações Técnicas:

- **Totalmente transistorizado**
- **Potência contínua (RMS) de 50 W com carga de 3,2 ohms**
- **Resposta de freqüência 20 a 30 000 Hz**
- **Distorção harmônica 0,5% a 50 W**
- **Impedância de saída — mínimo 3,2 ohms**
- **Impedância de entrada — 3,2 a 16 ohms**
- **Tensão de alimentação — 12 V**
- **Semicondutores — 16 transistores**
- **Dimensões: 5 cm × 12 cm × 15,5 cm**
- **Peso: 950 g líq.**
- **Consumo sem sinal — 200 mA**
- **Consumo a 50 W — 2 A**

Sem transformador de saída

para uma melhor qualidade sonora (resposta plana)

Amplificadores para carros e ônibus

UM PRODUTO PATENTEADO

TELESTASI

Ind. Eletrônica de Rádio e Televisão TELESTASI Ltda.

Rua Clemente Bonifácio, 80
Fone: 274-9333 — S. Paulo



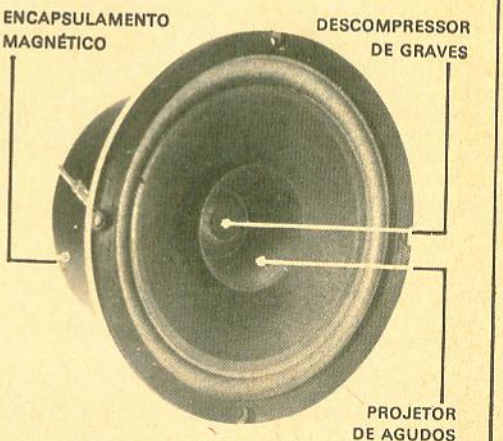
ouça

EXISTEM MUITOS MOTIVOS GRAVES E AGUDOS PARA VOCÊ PREFERIR

best

Alto Falantes especiais para Auto-Rádios AM, FM Toca-Fitas Stereo e Amplificadores de Potência.

SOLICITE CATÁLOGOS E ESQUEMAS DE INSTALAÇÕES



Polybest Eletrônica S/A.
Rua Pescadores n.º 100 CEP. 01522
Tels.: 278-2259/278-1466
São Paulo - SP.

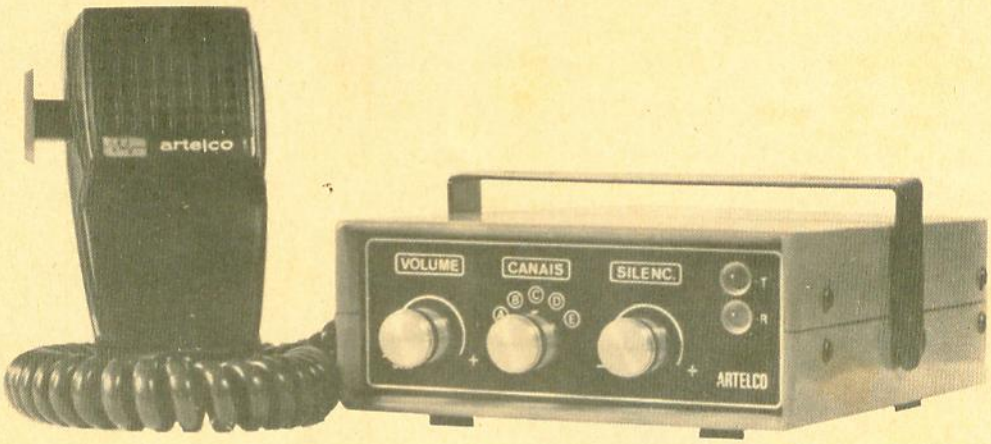
Produzido com tecnologia ESS ACOUSTICS CORP. New Jersey - N. J. - U.S.A.

RÁDIO FAIXA DO CIDADÃO

MODELO BC-5

A NOVA ONDA EM
RADIOCOMUNICAÇÃO

100% NACIONAL



Homologado pelo DENTEL
sob nº 77/4880

- Totalmente transistorizado
- Máxima potência em transmissão
- Receptor super sensível

1 ANO DE GARANTIA

PEÇAS E ASSISTÊNCIA TÉCNICA PERMANENTE
TAMBÉM PARA RÁDIO-TAXI NAS FREQÜÊNCIAS
AUTORIZADAS PELO DENTEL

PREÇOS ESPECIAIS PARA REVENDEDORES

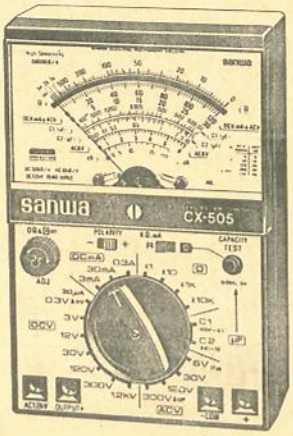
**"ARTELCO" Arbelaiz Telecomunicações
Ind. e Com. de Equipamentos Ltda.**

Av. Lacerda Franco, 1542 — Fone: 70-7325 — CEP: 01536 — São Paulo

CARDEAL materiais elétricos s.a.

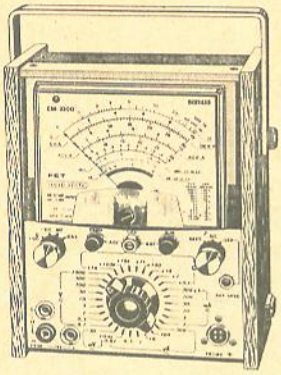
DISTRIBUIDOR EXCLUSIVO DOS INSTRUMENTOS

sanwa



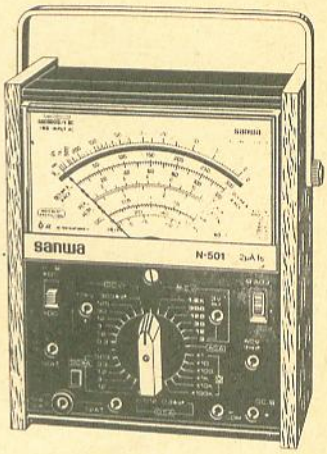
MULTIMETRO CX-505

DC VOLTS: 0 — 0,3 V (33,3 kΩ/V)
0 — 3/12/30/120/300 V (50 kΩ/V)
AC VOLTS: 0 — 6/30/3/30/
300 mA (300 mV)
Ω: x 1, x 10, x 1 k, x 10 k
dB: —10 a +63



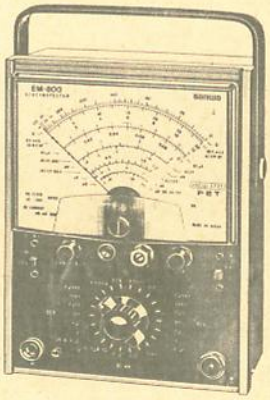
MULTÍMETRO EM-1000

DCV 0-10m-30m-0.1-0.3-1-3-10-30-100 300-1000 (12MΩ const.) 30k (w/H Probe)
DCA 0-0.01μ-0.1μ-1μ-10μ-100μ-300μ-1 3m-10m-30m-100m-300m-1-10
ACV 0-10m-30m-0.1-0.3-1-3-10-30-100 300-1000 (30Hz to 50kHz withi +1dB)
ACA 0-0.1μ-1μ-10μ-100μ-300μ-1m-3m-10m-30m-100m-300m-1-10
Ω ×0.1 ×1 ×10 ×100 ×1k ×10k ×100 ×1M (max. 1000MΩ)
Batt. 9V×1, 1.5V×1 & 1.3V (HC)×



MULTÍMETRO N-501

DC Volts: 0-60 mV — 0-0,3/1/2/ /312/30 V (500 kΩ/V)
AC Volts: 0-3/12/30/120/300/ /1,2 k (1 MΩ)
Corrente DC: 0-0/12/0,3/1/2/12/ /300 — 1,2 k (1 MΩ)
Ω: x 1, x 10, x 100, x 1 k, x 10 k
dB: —20 a +63



MULTÍMETRO EM-800

DC Volts: 0-1,2/3/12/30/120/ /300/1,2 k (12 MΩ)
AC Volts: 0-1,2/3/12/30/120/ /300/1,2 k (1 MΩ)
Corrente DC: 0-1,2/12/300 mA (300 mV)
Ω: x 1, x 100, x 1 k, x 100 k
dB: —20 a +63

CEP: 01210 — Rua Vitória, 371 — Fones: 221-4607 . 221-2946 — São Paulo — Brasil



MÚSICA EM ALTA FIDELIDADE

Construa sua própria caixa acústica, igual as melhores importadas.

A **"NOVIK"**, empresa líder na fabricação de alto-falantes especiais de alta fidelidade, lhe oferece **1-GRÁTIS, 4 valiosos projetos de caixas acústicas** desenvolvidos e testados em laboratório, usando seus próprios sistemas de alto-falantes, encontrados nas melhores casas do ramo.

Instale o melhor som em alta fidelidade no seu carro.

A **"NOVIK"**, fabricante da melhor e mais extensa linha de alto-falantes especiais para automóveis: woofers, tweeters, mid-ranges e full-ranges até 30 watts de potência, põe a sua disposição **2-GRATUITAMENTE, folheto explicativo do sistema de alto-falantes mais apropriado para seu carro e forma correta de instalação.**



Monte sua caixa acústica especial para instrumentos musicais.



3-GRÁTIS os 6 avançados projetos de caixas acústicas especiais para guitarra, contra-baixo, orgão e voz, elaborados com sistemas de alto-falantes **"NOVIK"**.

ESCREVA PARA:

NOVIK S.A.

INDÚSTRIA E COMÉRCIO

Cx. Postal: 7483 - São Paulo

SÃO OS MESMOS PROJETOS E SISTEMAS DE ALTO-FALANTES QUE A **"NOVIK"** ESTÁ EXPORTANDO PARA 14 PAÍSES DE 4 CONTINENTES, CONFIRMANDO SUA QUALIDADE INTERNACIONAL.

grande sortimento

- Aparelhos de recepção e transmissão
- Transistor de germânio
- Transistor de silício
- Circuitos integrados
- Diodos M.A.T.
- Diodos retificadores
- Todas as miudezas e componentes
- Instrumentos de medição
- Seletor de canais
- Conversores de UHF
- Válvulas todas as marcas
- Potenciômetros
- Alto-falantes
- Caixas de freqüência modulada
- Kits de amplificadores M-320 e M-350
- Amplificadores
- Gravadores
- Auto-amplificador stéreo
- Gerador de freqüência modulada
- Fitas virgens e gravadas
- Agulhas e cristais
- Cápsulas magnéticas
- Máquinas fotográficas
- Fones stéreos de todos os tipos

Vendas no atacado e varejo

ELETRÔNICA RUDI LTDA.

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

TMK

analisador TMK com suspensão taut-band

A TACHIKAWA RADIO MEASUREMENT CO., lança no Brasil um analisador com sistema de suspensão Taut-band no galvanômetro. Este sistema proporciona as seguintes vantagens: • Inexistência de erros de conjugado de atrito. • Proteção total contra choques e vibrações. • Alta sensibilidade: 50 Kohm/V. C.C.; 20 Kohm/V. C.A. • Ideal para medições em circuitos transistorizados.

* **PEÇA JÁ UMA DEMONSTRAÇÃO NO SEU REVENDEDOR TMK.**



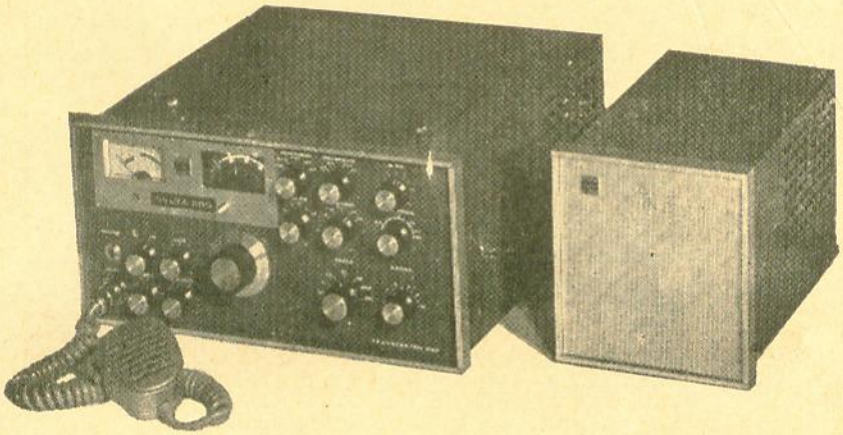
520

Valeu a Pena Esperar o Novo

TRANSCEPTOR 500 WATTS S.S.B.

Delta

O MAIS FAMOSO NOME NO RADIOAMADORISMO BRASILEIRO



QUE ESTÁ FADADO AO MESMO SUCESSO DO «DELTINHA» QUE REVOLUCIONOU A R.B.R.

ALTA SENSIBILIDADE E ESTABILIDADE

70 TRANSISTORES, DIODOS E CIRCUITOS INTEGRADOS. PRODUTO 95% NACIONAL COM PEÇAS E ASSISTÊNCIA PERMANENTE

À VENDA NAS BOAS CASAS DO RAMO

FABRICADO E GARANTIDO POR

DELTA S.A. INDÚSTRIA E COMÉRCIO DE APARELHOS ELETRÔNICOS

CAIXA POSTAL 2520 — 01000 SÃO PAULO — SP

ESQUEMAS

ESQUEMAS DE AMPLIFICADORES - Vols. 1 e 2. CADA Cr$ 70,00
ESQUEMAS DE GRAVADORES CASSETE - Vols. 1, 2 e 3. CADA Cr$ 70,00
ESQUEMAS DE RÁDIOS DE AUTOMÓVEIS - Vols. 2 e 3. CADA Cr$ 70,00
ESQUEMAS DE RÁDIOS PORTÁTEIS TRANSISTORIZADOS - Vols. 4, 5 e 6. CADA Cr$ 70,00
ESQUEMAS DE SELETORES DE CANAIS - Vol. 1. Cr$ 70,00
ESQUEMAS DE TELEVISORES - Vols. 1 a 17 (div. modelos). CADA Cr$ 70,00
ESQUEMAS DE TELEVISORES COLORADO - todos os modelos. Cr$ 60,00
ESQUEMAS DE TELEVISORES TELEFUNKEN - todos os modelos. Cr$ 60,00
ESQUEMAS DE TELEVISORES GENERAL ELECTRIC - todos os modelos. Cr$ 60,00
ESQUEMAS DE TELEVISORES PHILCO. Cr$ 60,00
ESQUEMAS DE TV - RÁDIOS E RADIOFONOS - ABC. Cr$ 60,00
ESQUEMAS DE TV - RÁDIOS E RADIOFONOS - SEMP. Cr$ 60,00
ESQUEMAS DE TV - RÁDIOS E RADIOFONOS - SYLVANIA/EMPIRE. Cr$ 60,00
ESQUEMAS DE RÁDIOS AUTO - TOCA-FITAS - FM - BOSCH. Cr$ 70,00
ESQUEMAS CCE - todos os modelos. Cr$ 80,00
ESQUEMAS DE TOCA-FITAS - Vols. 1, 2 e 3. CADA Cr$ 70,00
ESQUEMAS DE TRANSCEPTORES - INTERFONOS E WALKIE-TALKIE. Cr$ 70,00
ESQUEMAS DE TV COLORIDO - ADMIRAL, COLORADO, DENISON, NATIONAL, PHILCO, SEMP E SHARP. Cr$ 60,00
ESQUEMAS DE TV COLORIDO - SEMP MAX-COLOR 26". Cr$ 80,00
ESQUEMAS DE TV COLORIDO - SEMP MAX-COLOR 20". Cr$ 60,00
ESQUEMAS DE TV COLORIDO - SEMP MAX-COLOR 14/17". Cr$ 60,00
ESQUEMAS DE TV COLORIDO - GENERAL ELECTRIC 26" - LC 4021. Cr$ 60,00
ESQUEMAS DE TV COLORIDO - GENERAL ELECTRIC 22/26" - MST-048. Cr$ 60,00
ESQUEMAS DE TV COLORIDO - SYLVANIA 15". Cr$ 60,00
ESQUEMAS DE TV COLORIDO - TELEFUNKEN 22/26". Cr$ 80,00
ESQUEMAS DE TV COLORIDO - TELEFUNKEN - 6 modelos. Cr$ 60,00
ESQUEMAS DE TV COLORIDO - DENISON. Cr$ 60,00
ESQUEMAS DE TV COLORIDO - ADMIRAL, COLORADO, SYLVANIA. Cr$ 60,00
ESQUEMAS DE TV COLORIDO - ADMIRAL - K 10. Cr$ 60,00
ESQUEMAS DE TV COLORIDO - PHILIPS 22/26". Cr$ 60,00

MANUAIS

MANUAL DE SEMICONDUCTORES - Alta Frequência - Philips - Fapesa - Esp. Cr$ 232,00
MANUAL DE SEMICONDUCTORES - Baja Frecuencia - Philips - Fapesa - Esp. Cr$ 290,00
TABLAS UNIVERSALES TOWERS P/ SELECCION DE TRANSISTORES - Esp. Cr$ 200,00
SEMICONDUCTOR DATA HANDBOOK - GE - 3.ª Edição - 1977 - Ingl. Cr$ 400,00
SEMICONDUTORES - Tipos Preferenciais - Texas Instruments - Ingl. Cr$ 80,00
EQUIVALENCIAS DE TRANSISTORES - E. Garcia Perez - Esp. Cr$ 250,00
EQUIVALENCIAS DE TRANSISTORES - Série Alfabética - ELT. Cr$ 150,00
EQUIVALENCIAS DE TRANSISTORES - Série Numérica - ELT. Cr$ 150,00
MANUAL DE TRANSISTORES - Séries 2SA - 2SB - 2SC - 2SD - ELT. Cr$ 80,00
EQUIVALENCIAS DE TRANSISTORES - Séries Alfabética e Numérica - ELT. Cr$ 60,00
CATÁLOGO MUNDIAL DE TRANSISTORES - F. Estrada - Esp. Cr$ 210,00
MANUAL DE TRANSISTORES - TIRISTORES Y DIODOS - RCA - SC-15 - Esp. Cr$ 158,00
CMMOS DATABOOK - National - Ingl. Cr$ 250,00
MOS/LSI DATABOOK - National - Ingl. Cr$ 250,00
LINEAR INTEGRATED CIRCUITS - National - Ingl. Cr$ 250,00
MEMORY DATABOOK - National - Ingl. Cr$ 250,00
INTERFACE INTEGRATED CIRCUITS - National - Ingl. Cr$ 250,00
PRESSURE TRANSDUCER HANDBOOK - National - Ingl. Cr$ 300,00
LINEAR INTEGRATED CIRCUITS - Motorola - Ingl. Cr$ 300,00
LOW POWER SCHOTTKY TTL - Motorola - Ingl. Cr$ 200,00
DISCRETE PRODUCTS - 3 vols. + Master - Motorola - Ingl. Cr$ 900,00
ZENER DIODE HANDBOOK - Motorola - Ingl. Cr$ 200,00
SWITCHING TRANSISTOR HANDBOOK - Motorola - Ingl. Cr$ 220,00

NOVIDADES

FORMULÁRIO DE ELETRÔNICA - Francisco R. Vassallo - Port. Cr$ 90,00
ORGANIZAÇÃO DE MANUTENÇÃO ELETRO-ELETRÔNICA - Claudio F. Ariza - Port. Cr$ 315,00
LINHAS E SISTEMAS DE TRANSMISSÃO - Adalton P. de Toledo - Port. Cr$ 120,00
LOGICA Y TEORIA DE LOS AMPLIFICADORES OPERACIONALES Y LINEALES - K. Tracton - Esp. Cr$ 220,00
ELECTRONICA DE POTENCIA - Raymond Ramshaw - Esp. Cr$ 320,00
CURSO DE TELEVISION - Carretie & Angulo - Esp. Cr$ 385,00
HANDBOOK OF LINEAR INTEGRATED ELECTRONICS FOR RESEARCH - Hamilton. Cr$ 950,00

TELECOMUNICAÇÕES

TELECOMUNICAÇÕES/SISTEMAS MULTIPLEX — Pines e Barradas — Port.
TELECOMUNICAÇÕES/SISTEMAS RADIOVISIBILIDADE — Silva e Barradas. Cr$ 180,00
INTRODUCCION A LA TEORIA Y SISTEMAS DE COMUNICACION — Lathi — Esp. Cr$ 297,00
COMPLEMENTOS DE TELECOMUNICAÇÕES — A. Pincquenard — Port. Cr$ 195,00
REDES TELEFÔNICAS — Romano e Toddai — em 2 vols. — Port. CADA Cr$ 165,00
TEORIA DO TRÁFEGO TELEFÔNICO — Tabelas e Gráficos — SIEMENS — Vol. 1 — Port. Cr$ 210,00
PLANEJAMENTO DE CENTRAIS TELEFÔNICAS AUTOMÁTICAS — SIEMENS — Vol. 1 Cr$ 120,00
FUNDAMENTOS DE TELEFONIA — SIEMENS — Storch — Port. Cr$ 120,00
COMUTAÇÃO TELEFÔNICA INTERURBANA — A. P. Toledo — Port. Cr$ 170,00
COMUTAÇÃO TELEFÔNICA CROSSBAR — A. P. Toledo — Port. Cr$ 170,00
TELEFONIA — PRINCÍPIOS BÁSICOS — Zoltan Fuzesi — Port. Cr$ 180,00
SÉRIE DE TELECOMUNICAÇÕES — Adalton Pereira de Toledo — Port.
- RELÉS TELEFÔNICOS Cr$ 75,00
- TELEFONOMETRIA Cr$ 75,00
- REDES TELEFÔNICAS Cr$ 75,00
- NOÇÕES DE COMUTAÇÃO TELEFÔNICA Cr$ 75,00
- PLANEJAMENTO DE SISTEMAS TELEFÔNICOS Cr$ 95,00
- LINHAS E SISTEMAS DE TRANSMISSÃO Cr$ 120,00

PRINCIPLES OF COMMUNICATION SYSTEMS — Taub & Schilling — Ingl. Cr$ 267,00
INFORMATION TRANSMISSION, MODULATION AND NOISE — Schwartz — Ingl. Cr$ 277,00
ELECTRONIC COMMUNICATION SYSTEMS — G. Kennedy — Ingl. Cr$ 308,00
COMMUNICATION SYSTEMS — A. B. Carlson — Ingl. Cr$ 277,00
ANALOG & DIGITAL COMMUNICATION — W. D. Gregg — Ingl. Cr$ 724,00

PREÇOS SUJEITOS A ALTERAÇÃO

ATENDIMENTO PELO REEMBOLSO: Despachamos via VARIG (só para as cidades servidas por esta companhia) ou pelo correio normal. Cobramos despesas de despacho de Cr$ 5,00 por livro, mais o frete. PAGAMENTO ANTECIPADO: Envio de cheque pagável em São Paulo ou vale postal. Acrescentar Cr$ 5,00 por título solicitado; o frete é por nossa conta.

Litec

RUA DOS TIMBIRAS, 257

Caixa Postal 30 869 - 01000 - São Paulo

LIVRARIA EDITORA TÉCNICA LTDA.

Tel 220-8983

ALFATRONIC

IMPORTAÇÃO, EXPORTAÇÃO E REPRESENTAÇÕES LTDA.

REPRESENTAMOS COM EXCLUSIVIDADE PARA TODO O BRASIL
VENDAS DIRETA A INDÚSTRIA E AO ATACADO

NATIONAL

SEMICONDUTORES — CIRCUITOS INTEGRADOS DIGITAIS E LINEARES — TTL — MOS — CMOS — TRANSISTORES BIPOLARES E A EFEITO DE CAMPO — MEMÓRIAS — RAM — ROM — EPROM — LED — DISPLAYS — MICRO-PROCESSADORES — SISTEMAS DE DESENVOLVIMENTO — TRANSDUTORES — MÓDULOS DE RELÓGIOS — CALCULADORAS — FUNÇÕES COMPLEXAS.

CK COMPONENTS INC

INTERRUPTORES — A MAIS COMPLETA LINHA DE INTERRUPTORES MINIATURA DE ALTA QUALIDADE — CHAVES DE ALAVANCA, BASCULANTES, TECLAS PLASTICAS EM INÚMERAS CONFIGURAÇÕES E OPÇÕES DE MONTAGEM — PUSHBUTTONS MINIATURA, SUB-MINIATURA E MICRO-MINIATURA — INDICADORES LUMINOSOS — CHAVES ILUMINADAS — CHAVES DIGITAIS DECIMAIS, BCD, COMPLEMENTADAS OU NÃO — VÁRIOS MODELOS MONTADOS NO BRASIL.

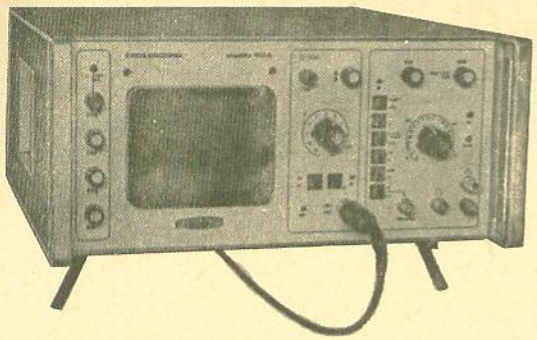
HAMLIN

REED SWITCHES — PARA QUAISQUER APLICAÇÕES DE CC ATÉ ALTAS FREQUÊNCIAS — CONTACTOS NORMALMENTE ABERTOS OU INVERSORES — DESDE OS TIPOS MINIATURA EMPREGADOS EM RELÓGIOS DE PULSO DIGITAIS ATÉ MODELOS PARA CHAVEAMENTO DE DEZENAS DE QUILOVOLTS — TIPOS ESPECIAIS COM MEMÓRIA — ESTOQUE PERMANENTE DOS TIPOS PREFERENCIAIS.

PARA UMA ORIENTAÇÃO SEGURA EM SUAS APLICAÇÕES, CONSULTE-NOS SEM COMPROMISSO.

Av. Rebouças, 1498 — São Paulo — CEP 05402

Tel.: PBX 282-0915 - 280-3520 - 280-3526 — TELEX (011) 24317



OSCILOSCÓPIO MODÊLO 413 A

- **CC — 15 MHz**
- **10 mV/div.**
- **ALTA TENSÃO REGULADA**

MONTRINI

Especificações Técnicas:

CANAL VERTICAL:
Sensibilidade — 10mV/div. a 20 V/div.
Impedância na entrada — 1 MΩ/25 pF
Comprimento de banda de —3 dB — 15 MHz

CANAL HORIZONTAL:
Sensibilidade — 1 V/div. em x1 — 0.2 V/div. em x5
Largura de banda de —3 dB — 4 MHz
Impedância na entrada — 1 MΩ/15 pF
Indicação luminosa de expansão
Disparo: modos — Trigges/Auto — Trigges

NÍVEL DE DISPARO:
Ajustável em ambos os modos de funcionamento
Disparo externo — realiza-se pelo conector de entrada X
Sensibilidade do disparo
— no interno: 0,5 div. de CC a 10 MHz
1,5 div. a 25 MHz
— no interno: 150 mVpp de CC a 10 MHz
300 mVpp a 25 MHz

BASE DE TEMPO:
Alcance — 0,2 us/div. a 0,5 s/div. em 20 posições, com ajuste contínuo entre posições
Indicação luminosa do ajuste contínuo na calibração
Sinais acessíveis no painel — dente-de-serra, pulso de comporta
Eixo Z — Sensibilidade: com 5 Vpp se produz modulação visível do brilho
Largura da banda — CC — 30 MHz

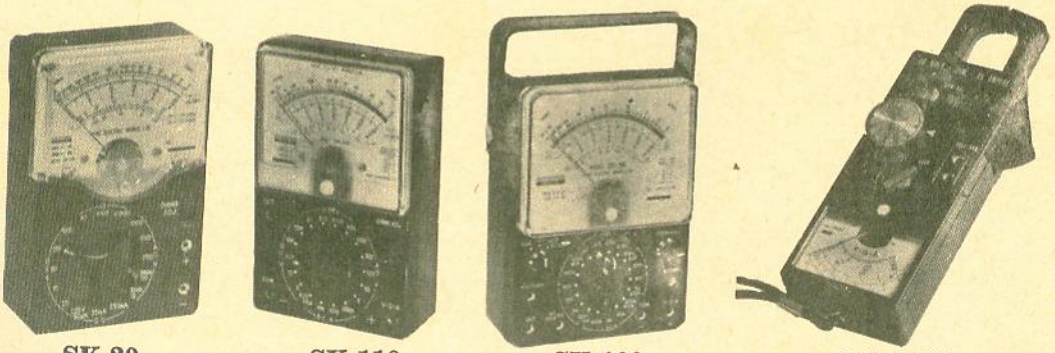
DISPOMOS DE OUTROS APARELHOS DE MEDIÇÃO, COMO GERADORES DE VARREDURA PARA TV, RÁDIO, AM, FM E ÁUDIO

1 ANO DE GARANTIA

INFORMAÇÕES E ASSISTÊNCIA TÉCNICA:

M. B. INSTRUMENTAL ELETRÔNICO IND. E COM. LTDA.
Rua Dias da Silva, 444 - Vila Maria
Fones: 93-4239 - 93-4354
São Paulo - SP

MULTITESTERS KAISE



SK-20 SK-110 SK-100 SK-7000

Cápsulas e agulhas LESON — Capacitores eletrolíticos — Máquinas de calcular eletrônicas TOSHIBA — GEMISA — CASSIO

MENTA REPRESENTAÇÕES LTDA.

AV. PEDROSO DE MORAES, 580 — 11.º ANDAR — SALA 111
FONES: 210-6433 — 210-7382 (PBX)
SÃO PAULO — SP

ESTUDANTES E TÉCNICOS DE RÁDIO E TV !!

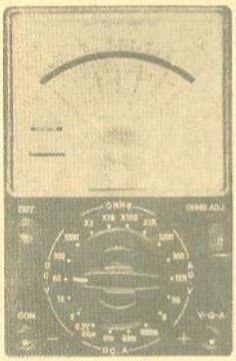
MULTITESTERS "KAISE"

SK-20
130 x 86 x 38 mm



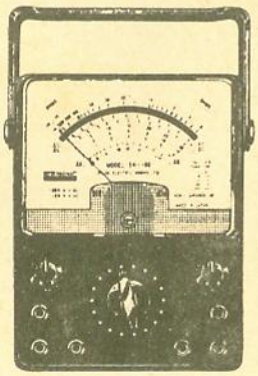
20 000 Ω/V DC
10 000 Ω/V AC
Resist. 7 kΩ
7 MΩ
Cr$ 790,00

SK-110
148 x 96 x 45 mm



30 000 Ω/V DC
10 000 Ω/V AC
Resist. 8 kΩ
8 MΩ
Cr$ 990,00

SK-100
180 x 135 x 65 mm



100 000 Ω/V DC
10 000 Ω/V AC
Resist. 20 kΩ
20 MΩ
Cr$ 1.790,00

Acompanha curso de leitura de multitesters, um par de cabos e instruções para seu uso.

VENDAS PELO REEMBOLSO AÉREO E POSTAL
Fone: 210-6433 - C.P. 11 205 - S. Paulo - SP

CENTRO DE DIVULGAÇÃO TÉC. ELETRÔN. PINHEIROS

NOME: _____

ENDEREÇO: _____

05-M-78

SK

LIVROS TÉCNICOS

APRENDA RÁDIO	Cr$ 120,00
ANÁLISE DINÂMICA EM TV	Cr$ 125,00
ABC DAS ANTENAS	Cr$ 60,00
ABC DOS COMPUTADORES	Cr$ 75,00
ABC DA ELETRICIDADE	Cr$ 60,00
ABC DA ELETRÔNICA	Cr$ 60,00
ABC DO RÁDIO MODERNO	Cr$ 60,00
ABC DOS TRANSISTORES	Cr$ 65,00
ABC DOS TRANSFORMADORES & BOBINAS	Cr$ 60,00
AMPLIFICADORES DE FI E DETECTORES DE VÍDEO	Cr$ 65,00
AMPLIFICADORES DE VÍDEO E SIST. CAG	Cr$ 65,00
BOBINADORA P/ TRANSFORMADORES	Cr$ 60,00
101 USOS PARA O SEU GERADOR DE SINAIS	Cr$ 80,00
101 USOS PARA O SEU MULTÍMETRO	Cr$ 80,00
101 USOS PARA O SEU OSCILOSCÓPIO	Cr$ 80,00
120 ESQUEMAS DE RÁDIO-RECEPTORES	Cr$ 105,00
COMO PROJETAR ÁUDIO-AMPLIFICADORES	Cr$ 75,00
COMPÊNDIO DE CURIOSIDADES ELETRÔNICAS	Cr$ 100,00
COMPONENTES ELETRÔNICOS: É Fácil Compreendê-los	Cr$ 75,00
CURSO DE ELETRÔNICA - Lições ns. 1, 2 e 3 - cada	Cr$ 30,00
CURSO PROFISSIONAL MONTADOR DE ANTENAS DE TELEVISÃO - Lições ns. 1, 2 e 3 - cada	Cr$ 34,00
CURSO SIMPLIFICADO PARA MECÂNICOS DE REFRIGERAÇÃO DOMÉSTICA	Cr$ 120,00
DIVIRTA-SE COM A ELETRICIDADE	Cr$ 80,00
ELEMENTOS DE TEORIA PARA ELETRO-ELETRÔNICA	Cr$ 80,00
ESQUEMAS NACIONAIS DE TV - Volumes 1, 2, 3 e 4 - cada	Cr$ 100,00
Volume 5	Cr$ 125,00
GUIA PRÁTICO GE DO REPARADOR DE TELEVISÃO	Cr$ 90,00
MANUAL UNIVERSAL DE TRANSISTORES Y REEMPLAZOS (Esp.)	Cr$ 330,00
MEDIDORES E PROVADORES ELETRÔNICOS: É Fácil Compreendê-los	Cr$ 80,00
MOTORES ELÉTRICOS	Cr$ 60,00
NOVOS CIRCUITOS DE ÁUDIO, HI-FI, ESTÉREO	Cr$ 75,00
O CANAL DE SOM E O SEPARADOR DE SINCRONISMO	Cr$ 65,00
O SELETOR DE CANAIS	Cr$ 65,00
O TRANSISTOR	Cr$ 105,00
RADIOAMADORISMO: Legislação Internacional	Cr$ 40,00
RÁDIO-REPARAÇÕES	Cr$ 120,00
TELEVISÃO EM CORES	Cr$ 65,00
TELEVISÃO PRÁTICA	Cr$ 190,00
TV A CORES - TEORIA SIMPLIFICADA E TÉCNICAS DE SERVIÇO	Cr$ 240,00
TV REPARAÇÕES PELA IMAGEM	Cr$ 90,00
TRANSISTORES - EQUIVALÊNCIAS (Esp.)	Cr$ 158,00
TUDO SOBRE ANTENAS DE TV	Cr$ 80,00

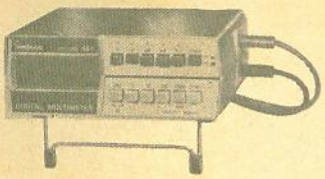
PERFEITO SISTEMA DE REEMBOLSO POSTAL

EDITORA TÉCNICA

ELECTRA LTDA.

Av. Rio Branco, 37 - 2.º andar

Fone: 233-3343 - Rio de Janeiro - RJ
GRÁTIS: Solicite nossa lista geral de livros



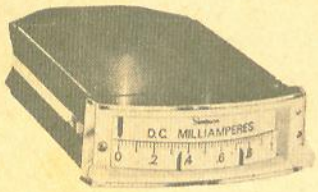
ATENÇÃO!



MULTITESTER — MULTÍMETRO DIGITAL — MILIAMPERÍMETRO — VOLTÍMETRO — AMPERÍMETRO — MEGÔHMETRO — TERRÔMETRO

e demais aparelhos de medição você encontrará na nova loja de

BERNARDINO MIGLIORATO & CIA. LTDA.



Rua Vitória, 554 — Térreo — Fone: 220-3986
São Paulo — SP

Mantemos na sobreloja 554-A o nosso tradicional laboratório de assistência técnica.



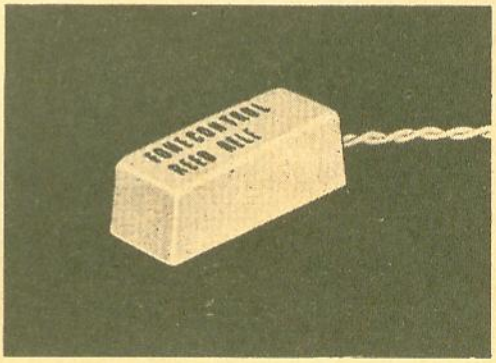
— DESDE 1944 SERVINDO NOSSOS CLIENTES E AMIGOS —

REED RELÉS

ALTA CONFIABILIDADE

BAIXO CUSTO

ENTREGA IMEDIATA



Fabricamos e dispomos para entrega imediata completa linha de reed relés de diversos tipos, cobrindo uma ampla faixa de aplicações, tais como em telefonia, controles automáticos, telecomando, entretenimento, montagens experimentais, etc.

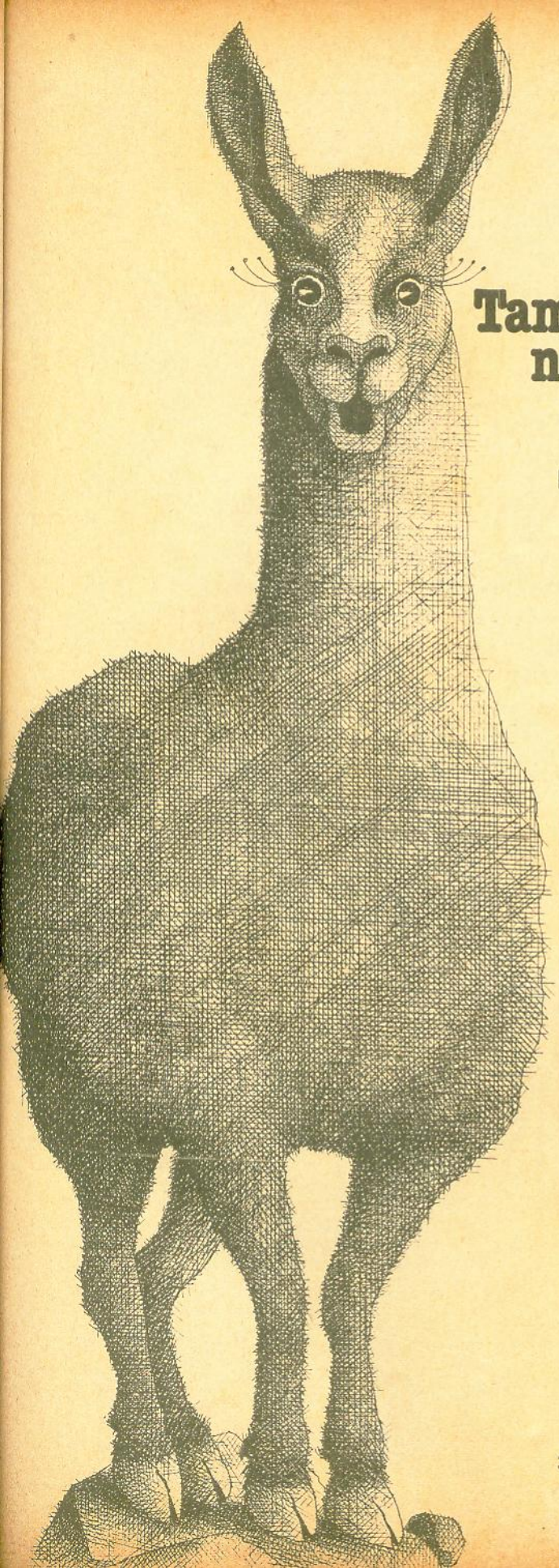
Modelos	Nº de pólos norm. abertos	Tensão bobina
RRL1-3	1	3 V CC
RRL2-6	1	6 V CC
RRL3-12	1	12 V CC
RRL4-24	1	24 V CC

Características gerais:
- Capacidade de comutação ..... 0,3 A
- Tensão de carga ..... máx. 100 V CC
- Nº de operações ..... 100 milhões
- Dimensões ..... compr.: 32 mm
  larg. 32 mm
  alt.: 10 mm

Podemos fornecer quaisquer outras configurações mediante consulta. Dispomos de departamento especializado para informações técnicas.

FONECONTROL ELETRÔNICA — IND. COM. LTDA.

Rua Honório dos Santos, 71-A — s/loja — CEP 04278 — Fone: 63-8090 — Ipiranga — S. Paulo
VENDAS: Fone: 37-6834

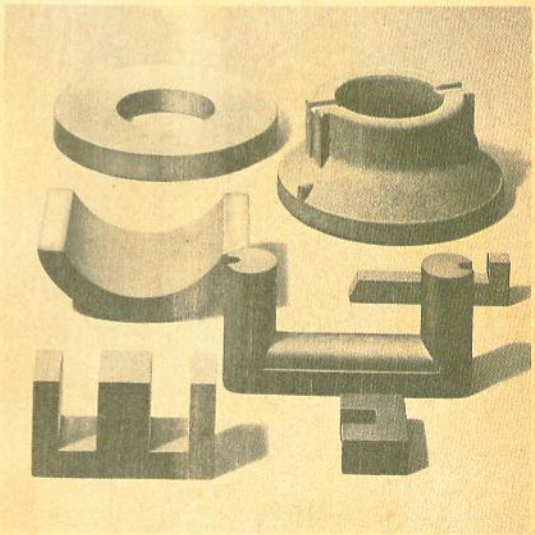


Prefira os ferrites Constanta. Eles estão à venda em todo o Brasil. Também na Argentina, na França, no Peru...

A Constanta fabrica completa linha de ferrites: ferroxcube (núcleos para bobinas) e ferroxdure (ímãs permanentes), para as mais variadas aplicações na indústria automobilística, de equipamentos de som e na eletro-eletrônica em geral.

Produzidos com tecnologia moderna, atingiram o maior grau de qualidade, já comprovado na Europa e na América Latina.

Opte por Constanta quando precisar de ferrites. Os franceses e peruanos já fazem isso.



CONSTANTA

ELETROTÉCNICA S.A.

Escritório de vendas: Rua Peixoto Gomide, 996
3.º andar - Tel.: 289-1722 - Caixa Postal 22.175
São Paulo SP

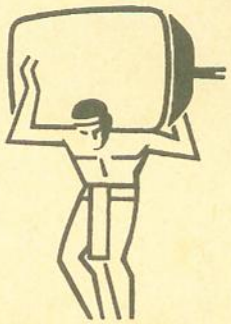
CINESCÓPIOS

Branco e Preto e Colorido

COMPRE EM LOJA ALTAMENTE ESPECIALIZADA

SYLVANIA

IBRAPE



PHILCO

KINETRON

RCA

SEMP-TOSHIBA

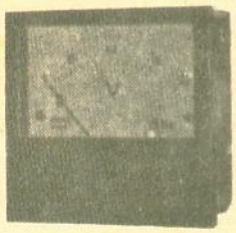
A **ATLAS** oferece um grande e variado estoque de material eletrônico pelos melhores preços.

Somos **Revendedor Autorizado** das melhores marcas.

REMETEMOS PARA TODO O PAÍS
DESCONTOS ESPECIAIS PARA REVENDEDORES

Av. Lins de Vasconcelos, 755 - Fones: 278-1208 - 279-3285 - 278-7420
CEP 01537 - São Paulo - SP

RENZ



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

Ind. e Com. de Medidores
Elétricos RENZ Ltda.

R. Guarani, 130 — Fones: 433-2893 - 433-3655
C.P. 173 — Ender. Telegr. «Renz» — CEP 12 900
Bragança Paulista — SP

VENDAS:
Bernardino, Migliorato & Cia. Ltda.
R. Vitória, 554, loja — Fone: 220-2193
CEP 01210 — São Paulo — SP

TODOS OS ALTO-FALANTES PARECIAM IGUAIS, ATÉ QUE LIFON MOSTROU AS DIFERENÇAS

Sempre que V. escuta um som, logo sabe o que é bom. Mas, para sonorizar um carro, não bastam os melhores rádios ou toca-fitas. Para um som perfeito e sem distorções V. precisa de alto-falantes que reproduzam tudo com perfeição. E como eles parecem todos iguais, LIFON precisa mostrar as diferenças.

Nos alto-falantes super-pesados LIFON, o tamanho maior do ímã é bem visível. Em muitos outros, a aparência de pesados é simulada com falsas e grandes tampas ou capas. Sabendo disso, V. agora pode exigir mais potência e melhor qualidade para os seus alto-falantes.

LIFON chegou para ser comparado. Veja, um por um, todos os detalhes de sua tecnologia mais avançada e escolha conscientemente as vantagens.

LIFON

SOLICITE CATÁLOGO
AV. DO ESPIGÃO, 30 — KM 21
VIA RAPOSO TAVARES
FONES:
492-2559 - 492-2215 - 492-2217
06700 - COTIA - SP

ICOTRON
UMA ORGANIZAÇÃO SIEMENS

A Icotron não vai deixar você falando sozinho na hora de escolher um componente eletrônico.



Quando você precisar de um componente eletrônico, procure a Icotron. Antes de recomendar qualquer coisa para você, ela estuda a sua necessidade. E, depois, informa exatamente qual é o componente ideal para o seu produto.

Vai ser difícil você encontrar alguém que leva a técnica mais a sério do que a Icotron. Todos os anos, enviamos pesquisadores para o exterior que vão estudar as últimas novidades que existem. Depois, eles desenvolvem em nossos laboratórios uma tecnologia que resolve exatamente o seu problema.

O Laboratório de Desenvolvimento da Icotron tem muito que ver com tudo o que a tecnologia fez de bom nos últimos tempos. A substituição das válvulas pelos transistores.

Aplicações mais amplas dos circuitos integrados.

Hoje em dia não existe mais lugar para os produtos que ocupam muito espaço. Agora você pode mudar sua televisão portátil de um lado para o outro com a mesma facilidade que muda de programa. Desde que a Icotron se instalou, ela vem colocando o mercado brasileiro em dia com as últimas descobertas eletrônicas.

A Icotron também possui uma consultoria técnica que funciona tão bem como seus componentes. Sempre que um produto vai para a rua, um anjo da guarda vai atrás.

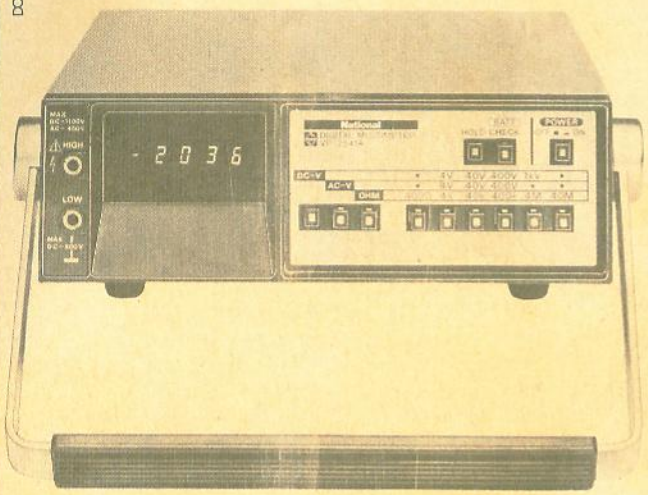
É a tecnologia e o know-how Siemens que garantem isso. Graças a esse trabalho, a Icotron se tornou a maior fabricante de componentes da América Latina. Desde pequena ela aprendeu a resolver os problemas do jeito mais rápido do mundo: eletronicamente.

Icotron: a resposta eletrônica.

São Paulo - Av. Mutinga, 3650 - 6º andar - Fone: 261-0211 ● Rio de Janeiro - R. Leopoldo, 351 - Fone: 268-6012 ● Belo Horizonte - Av. Amazonas, 491 - s/319 - Fone: 22-1928 ● Porto Alegre - Av. Amazonas, 477 - Fone 22-7133 ● Curitiba - Rua Mateus Leme, 689 - Fone: 24-1422 ● Brasília - Superquadra 110 - loja 27 - bloco C - Setor Comercial - Local Sul - Fone: 42-5700 ● Salvador - Av. Frederico Pontes, 100 - 1º - s/101 - Fone: 2-5000 ● Recife - Rua da Aurora, 1633 - Fone: 21-5703

Números exatos à vista.

Multímetro Digital National. VP-2541 A



- Medição de corrente (amperagem) alternada e contínua.
- Entrada de alta impedância.
- 8 h. de funcionamento contínuo a bateria.
- Circuitos integrados de larga escala.
- Dígitos verdes de alta luminosidade.
- Supressão automática de zeros.
- Display máximo 4000.
- Peso 2 kg.

Garantia Integral 1 ANO

Multímetro **National**

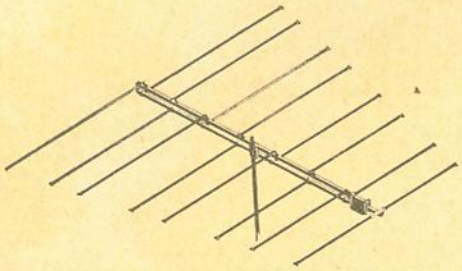
NATIONAL DO BRASIL LTDA.
MATRIZ: Av. Ermano Marchetti, 780 - Lapa - SP.
Tels.: 260-5525, 261-3975, 261-5519 e 261-7838
FILIAIS: R. de Janeiro, P. Alegre, Recife e B. Horizonte.

ANTENA Gemini·color

PARA TODOS OS CANAIS — Cores e Branco e Preto
A NOVA CONCEPÇÃO EM ANTENA MULTI-CANAL

Patente requerida 7601907

Com dupla barra de sustentação, resulta na maior resistência às intempéries.



biasia

O seu sistema de construção tecnicamente testado não permite ondas estacionárias.

TEMPO DE MONTAGEM
30 segundos
Não é necessário ferramentas para sua instalação
A Única com Exclusiva
CAIXA TRANSFORMADOR DE IMPEDÂNCIA «Z»
e saída para 75 Ω e 300 Ω para cabo coaxial e fitas

A única que não tem parafusos que desatarracham ou encaixes que se desmontam
(PROCURE NAS LOJAS DO RAMO)

METALÚRGICA BIASIA INDÚSTRIA E COMÉRCIO LTDA.
Rua Cel. Antonio Marcelo, 523 — CEP 03054 — Fone: 291-8422 — São Paulo - SP
Guararema — SP: Rua João de Melo, 245

ELETRÔNICA MOLINARI

DE

MILTON MOLINARI

37 ANOS

RUA STA. IFIGÊNIA, 185-187
C.E.P. 01207 - SÃO PAULO

TRADIÇÃO EM ELETRÔNICA

FONE: 229-0415

CAIXA POSTAL 30 058

RESISTORES CONSTANTA E TELEWATT É NA ELETRÔNICA MOLINARI



Completa linha de resistores de fio

Com estes 3 livros qualquer audiófilo estará apto a montar seu próprio SOM



Ref. nº 670 — Waters — **Como Projetar Áudio Amplificadores** — Análise dos estágios que constituem os amplificadores de áudio e orientação prática para o projeto de equipamentos monofônicos e estereofônicos. (Port.) **Cr$ 65,00**



Ref. nº 940 — G. A. Penna Jr. — **Novos Circuitos Práticos de Áudio, Hi-Fi, Estéreo** — Coletânea de circuitos para montagem de equipamentos sonoros, com esquemas, fotos, listas de materiais e instruções detalhadas. (Port.) **Cr$ 75,00**



Ref. nº 730 — G. A. Penna Jr. — **Caixas Acústicas: 30 Projetos de Fácil Construção** — Desenhos, fotografias e instruções detalhadas para a montagem e escolha dos materiais de 30 diferentes sonofletores para equipamentos de Som (Port.) **Cr$ 80,00**

ATENÇÃO

Na compra dos 3 livros juntos, V. tem direito a escolher um dos brindes abaixo

Faça já seu pedido, preencha o cupom abaixo, e remeta-o hoje mesmo para

GRUPO EDITORIAL ANTENNA
Dept.º de Livros: Caixa Postal 1131
20000 Rio de Janeiro-RJ



☐ SOM Nº 2



☐ EDIÇÃO COMEMORATIVA





☐ MANUAIS (Nºs 1 e 2) do **Experimentador Eletrônico**

OFERTA VÁLIDA SOMENTE ATÉ 30 DE JUNHO DE 1978

05/78

Nome .....
Endereço .....
Cidade .....
C.E.P. ..... UF .....

☐ Sim, remetam-me os 3 livros juntos .....
☐ Desejo apenas o(s) livro(s) ref. .....

FORMA DE PAGAMENTO

Pagamento anexo — Preencha um cheque de sua conta bancária em nome de **Antenna Edições Técnicas Ltda.**, cruze-o e remeta-nos pelo correio, juntó com o cupom.

OBS. — Com pagamento anexo, nós pagaremos o porte — Se V. preferir, também poderá pedir os livros pelo Reembolso, mas neste caso as despesas de faturamento e tarifas postais devem correr por sua conta.



R.ohm®

QUALITY · RELIABILITY

● Resistor de Película de Carbono do grupo **R - OHM** é considerado no mundo, o maior produtor e o melhor em termos de qualidade e confiabilidade. A maior prova disso é a exportação de 60% de sua produção que a **R - OHM** realiza para o mercado mais exigente: E.U.A. E mais ainda, excedem as especificações técnicas militares MIL-R-11F.

● **R - OHM** oferece resistores em várias versões para R-25 (0.25W) e R-50 (0.50W). Terminais normais (fiteado ou solto), dobrado e cortado em forma horizontal (FCR), dobrado em forma vertical com um dos terminais pintados - isolado - (ELR) ou só dobrado verticalmente. Para R-100 (1.0W) apresenta em terminal normal.

BSPL PROBRAS

R - OHM DO BRASIL Indústria Eletrônica Ltda.

Escritório e vendas: Av. Dom Pedro I, 420 - Tel.: 272-5322 - São Paulo - SP - Fábrica: Av. João XXIII s/n.º - Tels.: 4791/3 - Mogi das Cruzes - SP

A LOJA DO «HOBBY» ELETRÔNICO

Para o seu entretenimento, iniciação ou aplicações profissionais.

ADQUIRA E MONTE KITS DA IDIM

REGULADOR ELETRÔNICO DE LUZ — IDIM-KIT 01 — Permite variar a intensidade luminosa de lâmpadas incandescentes, a velocidade de motores (de escovas), o calor de resistências (soldadores, etc.). Funciona em redes de 110 e 220 V.	Cr$	286,80
INTERRUPTOR CREPUSCULAR — IDIM-KIT 02.	Cr$	585,00
REGULADOR TEMPORIZADO DE LUZ — IDIM-KIT 03 — Aparelho muito interessante, para redes de 110 V (Ver detalhes na Revista nº 319).	Cr$	585,00
REGULADOR TEMPORIZADO DE LUZ — IDIM-KIT 03-A — Idêntico ao anterior, para redes de 220 V.	Cr$	597,00
TACÔMETRO — IDIM-KIT 04 — Conta-giros profissional. Adaptável em veículos de 6 ou 12 V (negativo ao chassi), 4, 6 ou 8 cil. Acompanha gerador de pulsos para calibragem (Ver detalhes na Revista nº 325).	Cr$	860,20
LUZES PSICODÉLICAS — IDIM-KIT 05 — Seu baile ficará mais "incrementado", com "aquele" efeito de luzes (Veja detalhes na Revista nº 320). Para redes de 110 V.	Cr$	423,00
ANTI-ROUBO DE AUTOMÓVEL — IDIM-KIT 07.	Cr$	410,00
LUZ ESTROBOSCÓPICA (110-220 V) — IDIM-KIT 08.	Cr$	723,80
IGNIÇÃO ELETRÔNICA A DESCARGA CAPACITIVA — IDIM-KIT 09.	Cr$	779,50
AMPLIFICADOR 10 W (110 V) — IDIM-KIT 11.	Cr$	347,00
AMPLIFICADOR PARA AUTOMÓVEL 15 W (12 V) — IDIM-KIT 12.	Cr$	403,00
ALERTA ACÚSTICO DE VELOCIDADE (ANTI-MULTA) — IDIM-KIT 13.	Cr$	338,00
MULTIMODOS LUMINOSOS (110-220 V) — IDIM-KIT 15.	Cr$	683,00

Impostos inclusos nos preços.

Pedidos acompanhados de cheque visado pagável em São Paulo.

(despesa de frete Cr$ 40,00)

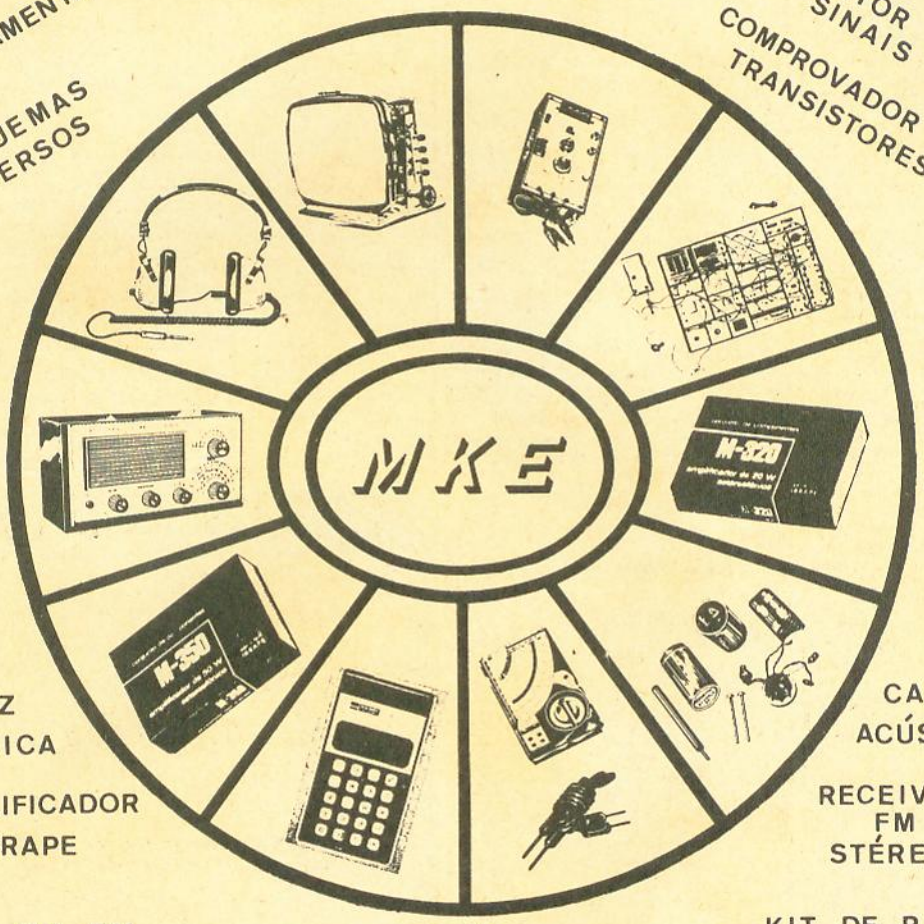
RADIOTÉCNICA AURORA LTDA.

01208 — RUA DOS TIMBIRAS, 263 — CAIXA POSTAL 5009 — SÃO PAULO — SP

MULTI KITS ELETRONICA LTDA

RUA CAPITÃO SALOMÃO, Nº 49 · CAIXA POSTAL 30.142 · 01000 SÃO PAULO S.P.
TELEFONE: 227·8130 LOJA • 228·2198 VENDAS

KITS ELETRÔNICOS EM GERAL



FERRAMENTAS
CALCULADORA
INJETOR DE SINAIS
ESQUEMAS DIVERSOS
COMPROVADOR DE TRANSISTORES
LUZ RÍTMICA
AMPLIFICADOR IBRAPE
CAIXA ACÚSTICA
RECEIVER FM STÉREO
KIT DE TV TRANSITORIZADO
SOM TRIDIMENSIONAL
KIT DE RÁDIO TRANSISTORIZADO

VENDAS PARA TODO BRASIL

SOLICITE
GRÁTIS
NOSSO CATÁLOGO

À
Multi Kits Eletrônica Ltda.
Caixa Postal - 30.142
01000 - São Paulo - SP

NOME_____
ENDEREÇO_____
BAIRRO_____
CEP_____ CIDADE_____ ESTADO_____



1 PERFURADOR DE PLACA	Fura com incrivel rapidez, perfeição e simplicidade placas de circuito impresso.
2. SUPORTE DE PLACA	Mantém firme a placa. Torna o manuseio da mesma bem mais prático seja na montagem, conserto, experiência etc...
3. SUPORTE PARA FERRO	Coloca mais ordem e segurança na bancada. Com esponja para limpeza do bico.
4. FONTE ESTABILIZADA DC	Fornece tensões fixas e ajustáveis de 1,5 a 12 VDC. Corrente de saida 1 A.
5. DESSOLDADOR AUTOMÁTICO	A solução P/ remoção de circuito integrado Ele derrete a solda e ao simples toque de botão faz a sucção.
6. DESSOLDADOR MANUAL	Eficiência à baixo custo. Remove circuitos integrados e outros componentes.
7. TRAÇADOR DE SINAIS	O maior quebra-galho do Técnico reparador Localiza com rapidez, defeitos em rádio de pilha, à valvula, amplificador etc...
8. CANETA PRA CIRCUITO IMPRESSO	Finalmente a solução para um velho problema. Caneta especial para traçagem de circuito impresso diretamente sobre a placa cobreada. Recarregável.
9. CORTADOR DE PLACA	A maneira mais simples e economica de cortar placas de circuito impresso.
10. SUGADOR DE SOLDA AUTOMÁTICO	Projetado para quem tem muita pressa Eficiente, fácil manejo.
11. INJETOR DE SINAIS	De tamanho reduzido, mede só 11 cm. Indispensável para o técnico eletrônico.
12. SUGADOR DE SOLDA MANUAL	A ferramenta do técnico moderno. Indispensável na remoção de qualquer componente eletrônico. Em várias opções.

A VENDA EM TODO BRASIL SOLICITE NOSSOS CATÁLOGOS

Produtos da **CETEISA**
RUA SENADOR FLAQUER, 292
Santo Amaro - São Paulo -Cep 04744
Fones: 548-4262 - 246-2996 - 247-5427

VENDAS PELO REEMBOLSO POSTAL PELA
ATLAS Componenetes Eletrônicos Ltda.
Av. Lins de Vasconcelos, 755
Cambuci - São Paulo - CEP 01537
Fones: 279-3285 — 278-1208

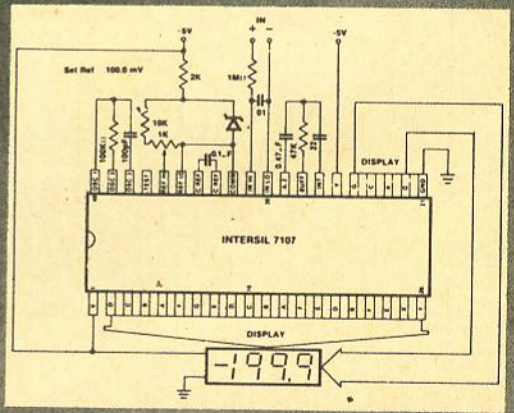
SEUS PRODUTOS
SÓ SERÃO
VENDIDOS SE
FOREM
DIVULGADOS.

ANUNCIE - OS

MONITOR

PROMOÇÕES E PUBLIC. LTDA.
FONE: 220-7422

DVM – PERFEITO AO SEU ALCANCE



DISPLAYS HEWLETT PACKARD TIPO 5082-7751/56
CI INTERSIL 7107
TRIMPOTS BOURNS TIPO 3006 P1 -102

Com estes três componentes, quatro resistores e quatro capacitores, você monta o mais perfeito voltímetro digital, para ser usado na construção de:

- voltímetros e amperímetros de painel,
- termometros,
- multímetros
- e dezenas de outras aplicações.

datatronix
DATATRONIX ELETRÔNICA LTDA
Av Pacaembu, 746 – C11 – CEP 01234
Tels – 011 – 66 79 29 e 67 87 25 – S P

ESPANTAR PERNILONGOS: UMA OUTRA APLICAÇÃO PARA O INTEGRADO 555

Aquilino R. Leal

"Por que um espanta-mosquitos?", perguntará o leitor. A verdade é que uma "rapaziada 100%" resolveu fundar um clube ("Club dos Amigos") do qual o autor é Vice-Diretor, além de sócio-fundador; esse clube não visa lucros nem qualquer benefício material para os seus associados: tem por finalidade a confraternização entre os sócios (fenômeno raro em nossos dias!) através de acampamentos em praias "abandonadas" do Rio, quer faça sol, quer faça chuva. Nesses acampamentos mensais de fim de semana, os quarenta e quatro sócios encontram um meio econômico e eficiente para se descontrairem da vida agitada do dia-a-dia. O leitor não imagina como é gostoso tomar aquela "cerva" geladinha à beira de uma praia, rodeado de árvores e plantas em que só o marulho das ondas quebra o silêncio ali reinante! Como tudo tem seus prós e seus contras, à noite deparávamo-nos com os malditos pernilongos que fazem de muitas praias o seu "habitat"! É um tal de "zuum" que não há quem consiga dormir sossegado! O pior são suas "picadinhas", que coçam que é uma desgraça! E..., o autor..., como sempre, é a principal vítima!

Inicialmente pensou-se em comprar um espanta-mosquitos, mas..., "pôxa", como são caros! Aí o autor resolveu "bolar" o seu próprio espanta-mosquitos em versão integrada (os que existem por aí empregam componentes discretos — transistores — operando na condição de multivibrador). Para tanto, o autor baseou-se no artigo "Mais Uma Aplicação para o Integrado 555: Assustar Ladrões" (Revista n.º 357, janeiro de 1978), de onde retirou os elementos básicos para o projeto que tinha em mente.

O circuito completo do "espanta-pernilongos" é mostrado na figura 1. Como se vê, trata-se de um oscilador de onda retangular cuja freqüência pode ser variada através do trimpot P1 (quanto maior é o valor da resistência introduzida, menor será a freqüência de oscilação); com os valores de R1, R2, C1 e pela variação de P1, a freqüência de oscilação varia, aproximadamente, entre 12 e 15 kHz.

A tensão de alimentação deve estar compreendida entre 6 e 15 volts, a qual pode ser obtida pela associação adequada de pilhas convencionais de 1,5 volt; o fato do circuito poder operar com essas tensões dá ao mesmo uma flexibilidade bastante útil, pois pode ser ligado diretamente à bateria (de 6 ou 12 volts) de um automóvel, ou então a uma bateria de 9 volts, que possibilita u'a montagem compacta do circuito. É evidente que quanto maior for a tensão aplicada, maior será o volume do "bichinho", porém, a potência entregue ao alto-falante estará limitada pela máxima potência que o integrado é capaz de manipular; outro fator que influi no rendimento do circuito é a dimensão, até certos limites, do alto-falange empregado.

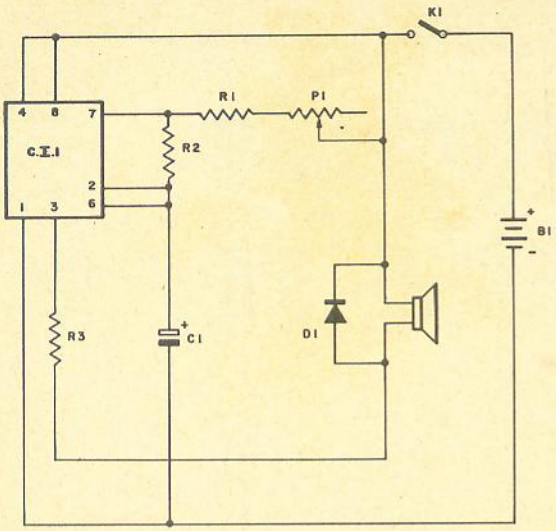


Figura 1

Diagrama esquemático do "espantador de pernilongos".

O resistor R3 (fig. 1) destina-se, justamente, a limitar a corrente no estágio de saída do dispositivo, a fim de salvaguardar a "integridade física" do CI (para maiores potências é aconselhável usar um dissipador de calor adequado para o integrado). O diodo D1 destina-se à dissipação do campo magnético desenvolvido pela bobina do alto-falante.

Quanto à potência desenvolvida pelo alto-falante, como já foi mencionado, não é lá grande coisa, mas para os "ouvidos" de um pernilongo... Conseqüentemente, a potência sonora entregue pelo transdutor é mais do que suficiente para afastar os pernilongos por um raio de quatro metros, ou mais.

Para a alimentação empregada no protótipo (9 volts) temos no pino 3 do CI a forma de onda mostrada na figura 2, cujos "tempos" em nível baixo (t_L) e em nível alto (t_H) são determinados, teoricamente, por:

$$t_L = 0{,}693 \cdot R1 \cdot C1 \qquad e$$

$$t_H = 0{,}693 \cdot (R1 + R2 + P1) \cdot C1$$

(para maiores detalhes, ver o artigo anteriormente mencionado).

Considerando o cursor de P1 na sua posição central (freqüência média) e de acordo com os valores dos resistores empregados, vem:

$$t_L = 0{,}693 \cdot 1{,}5 \cdot 10^3 \cdot 0{,}01 \cdot 10^{-6} \cong 10{,}40\ \mu s \text{ e}$$

$$t_H = 0{,}693 \cdot (1{,}5 \cdot 10^3 + 6{,}8 \cdot 10^3 + 1{,}1 \cdot 10^3) \cdot 0{,}01 \cdot 10^{-6} \cong 65{,}14\ \mu s$$

A freqüência f (teórica) de oscilação é, então:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_L + t_H} \cong 13{,}24\ kHz$$

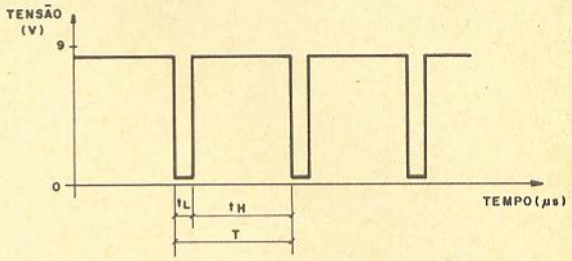


Figura 2

Forma de onda obtida no pino 3 do integrado. Tenha em mente que o alto-falante só é excitado nos níveis baixos.

Considerando que a amplitude em tensão entre o nível alto (H) e o baixo (L) seja de 8,2 volts (fig. 2), a potência média entregue ao circuito de saída é dada pela expressão:

$$P = \frac{V_{pp}^2}{R_T} \cdot \frac{t_L}{t_H}$$

de acordo com a lista de material

Então:

$$P = \left(\frac{8{,}2}{35}\right)^2 \cdot \frac{10{,}40 \cdot 10^{-6}}{65{,}14 \cdot 10^{-6}} \text{ watts} \cong$$

$$0{,}307\ W = 307\ mW$$

A potência sobre o resistor R3 (27 Ω) é:

$$P_{R3} = \left(\frac{V_{pp}}{R_T}\right)^2 \cdot R3 \cdot \frac{t_L}{t_H} =$$

$$\frac{8{,}2}{35}^2 \cdot 27 \cdot \frac{10{,}40}{65{,}14} \cong 237\ mW$$

enquanto a potência sobre o alto-falante de 8 Ω é:

$$P_{alto\text{-}falante} = \left(\frac{8{,}2}{35}\right)^2 \cdot 8 \cdot \frac{10{,}40}{65{,}14} \cong 70\ mW$$

valor este que, como já foi dito, é bem pequeno, mas... satisfaz plenamente aos nossos ensejos.

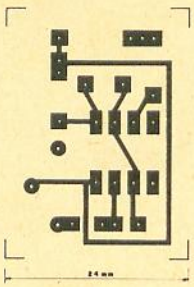


Figura 3

Placa do protótipo vista do lado cobreado, em tamanho natural.

A figura 3 mostra, em tamanho natural, a placa de circuito impresso vista do lado cobreado, utilizada pelo autor no protótipo, enquanto que a figura 4 mostra a distribuição dos componentes na referida placa (o leitor que desejar pode idealizar uma outra distribuição dos componentes, já que a montagem não é crítica, não requerendo cuidados especiais).

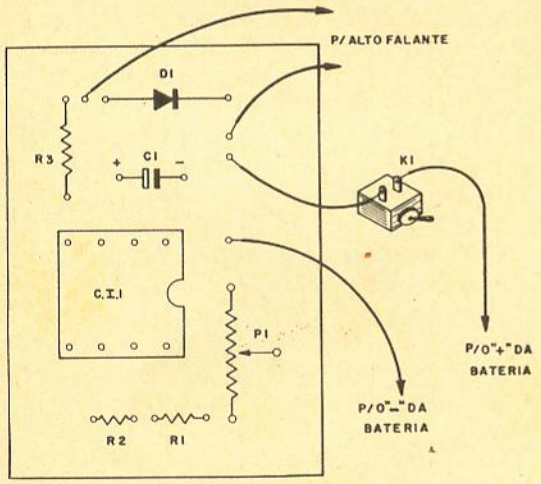


Figura 4

Distribuição dos componentes na placa empregada no protótipo.

Seguindo as sugestões do artigo da Revista n.º 357, todo o circuito (inclusive a bateria) foi colocado dentro de uma saboneteira de plástico do tipo rígido, com dimensões de 9 × 6 × 3 cm, aproximadamente, conforme mostra a figura 5. Logicamente, não se deve esquecer de fazer furos com o ferro de soldar (aquecido) no lugar em que vai ser instalado o alto-falante (a fim de permitir a saída do som); também não deve ser esquecida a furação para a instalação do interruptor (K1).

Tanto a placa de circuito impresso como o alto-falante foram fixados à caixa plástica com um **pouquinho** de Araldite (quatro gotas são mais do que suficientes). Cuidado para que o Araldite não agarre no cone do alto-falante.

A bateria? Ficou livre dentro da saboneteira, isto é, caixa, a fim de facilitar a sua substituição quando se "esgotar"; isso, porém, será feito raramente devido ao baixo consumo do aparelho, que é da ordem de 12 mA, apenas.

Os demais detalhes são de menor importância e... de resto... bons sonhos, sem a indesejável companhia dos não menos indesejáveis pernilongos!



Figura 5

Aspecto do protótipo montado pelo autor.

LISTA DE MATERIAL

CI 1 — circuito integrado 555 (NE 555, UA 555, ou equivalente)
D^1 — diodo 1N4002, ou equivalente
R^1 — resistor 6,8 kΩ — 1/4 W
R^2 — resistor 1,5 kΩ — 1/4W
R^3 — resistor 27 Ω — 1/4 W
P^1 — trimpot de 2,2 kΩ
C^1 — capacitor de 0,01 μF — 20 V ou mais
Alto-falante — 8 Ω — diâmetro de 1,5" ou 2"
K^1 — interruptor simples
B^1 — bateria de 9 V (ver texto)

N. R. — O protótipo, montado pelo autor, foi submetido a testes e comprovado seu funcionamento de acordo com o que foi estabelecido no artigo. Quanto à sua eficácia contra os mosquitos da família dos Culícidas (vulgarmente chamados de pernilongos), ainda não tivemos oportunidade de comprovar.

Ω

Multivibradores – Biestável, Astável e Monoestavel

ADOLFO TOYOMARO ICHIKI

CONCLUSÃO

B) MULTIVIBRADOR ASTÁVEL

O multivibrador astável é constituído de dois estágios amplificadores com acoplamento RC, conforme a figura 9, de modo que a saída de um é injetada na entrada do outro, e vice-versa. Esta realimentação permite o funcionamento do multivibrador astável pela regeneração.

Os transistores trabalham em regime não-linear, operando no ponto de saturação e corte. Estes estados não são estáveis, gerando trem de pulso periódico, que pode ser uma onda quadrada ou dente-de-serra. Quando a onda quadrada tiver períodos iguais, tanto na condução quanto no corte, o astável é denominado simétrico ou, mais precisamente, multivibrador de operação simétrica, e no caso contrário de operação assimétrica.

O multivibrador astável é comumente conhecido como "clock" ou cronômetro, ou ainda como oscilador ou gerador.

Os multivibradores que geram dente-de-serra são empregados em osciloscópios, para o fornecimento de uma base de tempo linear, como tensão de varredura. Os multivibradores que geram onda quadrada são usados em chaveamento ou como "clock" (governo e temporização (que controla a

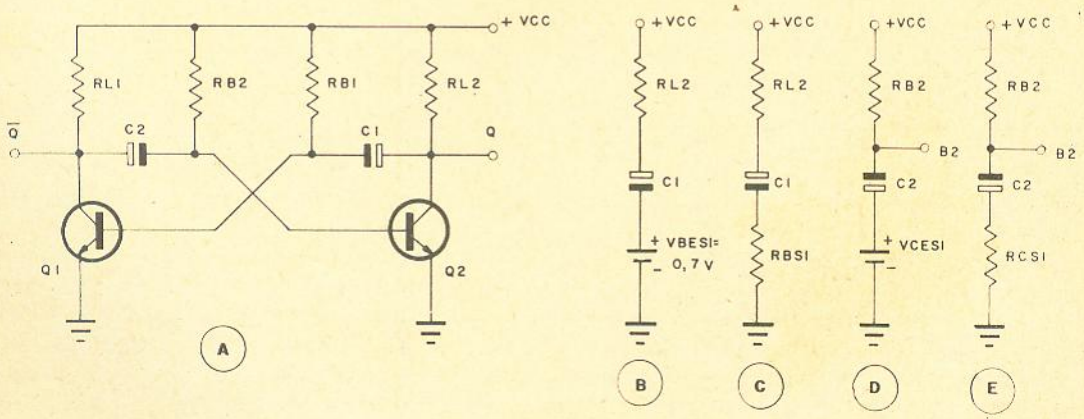


Figura 9

(A) Circuito do multivibrador astável. (B) e (C) Malha da carga de C1. (D) e (E) Malha de descarga de C2.

operação do computador digital, por exemplo. Além dos computadores poderão ser usados em muitos outros aparelhos ou instrumentos, principalmente nestes últimos.

Inicialmente os dois amplificadores começam a conduzir; entretanto, um deles conduz mais, saturando. Como a polarização da base do outro transistor é dada pela tensão de coletor do 1.º transistor, que no caso é igual a VCES = 0,3 V, não terá uma polarização conveniente para a condução, permanecendo cortado. O tempo de corte é dado pelo tempo de descarga do capacitor; após a descarga o transistor volta a conduzir, forçando a comutação de estado.

Na figura 9 mostramos o estável com transistores NPN, que responde às altas velocidades. Lembre-se de que os portadores majoritários no NPN são constituídos pelos elétrons.

1) Análise

Os dois amplificadores RC em montagem emissor-comum com saída de um acoplada à entrada do outro, e vice-versa, ao conduzirem carregam os capacitores de acoplamento com +VCC; entretanto, apenas o capacitor C1 se carregará com +VCC, porque o transistor Q1 satura e bloqueia Q2. Então a carga de C1 é dada por +VCC — — VRL2 — VBES1 — 0, que é praticamente a tensão +VCC.

Podemos considerar VBES1 = Rbs1 . IBS1 = 0,7 V como 0 (massa); nestas condições o capacitor C1 estará ligado em +VCC. O capacitor C2 não consegue permanecer carregado, porque o coletor de Q1 cai praticamente a zero, VCES1 = 0,3 V. A resistência de saturação do coletor de Q1 é quase nula — Rcs1 = VCES1/ICS1. O capacitor C2 começa a se descarregar através da fonte +VCC, RB2 e Rcs1; esta constante de tempo de descarga dá o tempo de condução do transistor Q1. A carga de C2 dá uma polarização negativa à base de Q2. A fonte possui uma resistência interna Rin bastante pequena.

A descarga de C2 é dada por

$$Td2 = C2\ (RB2 + Rcs1 + Rin) \cong C2 \cdot RB2$$

e o tempo de carga de C1 por

$$Tc1 = C1\ (RL2 + Rbs1 + Rin) \cong C1 \cdot RL2$$

Quando C2 se descarrega suficientemente, ele retira a polarização negativa da base de Q2, fazendo-o conduzir. Com a condução de Q2, o capacitor C1 é ligado praticamente à massa, pois VCES2 = 0,3 V, ou seja, Rcs2 = VCES2/ICS2. A carga de C1 torna negativa a base de Q1 durante o período de descarga através de RB1 + Rin + + Rcs2; ao mesmo tempo, o capacitor que se descarregou começa a se carregar com +VCC através de RL1 + Rbs2 + Rin. Os tempos de descarga de C1 e de carga de C2 são dados por

$$Td1 = C1\ (RB1 + Rcs2 + Rin) \cong C1 \cdot RB1$$

$$Tc2 = C2\ (RL1 + Rbs2 + Rin) \cong C2 \cdot RL1$$

Novamente, quando C1 se descarregar, dará condições para Q1 conduzir e bloquear Q2, e assim sucessivamente. O multivibrador astável não tem estado estável como o multivibrador biestável; daí seu nome astável.

2) Parâmetros

Os parâmetros do astável podem ser determinados aplicando-se exclusivamente as leis das malhas e a Lei de Ohm, como fizemos com o Schmitt-trigger e com o multivibrador biestável. Então, considerando-se que Q1 está conduzindo e Q2 no corte, podemos determinar, por Kirchoff,

$$+VCC - VRL1 - VCES1 = 0$$

onde VRL1 = ICS1 . RL1

Então:

$$VRL1 = ICS1 \cdot RL1 = VCC - VCES1$$

$$RL1 = \frac{VCC - VCES1}{ICS1} = \frac{VRL1}{ICS1}$$

e a polarização de base de Q1 é garantida por

$$+VCC - VRB1 - VBES1 = 0$$

onde VRB1 = RB1 . IBS1

Então:

$$VRB1 = RB1 \cdot IBS1 = VCC - VBES1$$

$$RB1 = \frac{VCC - VBES1}{IBS1} = \frac{VRB1}{IBS1}$$

Os tempos de carga e descarga dos capacitores são dados por

$$Td2 = C2\ (RB2 + Rcs1 + Rin) \cong C2 \cdot RB2$$

onde: $Rcs1 = \frac{VCES1}{ICS1}$

Rin = resistência interna da fonte, que é desprezível

$$Tc1 = C1\ (RL2 + Rbs1 + Rin) \cong C1 \cdot RL2$$

onde: $Rbs1 = \dfrac{VBES1}{IBS1}$

A descarga de C2 inicia-se com a carga máxima VCC, exponencialmente.

$$VBE2 = 2\ VCC \cdot e^{-t/Td2}$$

onde 2 VCC corresponde à tendência do capacitor C2, na hora da comutação, ir de +VCC para —VCC e, obviamente, VBE2 também acompanha esta tendência.

Quando a comutação ocorre, VBE2 = VCC, pois toda a carga de C2 é aplicada em sua base em relação à massa (emissor); então, no início da descarga temos a seguinte identidade:

$$VCC = 2\ VCC \cdot e^{-t/Td2}$$

Simplificando resulta:

$$1 = 2 \cdot e^{-t/Td2}$$

$$ln\ 1 = ln\ 2 \cdot e^{-t/Td2}$$

$$0 = ln\ 2 + ln\ e^{-t/Td2} = 0{,}7 - t/Td2\ ln\ e$$

$$-0{,}7 = -t/Td2 \cdot ln\ e$$

$$0{,}7\ Td2 = t$$

$$t = 0{,}7 \cdot Td2$$

A expressão de **t** dá o tempo de não-condução ("off") do transistor do multivibrador astável, correspondente ao tempo de descarga do capacitor, que pode ser representada também por

$$t2 = Td2 \cdot ln\ 2 = 0{,}7 \cdot Td2 = 0{,}7 \cdot RB2 \cdot C2$$

O período total de um ciclo é duas vezes t, isto é,

$$T2 = 1{,}4 \cdot RB2 \cdot C2$$

Como estamos considerando um multivibrador astável de mesmo período para ambos os transistores, então podemos generalizar a expressão de t, que fica

$$t = Td \cdot ln\ 2 = 0{,}7\ Td = 0{,}7 \cdot RB \cdot C$$

Além da constante de tempo, todos os outros parâmetros podem ser considerados iguais; deste modo

$$Td1 = C1\ (RB1 + Rcs2 + Rin) \cong C1 \cdot RB1$$

$$Tc1 = C2\ (RL1 + Rbs2 + Rin) \cong C1 \cdot RL2$$

$$VCC - VRL2 - VCES2 = 0$$

$$VRL2 = ICS2 \cdot RL2$$

$$RL2 = \frac{VCC - VCES2}{ICS2} = \frac{VRL2}{ICS2}$$

$$VCC - VRB2 - VBES2 = 0$$

$$VRB2 = IBS2 \cdot RB2$$

$$VRB2 = VCC - VBES2$$

$$RB2 = \frac{VCC - VBES2}{IBS2} = \frac{VRB2}{IBS2}$$

$$Rcs2 = \frac{VCES2}{ICS2}$$

$$Rbs2 = \frac{VBES2}{IBS2}$$

$$t1 = Td1 \cdot ln\ 2 = 0{,}7\ Td1 = 0{,}7 \cdot RB1 \cdot C1$$

$$T1 = 1{,}4 \cdot RB1 \cdot C1$$

Generalizando para o circuito do transistor Q1 e para o transistor Q2, fica

$$Td = C\ (RB + Rcs + Rin) \cong C \cdot RB$$

$$Tc = C\ (RL + Rbs + Rin) \cong C \cdot RL$$

$$VCC - VRL - VCES = 0$$

$$VRL = ICS \cdot RL$$

$$RL = \frac{VCC - VCES}{ICS} = \frac{VRL}{ICS}$$

$$VCC - VRB - VBES = 0$$

$$VRB = IBS \cdot RB$$

$$VRB = VCC - VBES$$

$$RB = \frac{VCC - VBES}{IBS} = \frac{VRB}{IBS}$$

$$Rcs = \frac{VCES}{ICS}$$

$$Rbs = \frac{VBES}{IBS}$$

$$t = Td \cdot ln\ 2 = 0{,}7 \cdot Td = 0{,}7 \cdot RB \cdot C$$

$$T = 1{,}4 \cdot RB \cdot C$$

A pulsação do multivibrador é dada em pulsos por segundo (pps) e é denominada velocidade ou taxa de repetição do pulso —VRP, ou ainda, em Inglês, "pulse repetition rate" — PRR. O período corresponde ao número da VRP; então:

$$T = \frac{1}{VRP}\ (s)$$

Para a determinação do capacitor C1 devemos empregar a fórmula do período

$$C = \frac{T}{1{,}4 \cdot RB}$$

Estas considerações são válidas apenas para o caso em que t1 = t2, isto é, operação simétrica do multivibrador astável. Na operação assismétrica o período é dado por

$$T = 0{,}7 \cdot RB1 \cdot C1 + 0{,}7 \cdot RB2 \cdot C2 =$$

$$= 0{,}7 \cdot Td1 + 0{,}7 \cdot Td2$$

3) Projeto

Projetar um multivibrador astável simétrico que dê 5 000 pps, empregando transistores com as seguintes características:

Q1	=	Q2
VCES	=	0,3 V
VBES	=	0,7 V
ICS	=	10 mA
IBS	=	200 μA
+VCC	=	15 V

Resolução:

1.º passo — Cálculo de RL.

$$RL = \frac{VCC - VCES}{ICS} = \frac{15 - 0{,}3}{10 \cdot 10^{-3}} = 1{,}47\ k\Omega$$

$$PRL = VRL \cdot ICS = 14{,}7 \cdot 10 \cdot 10^{-3} = 147\ mW$$

2.º passo — Cálculo de RB.

$$RB = \frac{VCC - VBES}{IBS} = \frac{15 - 0{,}7}{0{,}2 \cdot 10^{-3}} \simeq 71{,}5\ k\Omega$$

3.º passo — Cálculo de Rcs.

$$Rbs = \frac{VCES}{ICS} = \frac{0{,}3}{10 \cdot 10^{-3}} = 3{,}5\ k\Omega$$

4.º passo — Cálculo de Rbs.

$$Rbs = \frac{VBES}{IBS} = \frac{0{,}7}{0{,}2 \cdot 10^{-3}} = 3{,}5\ k\Omega$$

5.º passo — Cálculo de C.

$$VRP = 5\,000\ pps$$

$$T = 1/VRP = 1/5\,000 = 0{,}2\ ms$$

$$C = \frac{T}{1{,}4 \cdot RB} = \frac{0{,}2 \cdot 10^{-3}}{1{,}4 \cdot 71{,}5 \cdot 10^{3}} =$$

$$= 1{,}998 \cdot 10^{-3} F \simeq 2\,000\ \mu F$$

Obs.: Para o caso de operação assimétrica, com VRP = 10 000 pps, onde Td1 = 0,2 Td, temos:

$$T = 1/VRP = 1/10\,000 = 100\ \mu s$$

$$T = 1{,}4\ Td$$

$$Td = \frac{T}{1{,}4} = \frac{100 \cdot 10^{-6}\ s}{1{,}4} = 71{,}43 \cdot 10^{-6}\ s$$

então

$$Td2 = 0{,}8\ Td = 71{,}43 \cdot 0{,}8 = 57{,}144 \cdot 10^{-6}\ s$$

$$Td1 = 0{,}2 \cdot Td = 71{,}43 \cdot 0{,}2 = 14{,}286 \cdot 10^{-6}\ s$$

$$Td = Td1 + Td2 = 57{,}144 + 14{,}286 =$$

$$= 71{,}43 \cdot 10^{-6}\ s$$

$$T = 0{,}7 \cdot Td1 + 0{,}7 \cdot Td2$$

então

$$Td1 = 14{,}286 \cdot 10^{-6} = RB1 \cdot C1$$

$$C1 = \frac{14{,}286 \cdot 10^{-6}}{RB1} = \frac{14{,}286 \cdot 10^{-6}}{71{,}5 \cdot 10^{3}}$$

$$C1 = 0{,}1998 \cdot 10^{-9} \cong 200\ pF$$

$$Td2 = 57{,}144 \cdot 10^{-6} = RB2 \cdot C2$$

$$C2 = \frac{57{,}144 \cdot 10^{-6}}{RB2} = \frac{57{,}144 \cdot 10^{-6}}{71{,}5 \cdot 10^{3}} =$$

$$= 0{,}7992 \cdot 10^{-9} \cong 800 \text{ pF}$$

Realmente,

$$T = 100 \cdot 10^{-6} \text{ s} = 1{,}4 \cdot Td = 1{,}4 \cdot RB \cdot C$$

$$C = C1 + C2 = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{1{,}4 \cdot RB} = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{1{,}4 \cdot 71{,}5 \cdot 10^{3}} =$$

$$= 0{,}999 \cdot 10^{-9} \cong 1\,000 \text{ pF}$$

$$C = 200 + 800 = 1\,000 \text{ pF}$$

4) Análise das formas de onda

No primeiro quadro temos o transistor Q1 conduzindo até o instante em que C2 se descarrega; neste instante a carga de C1 polariza reversamente a base de Q1 com —VCC, bloqueando-o. Q2 conduz e C1 começa a se descarregar exponencialmente, tendendo de —VCC para +VCC. No instante em que C1 se descarrega, o transistor Q1 volta a conduzir. Durante a descarga de C1 o capacitor se carrega com +VCC; a carga dos capacitores arredonda a subida dos pulsos.

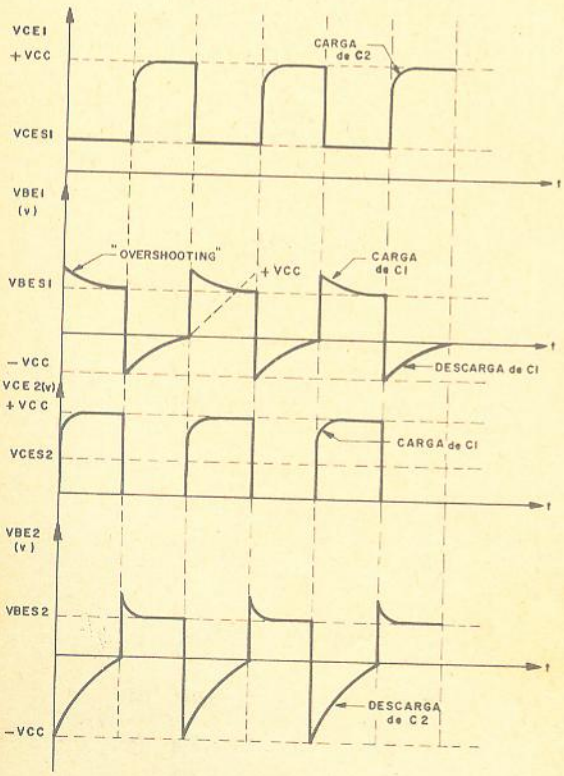


Figura 10

Formas de onda do multivibrador astável.

Na comutação ocorre o sobrepassamento ("overshoot"), que corresponde aos picos na subida.

Na figura 10 damos as formas de onda dos pulsos do multivibrador astável.

C) MULTIVIBRADOR MONOESTÁVEL

O multivibrador monoestável possui apenas 1 estado estável, Q1 conduzindo e Q2 no corte. O estado não estável ocorre quando aplicamos um pulso externo de gatilho, que pode ser positivo ou negativo. Quando trabalhamos com pulso positivo devemos aplicá-lo à base de Q2 e, quando trabalhamos com pulso negativo, devemos aplicá-lo à base de Q1. O tempo de condução de Q2, estado instável, é dado pela descarga do capacitor C através de RB1. Normalmente a comutação do estado do multivibrador monoestável é feita através de pulso negativo aplicado à base de Q1.

1) Circuito

Na figura 11 damos o circuito do multivibrador monoestável com e sem polarização negativa, onde o transistor Q1 conduz.

Com a condução de Q1 não há polarização adequada na base de Q2 através de RB2, para mantê-lo saturado; portanto, ele fica cortado. O capacitor C se carrega com +VCC, através de RL2.

Quando injetamos um pulso de gatilho, ocorre a comutação de Q1 no corte e Q2 na condução. Durante este período Q2 conduz. Com a condução de Q2 a carga de C polariza negativamente a base de Q1, através de Q2; portanto, este estado permanece enquanto o capacitor C não se descarregar até um nível que dê condições para Q1 conduzir. O tempo de descarga é dado por

$$Td = 0{,}7 \cdot RB1 \cdot C$$

2) Análise

Em estado de repouso, Q1 conduzindo e Q2 no corte, é determinado pelo capacitor C. No instante em que ligamos o monoestável, o capacitor deixa passar o pico, levando um sinal à base; este sinal é amplificado pelo transistor Q1, que vai retirando (abaixando) a polarização da base de Q2 dada pelo divisor de tensão, no caso (A), ou pela tensão de coletor de Q1, no caso (B). O transistor Q2 não conduz devido ao retardo dado pelo resistor.

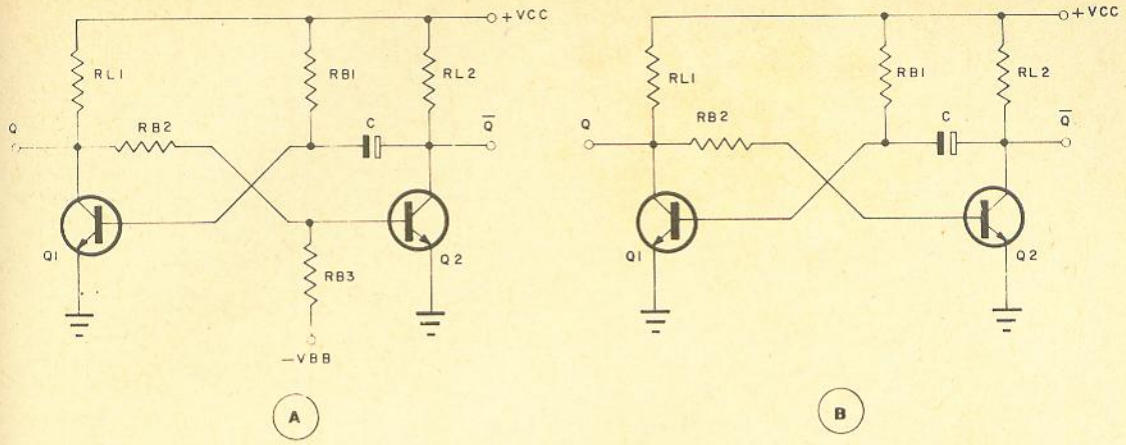


Figura 11

(A) Circuito do multivibrador astável com fonte —VBB.
(B) Sem fonte —VBB.

Neste estado, podemos analisar o monoestável. Se Q1 estiver conduzindo (saturado), então haverá uma corrente de saturação fluindo pelo seu coletor, bem como uma corrente de saturação pela base. Haverá sempre uma corrente de sangria fluindo pelo divisor, entre as duas fontes +VCC e —VBB.

Para a análise é mais interessante considerarmos o monoestável gatilhado (Q = 1), pois o cálculo da polarização torna-se bem mais fácil e correto.

O circuito do coletor de Q2 é mostrado na figura 12-A, de onde podemos obter o valor de RL, por Kirchoff.

$$VCC - VRL2 - VCES2 = 0$$

mas

$$VRL2 = RL2 \cdot ICS2$$

então

$$VRL2 = RL2 \cdot ICS2 = VCC - VCES2$$

$$RL2 = \frac{VRL2}{ICS2} = \frac{VCC - VCES2}{ICS2}$$

A base de Q2 pode ser dada pelo circuito (B) ou (C); por este último,

$$VBB + VBES2 - VRB3 = 0$$

onde $VRB3 = Ibl_2 \cdot RB3$

A corrente de sangria Ibl_2 é igual a 0,1 . ICS1

$$Ibl_2 = 0{,}1 \cdot ICS1$$

então

$$RB3 = \frac{VRB3}{IBl_2}$$

Como RL1 = RL2, podemos determinar RB2 aplicando Kirchoff à malha da figura 12-D.

$$VCC - VRL1 - VRB2 - VRB3 + VBB = 0$$

ou ainda pelo circuito da figura 12-B

$$VCC - VRL1 - VRB2 - VBES2 = 0$$

onde $VRL1 = RL1\ (IBS2 + Ibl_2)$

$$VRB2 = RB2\ (IBS2 + Ibl_2)$$

$$VRB3 = RB3 \cdot Ibl_2$$

A tensão VRB2 = VCC + VBB — (VRL1 + VRB3), ou ainda

$$VRB2 = VCC - (VRL1 + VBES2)$$

Logo, a partir da expressão de VRB2, podemos obter a expressão de RB2, que é

$$RB2 = \frac{VRB2}{IBS2 + IBl_2}$$

O valor de RB2 pode ser calculado considerando-se

$$VRB2 = VCEoff1 - VBES2$$

onde

VCEoff1 = tensão coletor-emissor de Q1 no corte = VCC — VRL1

VBES2 = tensão base-emissor de Q2 conduzindo = 0,7 V

O capacitor C se descarrega através da malha dada na figura 12-E-F.

$$Td = 0{,}7 \cdot C\ (RB1 + Rin + Rcs2)$$

$$Td = 0{,}7 \cdot C \cdot RB1$$

Quando o capacitor se descarrega até um nível suficiente para polarizar adequadamente a base de Q1, este conduz, bloqueando Q2, pois desequilibra a polarização da base de Q2, dada pelo divisor (fig. 12-G).

$$VBB + VCES1 - VRB2 - VRB3 = 0$$

onde $VRB2 = Ibl_1 \cdot RB2$

$VRB3 = Ibl_1 \cdot RB3$

Também podemos calcular VBEoff2:

$$VBB - VBEoff2 - VRB3 = 0$$

$$VBEoff2 = VBB - VRB3$$

A corrente de sangria Ibl_1 pode ser calculada por Kirchoff, aplicada à malha da figura 12-I:

$$VCC - VRL1 - VRB2 - VRB3 + VBB = 0$$

onde $VRL1 = RL1\ (ICS1 + Ibl_1)$

$VRB2 = RB2 \cdot Ibl_1$

$VRB3 = RB3 \cdot Ibl_1$

então

$$Ibl_1\ (RL1 + RB2 + RB3) = VCC + VBB - RL1 \cdot ICS1$$

$$IBl_1 = \frac{VCC + VBB - RL1 \cdot ICS1}{RL1 + RB2 + RB3}$$

O resistor RB1 pode ser calculado, pelo circuito da figura 12-J, quando Q1 estiver saturado.

$$VCC - VRB1 - VBES1 = 0$$

$$VRB1 = VCC - VBES1$$

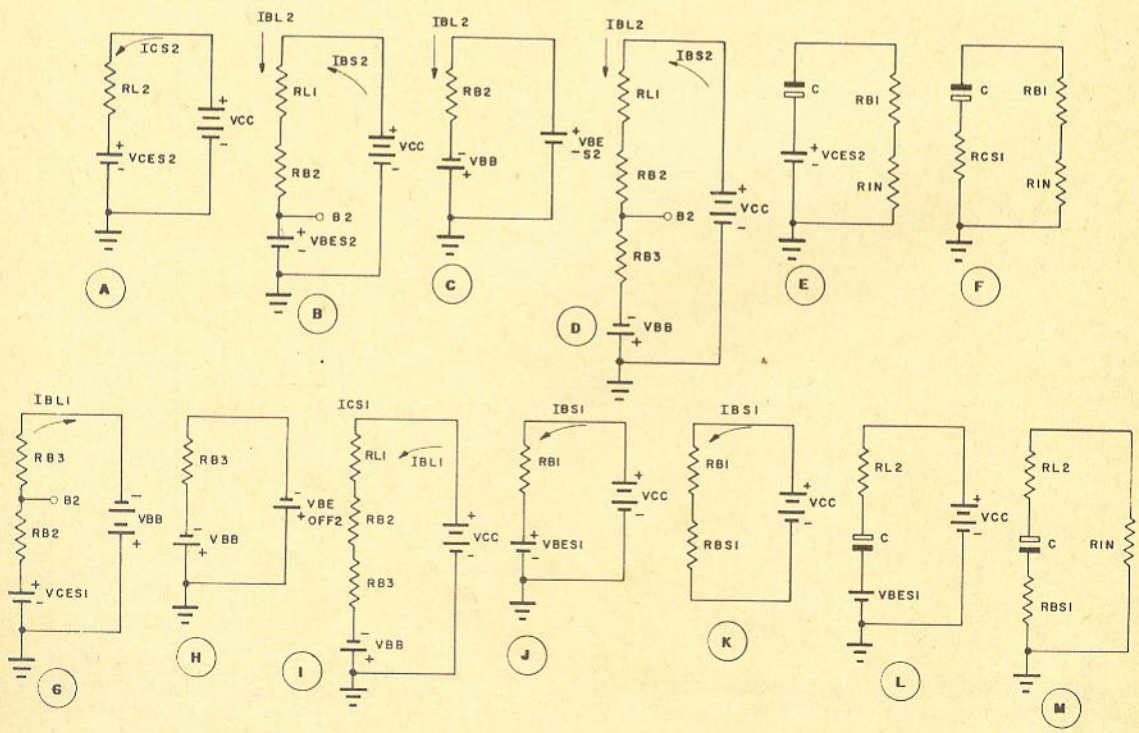


Figura 12

Circuitos parciais para a análise do multivibrador monoestável no estado de gatilhado e no estado de repouso ("set" e "reset").

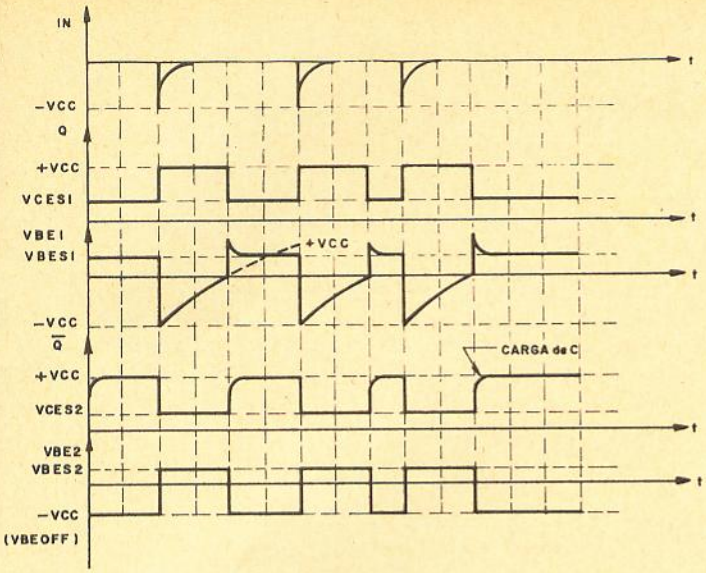


Figura 13

Formas de onda do multivibrador monoestável.

$$VRB1 = RB1 \cdot IBS1$$

$$RB1 = \frac{VRB1}{IBS1} = \frac{VCC - VBES1}{IBS1}$$

O tempo de carga de C é dado por

$$Tc = C\,(RL2 + Rin + Rbs1) \cong C \cdot RL2$$

onde $Rbs1 = \dfrac{VBES1}{IBS1}$

Na figura 13 damos as formas de onda do multivibrador monoestável.

3) Projeto

Projetar um multivibrador monoestável, sendo dados:

$Q1 = Q2$
$VCES1 = VCES2 = 0{,}3\ V$
$VBES1 = VBES2 = 0{,}7\ V$
$ICS1 = ICS2 = 10\ mA$
$IBS1 = IBS2 = 200\ \mu A$
$+VCC = 15\ V$
$-VCC = -15\ V$
$Td = 1\ s$

1.º passo — Cálculo de VRL2.

$$VRL2 = VCC - VCES2 = 15 - 0{,}3 = 14{,}7\ V$$

2.º passo — Cálculo de RL2.

$$RL2 = \frac{VRL2}{ICS2} = \frac{14{,}7}{10 \cdot 10^{-3}} = 1{,}47\ k\Omega$$

3.º passo — Cálculo de PRL2.

$$PRL2 = VRL2 \cdot ICS2 \cong 14{,}7 \cdot 10 \cdot 10^{-3} = 147\ mW$$

4.º passo — Cálculo de RL1.

O resistor RL1 é igual ao resistor RL2.

$$RL1 = RL2 = 1{,}47\ k\Omega\ (147\ mW)$$

5.º passo — Cálculo de VRB3.

$$VRB3 = VBB + VBES2$$

$$VRB3 = 15 + 0{,}7 + 15{,}7\ V$$

6.º passo — Cálculo da corrente de sangria Ibl_2.

$$Ibl_2 = 0{,}1 \cdot ICS1 = 0{,}1 \cdot 10 \cdot 10^{-3} = 1\ mA$$

7.º passo — Cálculo de RB3.

$$RB3 = \frac{VRB3}{Ibl_2} = \frac{15{,}7}{10^{-3}} = 1{,}57\ k\Omega$$

8.º passo — Cálculo de PRB3.

$$PRB3 = VRB3 \cdot Ibl_2 = 15{,}7 \cdot 10^{-3} = 15{,}7\ mW$$

9.º passo — Cálculo de VRL1.

$$VRL1 = RL1\,(IBS2 + Ibl_2)$$

$$VRL1 = 1{,}47 \cdot 10^{3}\,(0{,}2 \cdot 10^{-3} + 10^{-3}) = 1{,}764\ V$$

10.º passo — Cálculo de VRB2.

$$VCC - VRL1 - VRB2 - VRB3 + VBB = 0$$

$$VRB2 = VCC + VBB - VRL1 - VRB3$$

$$VRB2 = 15 + 15 - 1{,}764 - 15{,}7 = 30 - 17{,}464 =$$

$$= 12{,}536 \text{ V}$$

$$VCC - VRL1 - VRB2 - VBES2 = 0$$

$$VRB2 = VCC - VRL1 - VBES2$$

$$VRB2 = 15 - 1{,}764 - 0{,}7 = 12{,}536 \text{ V}$$

11.º passo — Cálculo de RB2.

$$RB2 = \frac{VRB_2}{Ibl_2 + IBS2}$$

$$RB2 = \frac{12{,}536}{10^{-3} + 0{,}2 \cdot 10^{-3}} = 10{,}44 \text{ k}\Omega$$

12.º passo — Cálculo de PRB2.

$$PRB2 = VRB2\ (Ibl_2 + IBS2)$$

$$PRB2 = 12{,}536\ (10^{-3} + 0{,}2 \cdot 10^{-3}) =$$

$$= 15{,}0432 \cdot 10^{-3} \cong 15 \text{ mW}$$

13.º passo — Cálculo de VRB1.

$$VRB1 = VCC - VBES1$$

$$VRB1 = 15 - 0{,}7 = 14{,}3 \text{ V}$$

14.º passo — Cálculo de RB1.

$$RB1 = \frac{VRB1}{IBS1} = \frac{14{,}3}{0{,}2 \cdot 10^{-3}} = 71{,}5 \text{ k}\Omega$$

15.º passo — Cálculo de PRB1.

$$PRB1 = VRB1 \cdot IBS1 = 14{,}3 \cdot 0{,}2 \cdot 10^{-3} =$$

$$= 2{,}86 \cdot 10^{-3} = 2{,}86 \text{ mW}$$

16.º passo — Cálculo de C.

$$C = \frac{Td}{0{,}7 \cdot RB1} = \frac{1}{0{,}7 \cdot 71{,}5 \cdot 10^{3}} = \frac{10^{-3}}{50{,}05} =$$

$$= 19{,}98\ \mu\text{F} \cong 20\ \mu\text{F}$$

D) MULTIVIBRADOR MONOESTÁVEL SEM A FONTE —VBB

Na figura 11-B mostramos o circuito do multivibrador monoestável sem a fonte −VBB. Neste

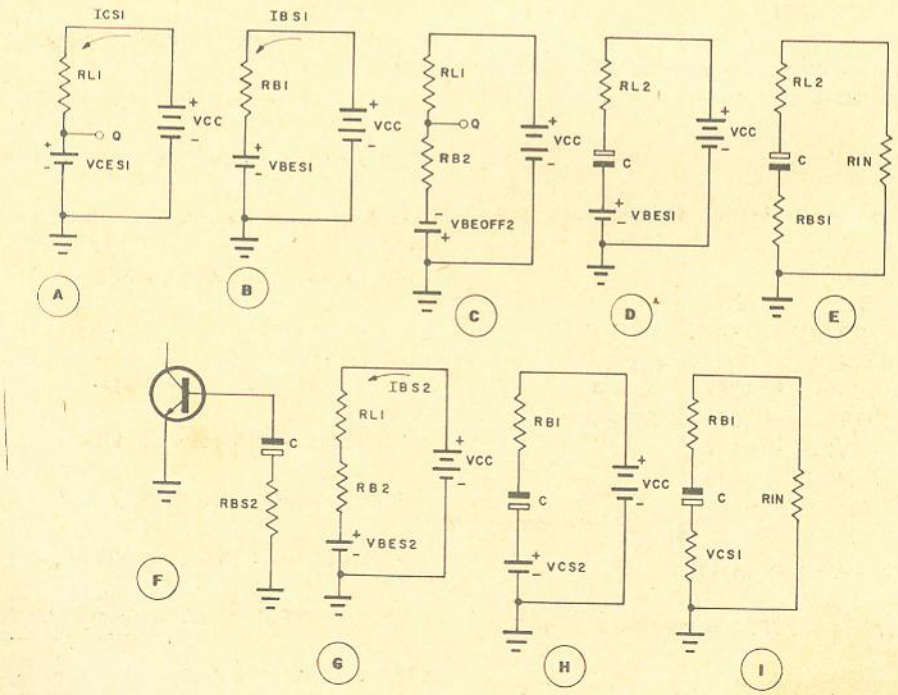


Figura 14

Circuitos parciais do monoestável, mostrando as polarizações e as malhas.

circuito também Q1 conduz em repouso. A comutação do monoestável é feita através de um pulso externo.

2) Análise

Em repouso o transistor Q1 está conduzindo e o transistor Q2 está cortado, pois no coletor de Q1 existe apenas VCES1 = 0,3 V, que polariza a base de Q2 através de RB2. As saídas do monoestável estão do seguinte modo: Q = 0 e $\overline{Q}$ = 1, isto é, o monoestável está reciclado. Nestas condições temos para o circuito do coletor de Q1 a expressão abaixo (fig. 14-A):

$$VCC - VRL1 - VCES1 = 0$$

onde VRL1 = RL1 . ICS1.

A polarização da base de Q1 é dada pelo circuito da figura 14-B, de onde

$$VCC - VRB1 - VBES1 = 0$$

Logo

$$VRB1 = VCC - VBES1$$

onde VRB1 = RL1 . IBS1

ao passo que a polarização da base de Q2 é dada pelo circuito da figura 14-C, de onde

$$VCC - VRL1 - VRB2 + VBEoff2 = 0$$

Então

$$VBEoff_2 = VCC - (VRL1 + VRB2)$$

Mas

$$VRL1 = RL1 . ICS1$$

VRB2 = 0 V, pois não flui corrente alguma

logo a tensão

$$VBEoff2 = VCC - VRL1 = VCES1 = 0,3\ V$$

A carga do capacitor C é dada pelo circuito da figura 14-D-E

$$Tc = C\ (RL2 + Rbs1 + Rin) \cong C\ .\ RL2$$

Após a aplicação de um pulso externo, Q1 está no corte e Q2 na condução, pois o capacitor C polariza negativamente a base de Q1, conforme o circuito da figura 14-F. Neste estado temos a polarização dada pela malha da figura 14-G, de onde

$$VCC - VRL1 - VRB2 - VBES2 = 0$$

onde

$$VRL1 = RL1\ .\ IBS2$$

$$VRB2 = RB2\ .\ IBS2 = VCC - (VRL1 + VBES2)$$

Então

$$RB2 = \frac{VRB2}{IBS2}$$

A descarga de C é dada pelo circuito da figura 14-H-I, de onde

$$Td = 0,7\ .\ C\ (RB1 + Rin + Rcs2) \cong 0,7\ .\ RB1\ .\ C$$

onde $Rcs2 = \frac{VCES2}{ICS2}$.

3) Projeto

Projetar um multivibrador monoestável. Dados:

Q1	=	Q2
VCES1	=	VCES2 = 0,3 V
VBES1	=	VBES2 = 0,7 V
ICS1	=	ICS2 = 10 mA
IBS1	=	IBS2 = 200 μA
Td	=	10 ms
+VCC	=	15 V

1.º passo — Cálculo de RL1 = RL2.

$$RL1 = \frac{VRL1}{ICS1} = \frac{VCC - VCES1}{ICS1} =$$

$$= \frac{15 - 0,3}{10\ .\ 10^{-3}} = 1,47\ k\Omega$$

2.º passo — Cálculo de PRL1 = PRL2.

$$PRL1 = VRL1\ .\ ICS1 = 14,7\ .\ 10\ .\ 10^{-3} = 147\ mW$$

3.º passo — Cálculo de RB1.

$$RB1 = \frac{VRB1}{IBS1} = \frac{VCC - VBES1}{IBS1} =$$

$$= \frac{15 - 0,7}{0,2\ .\ 10^{-3}} = 71,5\ k\Omega$$

4.º passo — Cálculo de PRB1.

$$PRB1 = VRB1 \cdot IBS1 = 14{,}3 \cdot 0{,}2 \cdot 10^{-3} = 2{,}86 \text{ mW}$$

5.º passo — Cálculo de RB2.

$$RB2 = \frac{VRB2}{IBS2} = \frac{VCC - (VRL1 + VBES2)}{IBS2} =$$

$$= \frac{VCC - RL1 \cdot IBS2 - VBES2}{IBS2} =$$

$$= \frac{15 - 1{,}47 \cdot 10^{3} \cdot 0{,}2 \cdot 10^{-3} - 0{,}7}{0{,}2 \cdot 10^{-3}} = 70 \text{ k}\Omega$$

6.º passo — Cálculo de PRB2.

$$PRB2 = VRB2 \cdot IBS2 = 14{,}006 \cdot 02 \cdot 10^{-3} =$$

$$= 2{,}8012 \text{ mW}$$

7.º passo — Cálculo de C.

$$Td = 0{,}7 \cdot C \cdot RB1$$

$$C = \frac{Td}{0{,}7 \cdot RB1} = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{0{,}7 \cdot 71{,}5 \cdot 10^{3}} =$$

$$= 0{,}1998 \cdot 10^{-6} \cong 200 \text{ kpF}$$

E) GATILHAMENTO DO MULTIVIBRADOR MONOESTÁVEL

O gatilhamento do monoestável pode ser feito com pulso positivo aplicado à base de Q2 ou com pulso negativo aplicado à base de Q1. Normalmente empregamos pulso negativo, isto é, pulso negativo aplicado à base de Q1.

Para se obter o pulso negativo basta empregar máscara, e o gatilhamento do monoestável ocorre na descida do pulso. Não há necessidade de se manter o pulso; uma vez comutado o estado, o mesmo permanece durante o tempo de descarga do capacitor C. Ω

ELETRÔNICA: BOLSAS DE ESTUDO NA HOLANDA

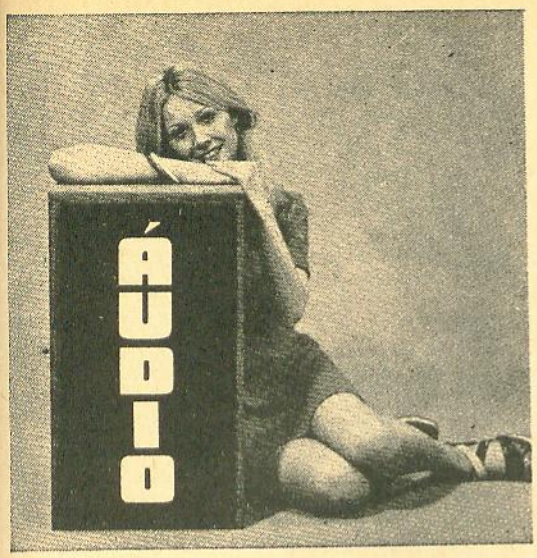
A Philips já está recebendo inscrições para bolsas de estudo, em 1979, para os cursos de pós-graduação e mestrado em Eletrônica, que se realizam anualmente no Philips International Institute (P.I.I.), em Eindhoven, Holanda. Os candidatos devem ser diplomados em Engenharia Eletrônica ou Física, ou alunos do quinto ano das respectivas faculdades que estejam formados, sem dependências, na data do embarque para a Holanda. Além disso, devem ter no máximo 30 anos e falar fluentemente o Inglês, que é a língua oficial do P.I.I. As inscrições podem ser feitas até 30 de junho próximo, no Departamento de Desenvolvimento de Executivos da Philips, à Rua Bela Cintra, 1149, em São Paulo (SP).

Os cursos, que são ministrados por cientistas, professores universitários e especialistas dos laboratórios de pesquisa e das fábricas da Philips, são bastante individualizados. Partindo de um currículo básico, cada bolsista seleciona um currículo pessoal, dependendo do ramo em que deseje desenvolver um projeto ou uma pesquisa. Para isso, o Philips International Institute dispõe dos mais modernos laboratórios e amplos recursos, que são colocados à disposição dos bolsistas. Os cursos de pós-graduação têm um ano de duração e começam em 1.º de janeiro. A bolsa, entretanto, pode ser estendida por mais seis meses, para o curso de mestrado, cujo diploma é avalizado pela NUFFIC — Netherlands Universities Foundation for International Cooperation.

Em 1977, a Philips Brasileira enviou três bolsistas a Eindhoven, dois dos quais prosseguem os estudos de mestrado. Este ano foram enviados mais dois, um professor da Universidade de Campina Grande (PB) e uma professora da Pontifícia Universidade Católica de Porto Alegre (RS). Até agora, 26 especialistas brasileiros em Eletrônica receberam bolsas para o Philips International Institute.

LEIA NO PRÓXIMO NÚMERO:

- ☆ "ALARME ANTI-FURTO PARA AUTOMÓVEIS"
- ☆ "VCO COM AMPLIFICADOR OPERACIONAL"
- ☆ "CONSTRUINDO UMA CAIXA ACÚSTICA"



ACÚSTICA DAS SALAS DE AUDIÇÃO

Colaboração da IBRAPE

Absorção e reverberação

Para a maioria dos leitores, a oportunidade de influenciar a **distribuição** do som proveniente do alto-falante é bastante limitada; entretanto, é muito importante compreender os fatores que o afetam. Em uma sala de estar as ondas sonoras podem se deslocar apenas a uma curta distância antes de atingirem algum objeto. Elas serão refletidas e uma parte da energia que possuiam é dissipada pela absorção, de maneira que a energia na onda vai se tornando progressivamente menor. O tempo necessário para que a energia do som caia para um milionésimo de seu valor original é conhecido como **tempo de reverberação.** Ele depende do tamanho da sala, mas cerca de meio segundo é considerado satisfatório para a audição de música reproduzida; isto se aplica às freqüências médias.

A energia é absorvida não apenas pelos materiais do piso, paredes e teto, mas também pelos móveis e ouvintes presentes na sala. Nos móveis modernos há a tendência de se utilizarem materiais que não absorvem muito o som, especialmente o vidro, que é um dos piores absorventes acústicos. Portanto, é sempre desejável que se tenham grandes janelas (de vidro) numa sala de audição.

Somente algumas poucas e limitadas melhorias podem ser feitas na acústica de uma sala de estar. Para o revestimento do piso o melhor é um carpete grosso com base de espuma de borracha, enquanto que para as paredes é melhor o recobrimento de material sólido ao invés de painéis de madeira presos em ripamentos. Quando se deseja maior absorção nas gamas de freqüências altas e médias, devem-se colocar telhas acústicas em posições estratégicas no teto e nas paredes. Antes de se levarem a efeito essas medidas seria conveniente ouvir-se a opinião de um perito em acústica. Quaisquer experiências com a acústica de uma sala de audição devem ser levadas a efeito com os controles de tom do equipamento na posição "plana". Quando não se consegue mais nenhuma melhoria na qualidade do som por meio de modificações na acústica da sala, pode-se tentar então o efeito dos controles de tom.

Ressonâncias da sala

Quando qualquer das dimensões da sala for igual a meio comprimento de onda, serão excitadas vibrações ressonantes no ar. Na freqüência de 40 Hz o comprimento de onda do som é de 8,5 metros, de maneira que o comprimento da sala que irá ressonar nessa freqüência será de 4,25 metros. Além disso, haverá harmônicas dessa freqüência, a segunda harmônica em 80 Hz e a terceira harmônica em 120 Hz. Isso não se aplica apenas ao comprimento da sala; a ressonância ocorrerá em diversas freqüências segundo as outras dimensões da sala (altura, largura e diagonal). Quando uma das dimensões da sala for aproximadamente um múltiplo exato de outra, a freqüência fundamental de ressonância de uma dimensão da sala irá modular uma har-

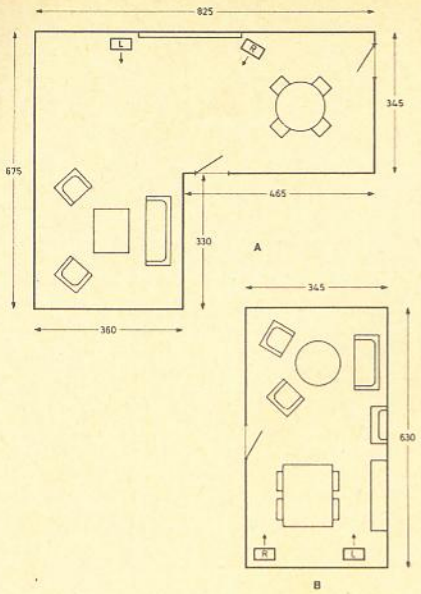


Figura 1

Duas das salas de estar nas quais os testes foram efetuados.

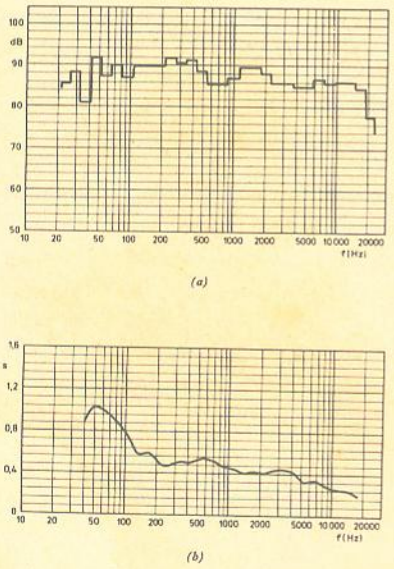


Figura 2

Sala de estar A (da fig. 1): (a) Níveis de pressão do som. (b) Tempo de reverberação.

mônica da freqüência de ressonância da outra dimensão, tornando-se o quadro bastante complexo. Ocorrem também ondas estacionárias, que ocasionarão um aumento na pressão sonora em certas regiões da sala.

Obviamente, muito pouco pode ser feito para se reduzir o problema das ressonâncias, a

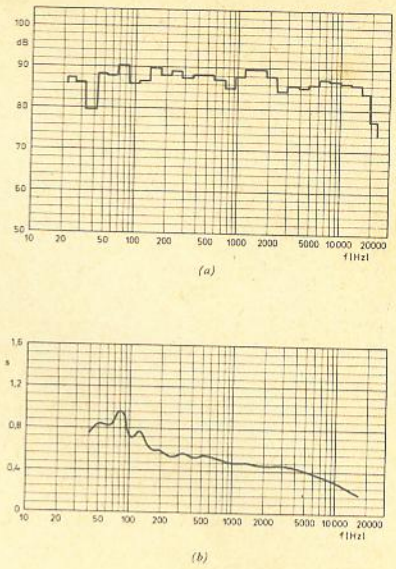


Figura 3

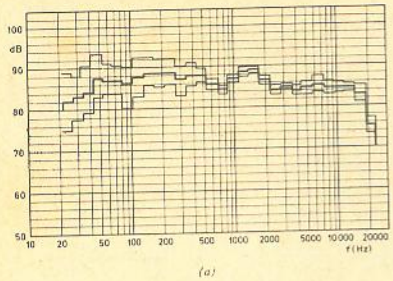
Sala de estar B (da fig. 1): (a) Níveis de pressão do som. (b) Tempo de reverberação.

não ser chamar os construtores para mudarem a configuração da sala; mas, quaisquer que sejam as proporções desta, algumas superfícies de bloqueio ou projeções poderão proporcionar alguma melhoria. Pode-se muitas vezes tirar vantagens do uso de biombos ou de estantes.

Para evitar ressonâncias da sala, pode-se deslocar a poltrona de maneira a colocar o ouvinte fora da região de pressão máxima para evitar um certo ribombo que pode ser causado pelo alto-falante. Similarmente, a mudança da posição do alto-falante pode excitar diferentes ressonâncias na sala, e o resultado pode ser preferível que o da posição original do alto-falante.

A fim de se determinar o comportamento dos alto-falantes, na prática, foram efetuadas inúmeras medições em salas de estar empregando-se equipamentos altamente sofisticados. A mais importante conclusão a que se chegou, com base nessas investigações, é que as propriedades acústicas de todas as salas de estar são muito similares acima de cerca de 600 Hz. Abaixo dessa freqüência, as dimensões da sala e os móveis nela contidos terão maior influência.

As caixas acústicas foram colocadas onde o sistema de som deveria normalmente estar localizado nas salas mostradas na figura 1.



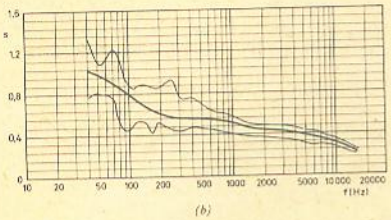


Figura 4

(a) Níveis de pressão de som extremos e médios para seis diferentes salas de estar. Os resultados são bastante similares acima de 600 Hz. (b) Tempos de reverberação extremos e médios de seis salas de estar.

Utilizando-se um microfone com amplificador e um analisador de tempo real com um osciloscópio de armazenagem e um registrador X-Y, efetuou-se a medição do nível de pressão em cada banda de 1/3 de oitava em diferentes locais da sala de audição, tendo sido medido também o tempo de reverberação. Os resultados estão mostrados nas figuras 2 e 3. Para comparação, os níveis de pressão do som e tempos de reverberação, medidos em seis outras salas, são dados na figura 4.

Nível do som na sala de estar

O ajuste adequado do controle de ganho do amplificador é essencial quando se deseja uma reprodução natural do som. Esta regra é muitas vezes violada na prática, principalmente pelo ajuste do controle para um ganho muito alto, o que causa inevitavelmente um timbre não natural resultante da indevida ênfase nos graves. Além disso, a inteligibilidade é piorada porque os sons agudos são mascarados pelos graves. Isto muitas vezes leva o audiófilo a culpar o sistema de alto-falantes, quando na realidade nada há de errado com eles.

Fora do laboratório, costuma-se medir o nível de pressão do som por meio de instrumentos "pesados". Eles simplesmente filtram o som recebido pelo instrumento de medição a fim de simular as características naturais do ouvido humano. Existem diversas escalas de pesagem, mas a mais comumente utilizada é conhecida como escala A; a maioria das medições da pressão do som é feita em unidades dBA e os medidores de nível de som fornecem uma leitura direta em dBA, onde 0 dB corresponde ao nível do limiar de audição (2×10^{-5} N/m^2).

Os pontos costumeiros de referência são um som apenas audível (0 dBA), um dormitório no silêncio da noite (35 dBA), uma loja movimentada (60 dBA), uma fábrica ruidosa (95 dBA) e um avião a jato a 200 metros de distância (120 dBA). Mais relevantes, no presente contexto, são os seguintes níveis:

- Um receptor de televisão, ou rádio, em nível normal de audição, está entre 60 e 65 dBA. Se estiver com alto volume, provavelmente atingirá 70 dBA. Uma orquestra ao vivo, executando a 9.ª Sinfonia de Beethoven, pode produzir um nível ocasional de 105 dBA na primeira fila.
- Os níveis normais nos cinemas são da ordem de 70 dBA.
- Conjuntos pop produzem normalmente níveis de 110 dBA e podem muitas vezes atingir picos de 120 a 130 dBA. A monitoração nos estúdios de gravação de música pop pode atingir 120 dBA, ou mesmo 128 dBA. A pressão do som na boca de algumas cornetas reprodutoras, utilizadas por conjuntos pop, é de 140 dBA, o que pode ser fisicamente perigoso para qualquer pessoa que se encontre em suas proximidades.

Em alguns países existe um movimento para limitar o nível do som nos discos, a fim de evitar que os jovens venham a sofrer danos permanentes em seus aparelhos auditivos. Quaisquer que sejam as futuras soluções, ou leis a serem aprovadas, um conjunto de Hi-Fi, do tipo popular, pode facilmente produzir níveis de 100 dBA nos ouvidos de um ouvinte se forem utilizados fones; assim, um fã da música pop tem a possibilidade de tornar-se surdo sem causar distúrbios em qualquer outra pessoa que se encontre na sala.

Posicionamento de alto-falantes

É extremamente difícil, se não impossível, relacionar acuradamente a curva de resposta de um sistema de alto-falantes com a maneira como tal sistema irá soar numa sala de estar, devido às razões de padronização em câmaras anecóicas.

O posicionamento de uma caixa acústica na sala tem considerável efeito na resposta das baixas freqüências. Como já mencionamos, acima de cerca de 600 Hz a maioria das salas de estar normais são acusticamente muito similares. Existe um grande número de possibilidades práticas para o ouvinte instalar suas caixas acústicas. Algumas delas serão aqui descritas, e os resultados das medições efetuadas, empregando-se ruído rosa e analisador de tempo real, podem ser comparados.

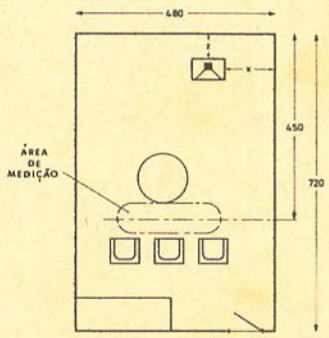


Figura 5

Sala de estar na qual foram efetuados testes de posicionamento do alto-falante

A figura 5 mostra o desenho da sala onde foram efetuadas as medições. A caixa acústica utilizada nos testes foi inicialmente colocada numa câmara anecóica e a curva de resposta foi tomada como referência; isto está mostrado na figura 6. O alto-falante foi então levado para a sala de estar e colocado numa posição 60 cm acima do piso, a 80 cm da parede posterior e a 2 metros da parede lateral; a curva de resposta foi novamente levantada e o resultado está mostrado na figura 7.

O alto-falante foi então colocado sobre o piso e as distâncias das duas paredes adjacentes foi variada para uma série de testes.

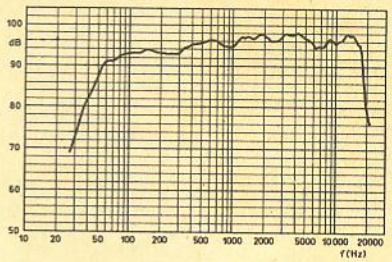


Figura 6

Curva de resposta de um alto-falante, em caixa acústica, medida em câmara anecóica.

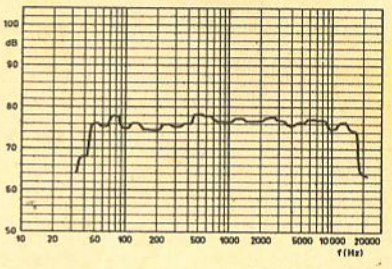


Figura 7

Curva de resposta do mesmo alto-falante e caixa da figura 6, quando colocado numa sala de estar a 60 cm acima do piso, a 80 cm da parede posterior e a 2 m da parede lateral.

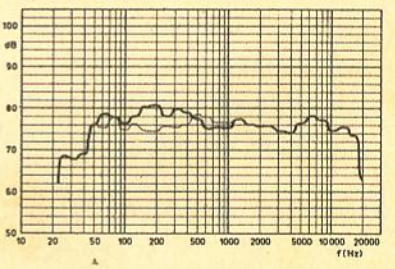


Figura 8

Resposta com a caixa no piso, a 80 cm da parede posterior e a 2 m da parede lateral.

Nas figuras 8, 9, 10 e 11 os resultados (linhas cheias) são comparados com os resultados da figura 7 (linhas tracejadas). Finalmente, o alto-falante foi instalado 60 cm acima do piso e foi efetuada uma série de testes; os resultados estão mostrados nas figuras 12, 13 e 14.

A figura 15 mostra as diferenças nas respostas em comparação com a posição em que foram efetuados os testes da figura 7. As conclusões que podemos tirar desta série de testes são que quando a caixa acústica está colo-

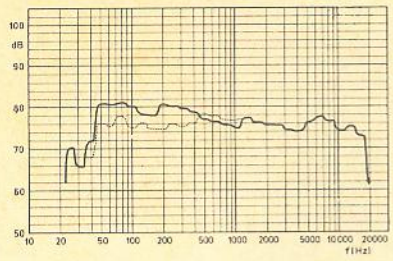


Figura 9

Resposta com a caixa no piso, a 30 cm da parede posterior e a 2 m da parede lateral.

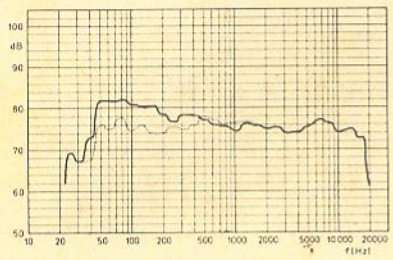


Figura 10

Resposta com a caixa no piso, encostada na parede posterior e a 2 m da parede lateral.

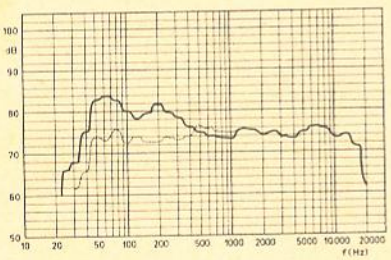


Figura 11

Resposta com a caixa colocada no canto.

cada no piso a pressão do som, entre 150 e 400 Hz, melhora de 3 a 9 dB, e entre 500 e 1 000 Hz melhora de 2 dB. Com o alto-falante encostado na parede há u'a melhoria de 4 a 5 dB de 40 a 100 Hz, enquanto que entre 120 e 300 Hz a pressão do som cai 1 dB. Quando a caixa foi colocada no canto, a pressão aumentou de 5 a 9 dB entre 30 e 100 Hz e foi reduzida de 2 dB entre 120 e 400 Hz.

Se agora analisarmos novamente a figura 6, que é a curva de resposta levantada em uma câmara anecóica, notaremos quão pequena é a idéia que tal curva nos dá do resultado final que obteremos quando instalarmos a caixa acústica na sala de estar.

Uma regra básica final para o posicionamento de alto-falantes é **não obscurecer o bafle.** Não faz sentido algum construir-se uma caixa acústica de alta qualidade e depois colocá-la atrás de uma cadeira, esperando obter um desempenho satisfatório.

Sistemas multi-canais

Um ouvinte equidistante de dois alto-falantes, separados por uma certa distância mas reproduzindo o mesmo som simultaneamente e com igual intensidade, ouvi-los-á como se fossem uma única fonte, e não duas. A fonte aparente da "imagem sonora virtual" é então a distância média entre os dois alto-falantes. Mas, se um deles reproduzir o som antes ou mais alto que o outro, a "imagem" parecerá estar mais perto dele. Um adiantamento no tempo de 3 ms, ou uma preponderância de 15 dB, levará a imagem exatamente ao alto-falante dominante; diferenças relativamente menores no tempo e na intensidade atuam

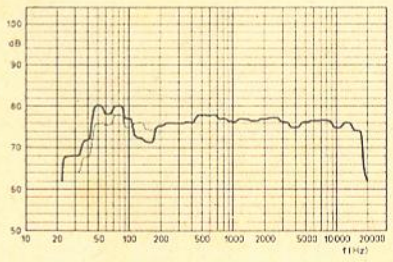


Figura 12

Resposta com a caixa a 60 cm acima do piso, a 30 cm da parede posterior e a 2 m da parede lateral.

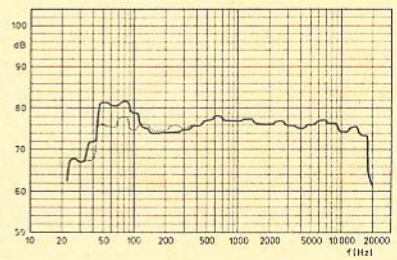


Figura 13

Resposta com a caixa a 60 cm acima do piso, encostada na parede posterior e a 2 m da parede lateral.

individualmente, ou cumulativamente, produzindo deslocamentos correspondentemente menores. Entretanto, efeitos indesejáveis devidos ao retardo no tempo podem ser compensados induzindo-se diferenças correspondentes na intensidade.

Nossa facilidade de fundir dois sons em uma única imagem acústica, cuja posição, dentro de certos limites, depende da intensidade e do tempo de chegada entre esses sons, propicia a base da reprodução estereofônica.

Quando um ouvinte está mais distante de um alto-falante que de outro, a diferença na distância causa uma diferença extra no tempo de chegada, deslocando assim a imagem do som estereofônico para o alto-falante mais próximo. Esse deslocamento pode ser mantido dentro de limites razoáveis pelo posicionamento adequado dos alto-falantes na sala.

Quando o som proveniente de dois alto-falantes chega com uma diferença de tempo de mais de 3 ms, todo ele aparece como proveniente da fonte que foi ouvida primeiro; a imagem acústica não pode ser movida nem mesmo pela intensificação do som do outro alto-falante, e perde-se o efeito estereofônico da reprodução. Com um retardo de cerca de 20 ms, a intensidade do som do alto-falante mais atrasado pode ser aumentada até 10 dB sem que o ouvinte comece a perceber que esse alto-falante está reproduzindo algum som. Contudo, isso afeta a qualidade do som, tornando-o não somente mais alto, mas também com uma tonalidade mais "maciça", a despeito do retardo. Quando a diferença de tempo excede a 50 ms, o som secundário, a não ser

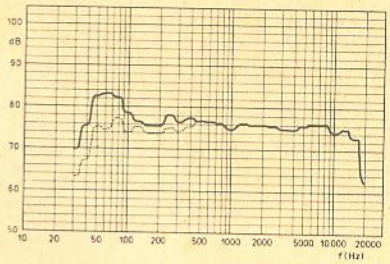


Figura 14

Resposta com a caixa a 60 cm acima do piso e no canto da sala.

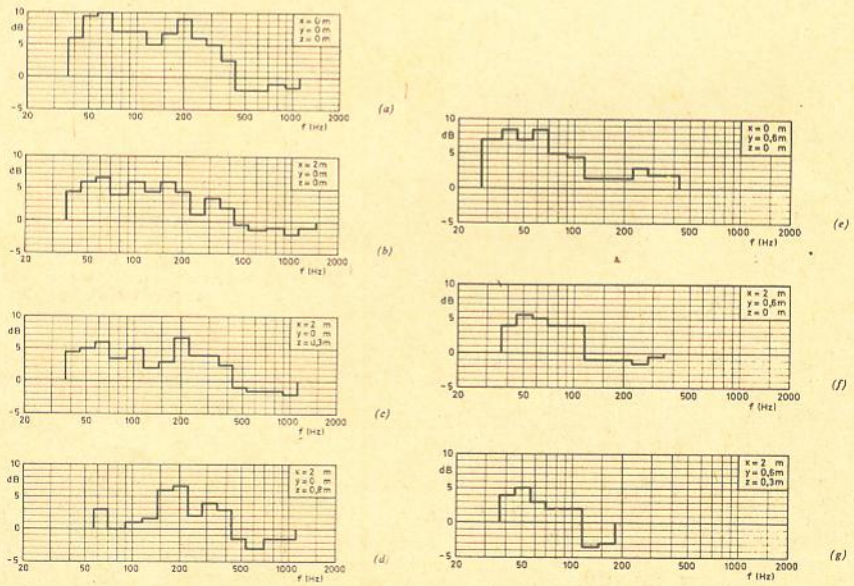


Figura 15

Diferenças nas respostas em comparação com a posição da figura 7 (x = distância da parede lateral, y = altura em relação ao piso, z = distância da parede posterior). Note o aumento nos graves quando a caixa se encontra no piso e no canto da sala.

que seja mais fraco, em cerca de 10 dB ou mais, será ouvido separadamente como um eco irritante. Isto somente se aplica a locais com acústica realmente má.

Para se tentar reproduzir no lar o som de uma sala de concertos é necessário, antes de mais nada, que se compreenda como o som se comporta na sala de concertos. A maior parte da audiência recebe de fato mais som por reflexão do que diretamente do palco. Como o som indireto é difuso, sua intensidade é praticamente constante em todo o auditório, enquanto que o som direto é inversamente proporcional ao quadrado da distância. As intensidades relativas desses sons dão ao ouvinte um indício para sua posição na sala de concertos. A voz necessita de volume extra proporcionado pelo som indireto, o que melhora a inteligibilidade se o seu retardo não for superior a 50 ms em relação ao som direto.

Podemos sumarizar os aspectos da acústica de um auditório, na qual será baseada a acústica e a instalação de som de nossa própria sala:

— A diferença fundamental entre som direto e indireto. O som direto nos proporciona a sensação estereofônica do que ocorre no palco; ele também empresta "distinção" à música. O timbre, difusão e reverberação do som indireto criam uma impressão de "fundo" no auditório, dão ao som uma qualidade mais espacial e enriquecem a tonalidade da música.

— O retardo do som indireto nos proporciona um sentido de tamanho do auditório.

— A intensidade relativa dos sons direto e indireto governa a sensação de distância.

Pelo que foi exposto, o leitor poderá deduzir que se tem muito a ganhar reproduzindo-se som "indireto" na parte posterior da área de audição na sala de estar. Apenas um único alto-falante extra já proporcionará uma grande melhoria no realismo. Ele deve ser ligado conforme se mostra na figura 16. Obviamente, o nível em que o som posterior deve ser reproduzido deve ser ajustado experimentalmente pelo ouvinte, de acordo com a sua sala e com o efeito que ele deseja criar.

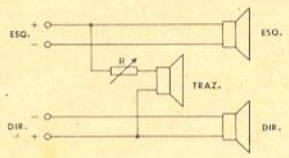


Figura 16

Ligação do alto-falante posterior, ou traseiro. R é um potenciômetro de fio, de 20 a 30 ohms.

Os sistemas quadrifônicos, que levam em consideração os vários aspectos do retardo do som para enfatizar o realismo da reprodução, podem produzir excelentes resultados. Ω

REDUÇÃO DA REALIMENTAÇÃO ACÚSTICA POR MEIO DO DESLOCAMENTO DO ESPECTRO DE ÁUDIO

Oscar J. Bonello *

Resumo

Este artigo tem por objetivo analisar os aspectos fundamentais que o engenheiro de áudio enfrenta diariamente: o controle de realimentação acústica em sistemas de amplificação de som. Serão vistos os avanços conseguidos no atual estado da tecnologia, ressaltando-se o método mais eficaz: o deslocamento de freqüência. A seguir será descrito um sistema projetado e desenvolvido na Argentina, o qual permite satisfazer plenamente os requisitos de uma instalação profissional de alta qualidade. Finalmente, nos apêndices, serão analisados aspectos relativos à teoria dos circuitos empregados.

Introdução

O problema da realimentação acústica, ou "acoplamento" entre microfone e alto-falante, em um

* Eng.º da "Sistemas Solidyne"

sistema de amplificação de som, merece sem dúvida ser considerado como clássico neste ramo da engenharia. Todo técnico que projete ou execute instalações de som sabe que o umbral de realimentação é o limite real do ganho do sistema eletro-acústico. Esse limite é muitas vezes aceitável, porém muitas vezes constitui uma severa restrição ao comportamento da instalação. Particularmente nos últimos anos, em que o emprego de sistemas de amplificação tem-se tornado indispensável em teatros, auditórios, salas de conferência e locais de reunião comercial ou artística, o problema tem-se tornado cruciante. Ele se apresenta ainda mais crítico em locais pequenos onde atuam cantores e onde é necessário conseguir-se elevados níveis sonoros.

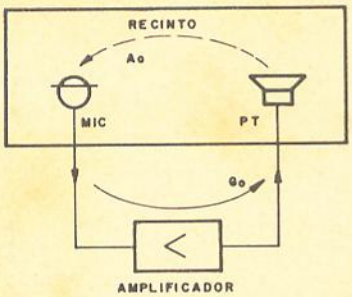


Figura 1
Diagrama de um sistema típico de amplificação de som.

Um primeiro passo para reduzir a realimentação consiste em se empregar microfones e colunas sonoras de alta diretividade. Dessa forma será atenuado o som direto, mas não o reverberante. Uma análise do problema nos permitirá entender melhor esta questão. Vê-se na figura 1 o diagrama típico da cadeia eletro-acústica. Entre o microfone e o alto-falante disporemos de um ganho de potência G_o, proporcionado pelo amplificador. Por sua vez, o som emitido pelo alto-falante sofrerá, antes de atingir novamente o microfone, uma atenuação A_o. De acordo com os conhecidos critérios de realimentação, o circuito oscilará naquelas freqüências em que o produto da amplificação pela atenuação seja igual ou maior que a unidade. Para se conhecer melhor a natureza do enlace acústico microfone/alto-falante, analisaremos o nível sonoro no microfone devido à ação do alto-falante. Sabemos que o nível de pressão sonora SPL é dado por:

$$SPL = 10 \log W + 120{,}5 + 10 \log \left(\frac{Q}{4 \pi r^2} + \frac{4}{R} \right)$$

onde **W** é a potência acústica irradiada e **Q** é o fator de diretividade da fonte segundo o eixo eleito (que neste caso é aquele que une o microfone ao alto-falante). **r** é a distância entre ambos, em metros, e **R** é a constante acústica do recinto:

$$R = \frac{S \cdot a}{1 - a}$$

onde

S = superfície interna do recinto, em m^2
a = coeficiente médio de absorção no interior do recinto

A constante R será grande para recintos de dimensões avantajadas e altos coeficientes de absorção, enquanto que será pequena para salas pequenas, com baixos coeficientes de absorção. A incidência de R no nível SPL pode ser analisada se levarmos em conta que para uma determinada potência acústica W, a intensidade do som que chega ao microfone será inversamente proporcional à distância r (para pequenas distâncias). Porém, se prosseguirmos aumentando esta distância, já não obteremos benefícios adicionais, pois o som será determinado pela expressão:

$$SPL = 10 \log \left(\frac{4}{R} \right) + \text{constante}$$

$$\text{Para: } r^2 > \frac{Q \cdot R}{16 \pi}$$

Esta é uma conclusão importante, que ainda que aumentemos indefinidamente a diretividade do microfone e a sua distância dos alto-falantes, haverá um limite dado pela constante acústica do recinto. Esse valor limite pode resultar satisfatório com altos valores de R, mas por sua vez será inadequado com baixos valores (salas pequenas e/ou com baixos valores de absorção). Por outro lado, para distâncias curtas prevalecerá o termo $Q/4 \pi r^2$. Neste caso o fator de diretividade desempenhará um papel importante. Isto quer dizer que empregando colunas sonoras ou cornetas exponenciais poderemos tornar o som menos intenso no eixo do microfone.

Resumindo a análise efetuada, teremos como condições favoráveis ao aumento da atenuação do enlace eletro-acústico: a) altas diretividades de microfones e alto-falantes; b) aumentar a distância entre ambos; c) condições acústicas adequadas (constante R).

Técnica do deslocamento do espectro

Se analisarmos a resposta de freqüências do enlace eletro-acústico em sua totalidade, poderemos avaliar a incidência das reflexões do recinto, variações de diretividade das fontes, etc. O gráfico da figura 2 mostra essa resposta tomada em um recinto real, cujo tempo de reverberação era de 1 segundo. O pico principal na resposta, marcado g_{MAX}, determina o máximo ganho possível do enlace. Acima desse ponto o sistema começará a oscilar justamente na freqüência do pico. É fácil ver-se que o ganho médio, que é o que determina o nível acústico real na sala, está bem abaixo de quaisquer dos outros picos. Isto significa um não aproveitamento das possibilidades teóricas de se alcançar um elevado reforço do som. Quer dizer, antes que os ecos repetidos se tornem desagradáveis aos ouvintes (condição limite teórica), já teremos presente o umbral de oscilação.

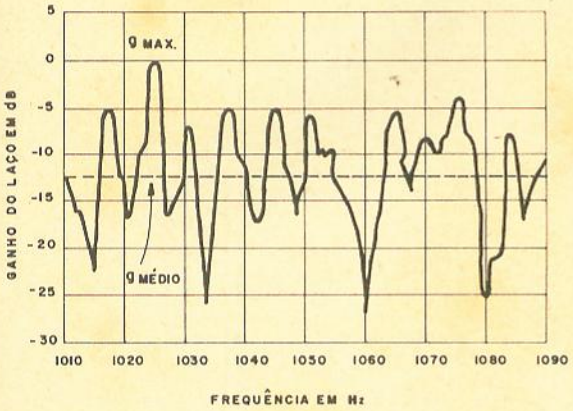


Figura 2

Resposta típica de um recinto acústico nas proximidades de 1 000 Hz. O pico de g_{MAX} fixa o máximo ganho do enlace eletro-acústico.

Para se neutralizar esse problema, tem-se tentado a equalização das características da sala por meio de equalizadores gráficos de 27 bandas separadas de 1/3 de oitava. Este sistema, empregado em grandes instalações nos Estados Unidos, proporciona um benefício relativo, pois permite cancelar os modos principais de ressonância. Cada vez que um modo é cancelado, tem-se um aumento no ganho possível até se chegar ao limite imposto pelo próximo modo. Este então deverá ser cancelado, e assim sucessivamente. Como é fácil de se imaginar, este sistema é complexo e trabalhoso. Emprega equipamentos de alto custo e exige pessoal altamente especializado para sua operação. Por outro lado, os benefícios obtidos são geralmente reduzidos, pois os modos variam com a posição dos microfones, número de pessoas no recinto, proximidade dos oradores aos microfones, etc. Por essa razão, a correção deverá ser realizada sobre os valores médios, com o conseqüente sacrifício da margem de estabilidade que teoricamente poderia ser conseguida.

U'a maneira completamente diferente de se abordar o problema é aquela que veremos a seguir. Para que a geração de oscilações seja possível é necessário, conforme já vimos, que o ganho total do enlace seja maior que 0 dB. A isto deve-se adicionar a condição de fase: na freqüência de oscilação, a rotação de fase deverá ser nula. Isto é facilmente conseguido em um sistema eletro-acústico, pois as variações na resposta do sistema implicam forçosamente que a fase terá também variações importantes. Portanto, nas proximidades dos picos de resposta, sempre se poderá encontrar um ponto de fase nula no qual se produzirá a oscilação. Esta, porém, poderá ser evitada por meio de um engenhoso expediente: deslocar o espectro de áudio amplificado, em uma freqüência fixa Fd de pequeno valor. A resultante desta transformação está ilustrada na figura 3 para o caso de Fd = 5 Hz. Um sinal que chegue ao microfone com uma freqüência de 1 000 Hz emergirá dos alto-falantes com uma freqüência de 1 005 Hz. Esta pequena diferença não alterará a tonalidade de maneira suficiente para que possa ser percebida pelos ouvintes. Porém, é suficiente

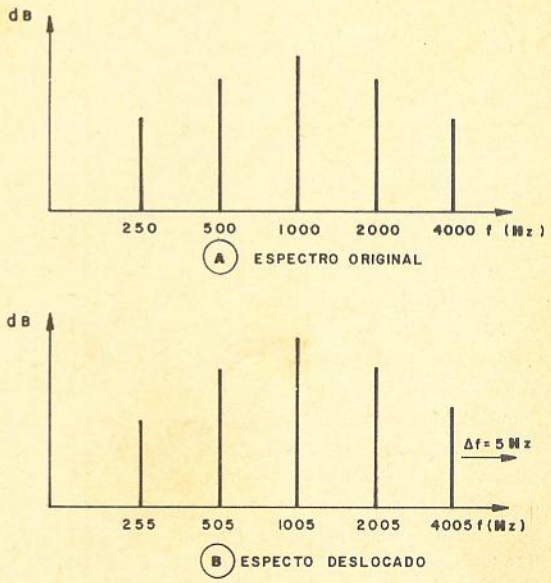


Figura 3

Translação do espectro de áudio.

para **assegurar que não se possa cumprir a condição de fase.** Quer dizer que nunca poderá haver rotação de fase nula no enlace, pois o microfone e os alto-falantes operam em freqüências diferentes. A razão de se haver eleito a freqüência de deslocamento de 5 Hz pode ser explicada mediante a observação da figura 2; é fácil ver-se que a separação entre picos e vales é de aproximadamente 5 Hz. Este é um dado do tipo estatístico, mas se coaduna com a maioria dos recintos acústicos normais. Portanto, a escolha da freqüência de deslocamento de 5 Hz nos traz um efeito médio na energia sonora produzida pelos alto-falantes. A técnica de deslocar as freqüências apresenta nítidas vantagens sobre as técnicas anteriores; não só com relação à ausência de qualquer tipo de ajuste ou adaptações das características do recinto, como também quanto à absoluta simplicidade de operação. As melhorias obtidas são de importância decisiva, geralmente superiores a 12 dB. A estabilidade do sistema é excelente, sendo independente das variações acústicas da sala ou da posição dos microfones (exceto quando estas afetem o ganho do enlace).

Deslocadores de freqüências

A simplicidade do sistema proposto, do ponto de vista acústico, contrasta com a complexidade da implementação requerida pelo dispositivo necessário para realizar o deslocamento. As primeiras experiências com esses dispositivos (1) foram realizadas segundo o sistema clássico de dupla heterodinação. Isto significa que o sinal de áudio, na entrada do dispositivo, modulava uma freqüência fixa (controlada a cristal) de 19,8 kHz, passando em seguida por um filtro de banda lateral muito elaborado que eliminava a banda lateral inferior. Em uma segunda conversão a banda lateral superior era misturada com outra freqüência fixa de 19,795 kHz, passando a seguir por um filtro passa-baixas de 10 kHz. Todas essas operações conduziam a uma séria deterioração da qualidade do sinal. Particularmente, a resposta de freqüências no extremo inferior do espectro era muito pobre devido à baixa rejeição do filtro nas proximidades da freqüência central. Por outro lado, abaixo de 400 Hz o sinal de saída aparece modulado em amplitude devido à causa anteriormente mencionada. Se a isto se somarem as dificuldades de ajuste dos filtros devido à elevada rejeição exigida, tornar-se-á evidente a complexidade do sistema.

Para simplificar esses problemas foram propostos outros sistemas cuja configuração eletrônica era mais simples, mas que exigia componentes mecânicos rotativos (2), com os conseqüentes inconvenientes dessa classe de dispositivos. A solução que foi finalmente adotada, no sistema desenvolvido na Argentina, é a síntese vetorial do sinal deslocado. O diagrama em blocos da figura 4 ilustra a disposição adotada, enquanto que no Apêndice I encontra-se a justificativa.

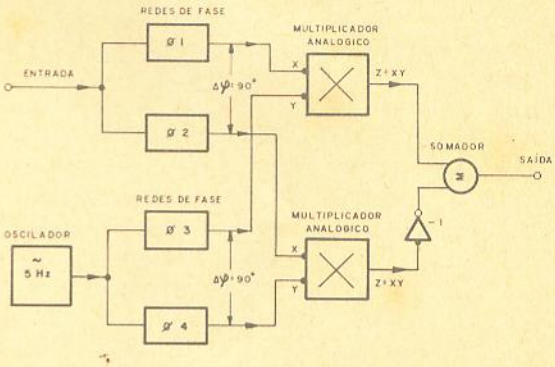
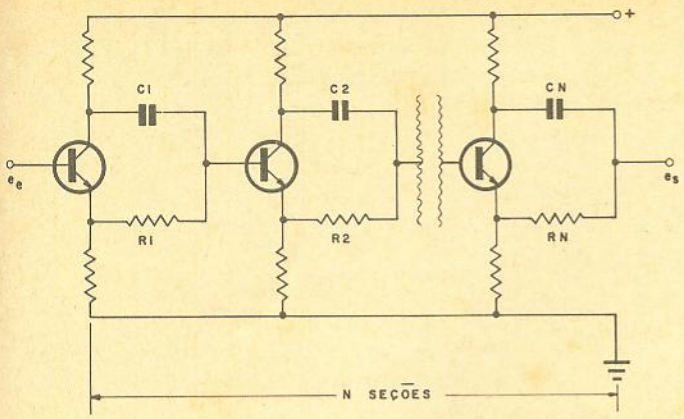


Figura 4

Diagrama em blocos do deslocador de espectro.

O equipamento desenvolvido finalmente é totalmente estático e de estado sólido, sendo portanto excelente sua confiabilidade e estabilidade. Os blocos operacionais básicos requerem, entretanto, um cuidadoso projeto e uma produção debaixo de tolerâncias muito estreitas. As redes de fase têm por missão assegurar que a diferença de fase entre suas saídas se mantenha em 90° ± 1° entre 20 e 20 000 Hz. Se assim não fosse a saída resultaria modulada em 10 Hz, com uma porcentagem de modulação proporcional ao erro de fase. Assim sendo, os dispositivos multiplicadores analógicos foram especialmente projetados e construídos para este dispositivo. Empregam o efeito da variação da transcondutância de um transistor, para diferentes correntes de emissor. A disposição é totalmente simétrica e os semicondutores utilizados são especialmente selecionados em instrumental automático. Um encapsulamento térmico assegura, finalmente, que as características da unidade se mantenham dentro de uma ampla gama de variação de temperatura.

A figura 5 permite esclarecer-se o funcionamento das redes deslocadoras de fase. Por meio do escalonamento de redes básicas (ver Apêndice II) é possível conseguir-se um deslocamento constante em função da freqüência. Portanto, com o emprego de um par de redes complementares será possível manter-se constante a diferença de



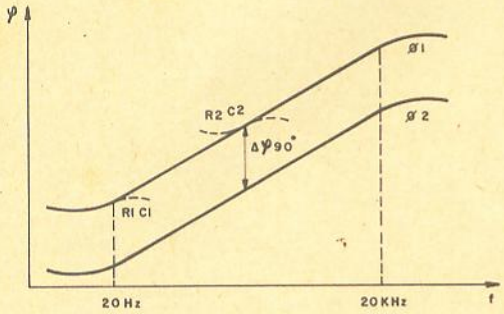


Figura 5

Redes conformadoras de fase. A diferença de fase constante de 90° é obtida entre as saídas de duas redes interativas, que variam sua fase em função da freqüência segundo uma lei logaritmica.

fase entre elas, dentro de uma ampla gama de freqüências.

Conclusões

O funcionamento do dispositivo em condições reais de operação colocou em evidência as notáveis vantagens do sistema. Em todos os casos foi possível elevar o ganho até o limite de reverberação, sem que se produzissem oscilações. A estabilidade conseguida permite o deslocamento de microfones sem que se façam necessárias correções nos níveis de trabalho. Finalmente, a produção deste novo tipo de dispositivo permitirá aos projetistas contar com um valioso auxiliar no planejamento de instalações profissionais de amplificação de som.

Apêndice I

Admitamos que o sinal na saída da rede ∅1 (fig. 4) seja:

$$E_1 = A \cos \omega t$$

Assim, a saída da rede ∅3 será:

$$E_3 = B \cos \omega t$$

Se supusermos A = B = 1 e multiplicarmos ambos os sinais, o resultado será:

$$E_{13} = \cos \omega t \cdot \cos \omega 5 t$$

equação que após transformada resulta em

$$E_{13} = \frac{1}{2} \cos (\omega + \omega 5) [t + \cos (\omega 5 - \omega) t] \quad (I)$$

Devido à relação de fase existente entre ∅1 e ∅2, assim como entre ∅3 e ∅4, os sinais na saída de ambos serão:

$$E_2 = C \operatorname{sen} \omega t$$

$$E_4 = D \operatorname{sen} \omega 5 t$$

Admitindo-se, como anteriormente, que C=D=1, realizando-se o produto $E_2 \cdot E_4$ e transformando, temos finalmente:

$$E_{24} = \frac{1}{2} [\cos (\omega 5 - \omega) t - \cos (\omega + \omega 5) t] \quad (II)$$

Se agora somarmos (I) e (II) com o sinal trocado teremos:

$$V_s = E_{13} - E_{24} = \frac{1}{2} \cos (\omega + \omega 5) t + \frac{1}{2} \cos$$

$$(\omega 5 - \omega) t - \frac{1}{2} \cos \quad (\omega 5 - \omega) t + \frac{1}{2} \cos$$

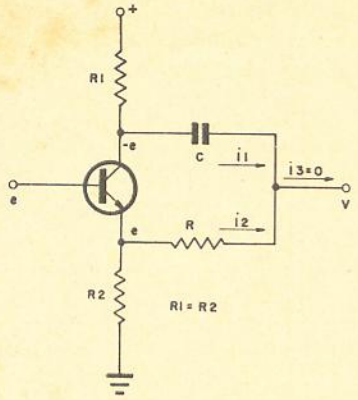


FIGURA DE ANÁLISE

Figura 6

$(\omega + \omega 5)\, t$

$$V_s = E_{13} - E_{24} = \cos(\omega + \omega 5)\, t \qquad \text{(III)}$$

Vemos, portanto, que a resultante é a freqüência original ω deslocada em $\omega 5$ (5 Hz). Se em lugar de subtrair $E_{13} - E_{24}$ houvéssemos somado, teríamos obtido o deslocamento $\omega - \omega 5$.

Apêndice II

Estudaremos a variação de fase da rede básica RC empregada. Da figura de análise depreende-se que:

$$O = i_1 + i_2 = \frac{e - V}{R} + (-e - V)\, j\omega C$$

$$= e\left(\frac{1}{R} - j\omega C\right) - V\left(\frac{1}{R} + j\omega C\right)$$

Se agora acharmos a transferência:

$$T = \frac{V}{e} = \frac{\dfrac{1}{R} - j\omega C}{\dfrac{1}{R} + j\omega C} = \frac{1 - j\omega CR}{1 + j\omega CR} \qquad \text{(IV)}$$

tomando uma variável normalizada $X = \omega CR$ e separando a parte real e imaginária, teremos:

$$T_n = \frac{1 - X^2}{1 + X^2} - j\frac{2X}{1 + X^2} \qquad \text{(V)}$$

$$\varphi = tg^{-1}\frac{2X}{1 - X^2} \qquad \text{(VI)}$$

Das equações (V) e (VI) tiram-se algumas conclusões interessantes. Em primeiro lugar, se acharmos $|T_n|^2$, obteremos:

$$|T_n|^2 = \frac{1 - 2X^2 + X^4 + 4X^2}{(1 + X^2)^2} =$$

$$= \frac{(1 + X^2)^2}{(1 + X^2)^2} = 1$$

Quer dizer que $|T_n| = 1$ e, portanto, a saída da rede será independente da freqüência.

Por outro lado, fazendo $X = \dfrac{1}{y}$ e substituindo em (VI), teremos:

$$tg^{-1}\frac{\dfrac{2}{y}}{1 - \dfrac{1}{y^2}} = tg^{-1}\left[-\frac{2y}{1 - y^2}\right]$$

Quer dizer que

$$\varphi(X) = -\varphi\left(\frac{1}{X}\right)$$

que equivale a se afirmar que a variação de fase será simétrica com o sinal trocado, com respeito ao valor $\omega CR = 1$. Isto se refere à representação normal em escala logarítmica.

Desta maneira é possível combinar-se uma série de redes em forma escalonada, para conseguir-se uma variação de fase constante, em função do logaritmo da freqüência.

Referências

(1) "A frequency shifter for improving acoustic feedback stability, by Prestigiacomo and Mac Lean, 1961, AES Preprint n.º 192."

(2) "A simplified frequency shifter for improving acoustic feedback stability, by M. D. Burkhard, Journal of the Audio Engineering Society, July, 1963."

(3) "Comportamiento acústico de recintos medianos, Eng.º Oscar Bonello, Revista Telegráfica Electrónica, Setiembre, 1972." Ω

ASSINE
REVISTA MONITOR

AGORA SÃO 18 OPORTUNIDADES

QUE OFERECEMOS A VOCÊ

1 — RÁDIO, TRANSISTORES, TELEVISÃO BRANCO E PRETO E A CORES e ELETRÔNICA EM GERAL
2 — TELEVISÃO A CORES E ELETRÔNICA
3 — ELETROTÉCNICA
4 — ELETRICISTA ENROLADOR (ENROLAMENTO DE MOTORES)
5 — ELETRICISTA DE AUTOMÓVEL
6 — ELETRICISTA INSTALADOR
7 — DESENHO MECÂNICO
8 — DESENHO ARQUITETÔNICO
9 — DESENHO ARTÍSTICO-PUBLICITÁRIO
10 — AUXILIAR DE ESCRITÓRIO
11 — SECRETARIADO PRÁTICO
12 — PORTUGUÊS E CORRESPONDÊNCIA
13 — INGLÊS COMERCIAL
14 — PORTUGUÊS e INGLÊS
15 — CALIGRAFIA
16 — CORTE E COSTURA
17 — SUPLETIVO 1º GRAU (MADUREZA)
18 — TRANSISTORES - SEMICONDUTORES

GRÁTIS: FORNECEMOS MATERIAIS E FERRAMENTAS NECESSÁRIOS AO APRENDIZADO EM TODOS OS CURSOS

Peça informações usando os cupons ao lado, ou venha pessoalmente ao

INSTITUTO MONITOR
SÃO PAULO — SP
RUA DOS TIMBIRAS, 263

RIO DE JANEIRO — RJ
AV. MARECHAL FLORIANO, 38
SOBRELOJA 208

FAÇA AGORA SUA ASSINATURA da Revista Monitor de Rádio e Televisão

Preencha e nos envie o cupom anexo. O pagamento deverá ser feito por meio de vale postal ou cheque, pagável em São Paulo, em nome da REVISTA MONITOR DE RÁDIO E TELEVISÃO.

CORTE AQUI

INSTITUTO MONITOR

O maior estabelecimento de ensino técnico por correspondência da América Latina
RUA DOS TIMBIRAS, 263 — CAIXA POSTAL 30 277 — SÃO PAULO

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

.....
indicar o Curso desejado

NOME .....

RUA ..... **Nº** .....

CIDADE ..... **EST.** .....

NOSSOS CURSOS SÃO APROVADOS E REGISTRADOS PELO DEPARTAMENTO DO ENSINO TÉCNICO DO ESTADO DE SÃO PAULO.

CORTE AQUI

INSTITUTO MONITOR

O maior estabelecimento de ensino técnico por correspondência da América Latina
RUA DOS TIMBIRAS, 263 — CAIXA POSTAL 30 277 — SÃO PAULO

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

.....
indicar o Curso desejado

NOME .....

RUA ..... **Nº** .....

CIDADE ..... **EST.** .....

NOSSOS CURSOS SÃO APROVADOS E REGISTRADOS PELO DEPARTAMENTO DO ENSINO TÉCNICO DO ESTADO DE SÃO PAULO.

CORTE AQUI

CUPOM DE ASSINATURA

A
REVISTA MONITOR DE RÁDIO E TELEVISÃO
CAIXA POSTAL 30 277 — SÃO PAULO

NOME .....

ENDEREÇO .....

CIDADE ..... ESTADO .....

☐ 1 ANO SIMPLES (12 NÚMEROS) ..... Cr$ 212,00
☐ 2 ANOS SIMPLES (24 NÚMEROS) ..... Cr$ 413,00

A partir do mês de .....
O PAGAMENTO SEGUE POR MEIO DE

☐ CHEQUE
☐ VALE POSTAL

DESCARGAS ELÉTRICAS ATMOSFÉRICAS

Mário Jorge O. Tavares (PY5 CDL) *

Introdução

Em 1968, ao instalarmos uma antena dipolo, sentimos na extremidade inferior do cabo coaxial um "choque diferente", como um formigamento que envolveu toda a superfície do corpo. Intercalando uma lâmpada néon constatamos que a mesma piscava intermitentemente. Saindo do "shack" deparamos com um temporal em formação, sendo que o que sentimos foram cargas induzidas na antena, que estavam sendo drenadas à terra, pelo caminho mais fácil: nós! A partir de então aumentou nosso interesse em procurar compreender melhor o fenômeno das descargas elétricas atmosféricas.

Um pouco de história

Desde os tempos pré-históricos a crendice popular tem associado o fenômeno natural das descargas elétricas atmosféricas com a manifestação da ira dos deuses, e outras extravagantes interpretações. A primeira investigação científica foi feita por Benjamin Franklin que, em 1752, ao empinar audaciosamente um papagaio numa tempestade, captou eletricidade da atmosfera, conduzindo-a para baixo por meio de um fio de seda (condutor elétrico, quando úmido), tendo prendido uma chave de metal na extremidade, da qual tirou faíscas semelhantes às produzidas nos laboratórios de Física.

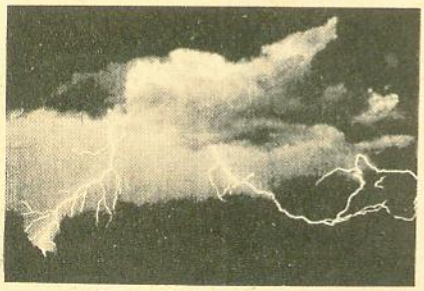


Figura 1

À esquerda tem-se um relâmpago entre nuvens. À direita um corisco entre a nuvem e a terra.

Estava idealizado o primeiro pára-raios e comprovado que o raio é eletricidade, o que Franklin já defendia desde 1749 (fig. 1).

Pesquisas sobre o raio

Estudos sistemáticos sobre o raio têm sido realizados, tentando-se comprender as descargas atmosféricas que ocorrem em tempestades de chuva, neve, areia e erupções gasosas dos vulcões ativos. Destacam-se entre as pesquisas desenvolvidas as do "Projeto Trovoada", desenvolvidas de 1946 a 1947 pelo Serviço de Meteorologia com a Marinha e a Força Aérea Norte-americana, as de cientistas de institutos particulares, como os do Laboratório de Alta Tensão da General Electric (Pittsfield - Massachusetts), fundado em 1914, além de outros.

Apesar de todos os esforços, a complexidade dos processos físicos e químicos envolvidos no fenômeno não está ainda totalmente compreendida, não sendo raro encontrar-se entre trabalhos de cientistas de renome, como M. A.

* Técnico em Telecomunicações
4.º período Física da FUEL
Assist. Dpto. de Redes do SERCOMTEL

Uman, K. B. McEachron, D. J. Malan, B. F. J. Schonland, J. C. Jensen, G. C. Simpson, J. Alan Chalmers, C. T. R. Wilson, G. D. McCann, H. Geitel, etc., diferentes pontos de vista.

Procurou-se neste artigo dar uma idéia geral de como provavelmente ocorre o fenômeno das descargas elétricas atmosféricas, uma vez que apesar de ser um assunto bastante empolgante, não tem sido muito difundido em revistas técnicas.

Formação e evolução do fenômeno

Ao ser atingida pelos raios solares, a superfície terrestre absorve parte dessa energia, sendo outra parte re-irradiada, o que eleva a temperatura do ar ambiente próximo ao solo para 20°C, suponhamos, diminuindo tal temperatura em função da altitude. Correntes de ar ascendentes, com velocidade da ordem de 60 km/h e às vezes bem mais, transportam o vapor d'água formado, o qual se condensa ao atingir temperaturas menores.

Ao contrário do que se poderia supor, o congelamento não ocorre imediatamente quando as gotas atingem 0°C a uns 3 ou 4 km de altura, mas sim a temperaturas bem menores, quando ao encontrar finos cristais de cloreto de sódio (NaCl) formam pedacinhos de gelo. Através de colisões, as gotas de água, super-esfriadas, agregam-se aos cristais de gelo, cristalizando grandes massas líquidas quase instantaneamente.

Os cristais de gelo predominam de 6 a 15 km de altura, aproximadamente, onde a temperatura é da ordem de —15 a —60°C. Ao adquirirem maior massa, os cristais de gelo, granizo ou neve conseguem vencer a resistência imposta pelas correntes de ar ascendentes, caindo para camadas mais quentes e dando origem a correntes de ar descendentes, frias, que geralmente precedem uma tempestade, espalhando-se sobre a superfície da Terra (fig. 2).

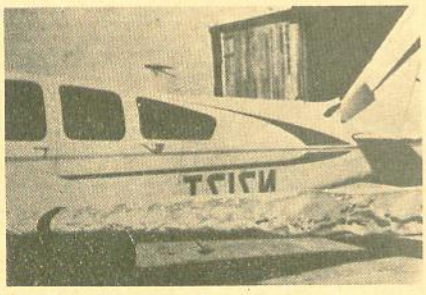


Figura 2

Efeito da saraiva, após atingir as asas de um avião.

Nessa turbulência toda, nas nuvens ocorrem separações de cargas elétricas, sobre o que ainda não foi apresentada nenhuma teoria ou modelo completamente satisfatório (NA-1).

Assim, numa nuvem típica cúmulo-nimbos, tem-se no topo cargas elétricas predominantemente positivas, com centro a aproximadamente 8 ou 10 km. Na base encontram-se cargas predominantemente negativas, com centro a aproximadamente 4 ou 5 km, e numa pequena área da base, a aproximadamente 1,5 a 2 km, encontram-se cargas positivas.

O que se sabe é que a terra é predominantemente negativa, existindo diferenças de potencial tanto maiores quanto maior a altitude, chegando a atingir o máximo a aproximadamente 50 km, onde são encontradas d.d.p. entre esse ponto e a superfície da Terra da ordem de 400 kV, ou seja, tem-se em média uma d.d.p. da ordem de 100 V para cada metro que se eleva, num dia normal.

Edificações, árvores ou mesmo as pessoas, ao se deslocarem sobre o solo, mantêm o referencial da terra (0 V), deformando o campo elétrico, conforme a figura 3. Tal perturbação é notada no instante em que nos aproximarmos de aparelhos muito sensíveis (galvanômetros, por exemplo), que não estejam blindados ou aterrados, mascarando as medições.

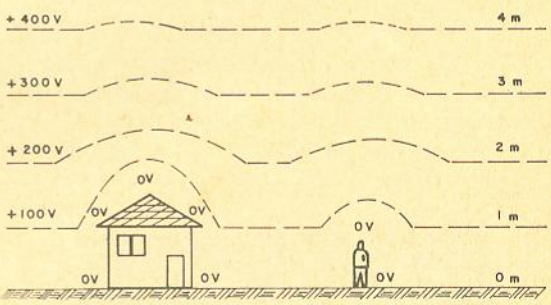


Figura 3

Distribuição aproximada do potencial num lugar plano e aberto.

Sabemos outrossim que, se na saída de uma torneira colocarmos um campo elétrico, haverá um rompimento do jato d'água, formando tanto mais gotas pequenas quanto maior o campo elétrico (NA-2). Tais fatos são, provavelmente, responsáveis de alguma forma

pelo fenômeno de separação de cargas nas nuvens.

Os raios solares, ao atingirem grandes volumes de massa líquida e principalmente dos cristais de gelo das nuvens, são grandemente refletidos ao espaço, razão porque vemos as nuvens negras antes de ocorrerem temporais (fig. 5).

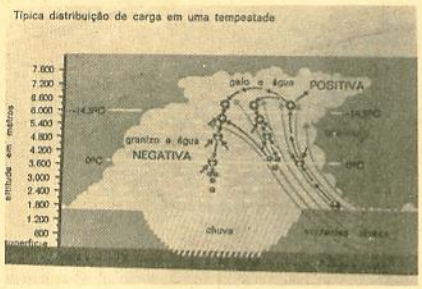


Figura 4

Esquema de formação de uma nuvem cúmulo-nimbos.

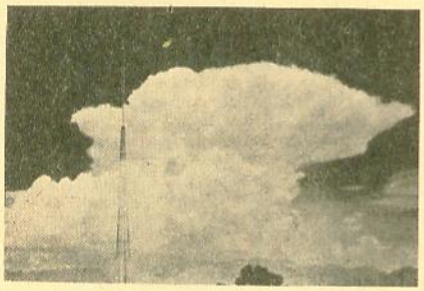


Figura 5

As nuvens do tipo cúmulo-nimbos são normalmente as que propiciam os grandes temporais. São facilmente distinguíveis pelo formato de bigorna existente no topo. (Nuvens nimbos-estratos também formam temporais).

No solo, ao contrário de nas nuvens, os elétrons têm mobilidade muito boa. Assim, ao se deslocarem sobre a terra, as nuvens com a base predominantemente negativa, provocam a dispersão dos elétrons da superfície do solo, através do enorme campo eletrostático formado, ocorrendo gradientes de potencial entre 10 milhões e 1 000 milhões de volts (10^7 a 10^9 V). Uma d.d.p. tão elevada oferece as condições para que seja rompido o dielétrico, provavelmente favorecidas pelos raios cósmicos provindos do espaço (NA-3).

Uma descarga inicial chamada "líder" ou "piloto" ocorre, na maioria das vezes, entre a nuvem altamente carregada e o solo, numa velocidade de 100 a 2 600 km/s.

Tal filamento exploratório não é contínuo, mas ocorre de instante a instante, em intervalos de 30 a 125 μs, procurando o melhor caminho, às vezes formando diversas ramificações em direção à terra, constituindo degraus de 3 a 200 m de comprimento com duração da ordem de 10 a 20 ms.

Nesse canal, cheio de cargas negativas, são depositadas de 3 a 20 coulombs de cargas elétricas. O caminho ionizado é de tênue luminosidade, normalmente invisível a olho nu, mas percebido audivelmente como um "rasgar de lençol" imediatamente antes do trovão, o qual provoca maior interferência em torno de 10 MHz.

O caminho da descarga piloto tem um núcleo por onde passa a corrente, com um diâmetro estimado de 0,5 a 5 cm, porém a ionização em torno desse núcleo (efeito corona) pode chegar a ter um diâmetro de 1 a 10 m ou mais (NA-4).

Quando a descarga atinge o solo, a nuvem fica como que "curto-circuitada à terra". Segue-se então uma intensa descarga de retorno, contínua (descarga principal), com correntes da ordem de 10 000 a 200 000 A (345 000 A foram registrados em 1947, num temporal em Pittsburgh - USA), com velocidade de 20 000 a 140 000 km/s, com duração da ordem de 10 a 250 μs, preenchendo e tornando visível todo o caminho e ramificações da líder, transferindo de 0,2 a 20 coulombs de carga elétrica (fig. 6).

A temperatura do canal é elevadíssima, chegando aos 30 000°C (na superfície do Sol a temperatura é da ordem de 5 500°C) e provocando inúmeras transformações ambientais.

Átomos são transformados em plasma (4.º estado da matéria); um clarão intensamente luminoso é emitido, abrangendo deste o espectro visível (4 000 a 7 500 Å) até a parte do infra-vermelho (7 500 a 11 000 Å), além de elevada radiação de 1 a 10 kHz (NA-5).

No caminho da descarga principal, com comprimento de 1 a 14 km, a pressão chega a atingir mais de 10 atmosferas normais, provocando violenta expansão de ar, sob velocidade supersônica (mais de 1 195 km/h). Numa distância de 1 a 2 m essa "onda de choque" decai para freqüência audível, provocando um ruído seco e surdo, com intensidade de até 120 dB em torno dos 50 Hz; esse ruído é comumente chamado de trovão.

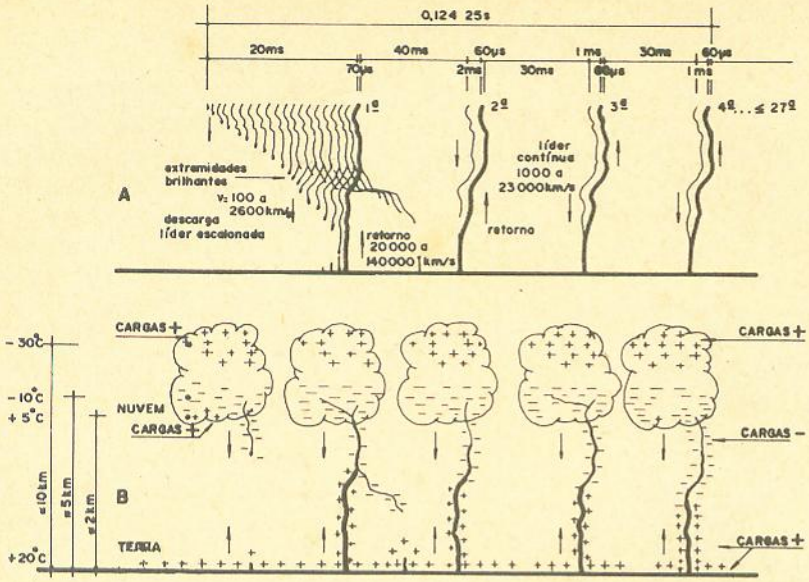


Figura 6

Como ocorrem os raios em que a descarga inicial vai da nuvem-terra, observado com a câmara de Boys.

As ondas sonoras, propagando-se a velocidades da ordem de 332 m/s, são audíveis durante o dia a distâncias que variam de 9 a 12 km, podendo à noite, em condições especiais, atingir até 30 km.

As retumbâncias (ecos) ouvidas ao trovejar provêm das ondas de choque refletidas por cristais de nuvens, vertentes de montanhas próximas ou mesmo de descargas elétricas sucessivas.

A forte ionização provocada no ar cria o ozônio (O_3), de cheiro característico, sentido normalmente próximo a transformadores ou geradores de alta tensão.

Descarregado o primeiro centro de carga da nuvem, estabelecem-se correntes dentro dela, as quais determinam nova descarga piloto. Esta é agora contínua e é conhecida como líder escura ou dardo; segue o mesmo caminho nuvem-terra, com velocidade de 1 000 a 21 000 km/s (depositando de 0,2 a 6 coulombs de carga elétrica), provocando interferência principalmente em micro-ondas. Ao atingir o solo, ocorre nova descarga contínua de retorno. O fenômeno se repete, chegando a ser observada, num raio, a formação de 27 pares de "descargas piloto-descargas retorno"; a duração total de um raio é de 0,01 a 2 s e a quantidade de eletricidade mobilizada da ordem de 3 a 100 coulombs. A corrente nas últimas descargas raramente ultrapassa a casa dos 100 ou 1 000 A.



Figura 7

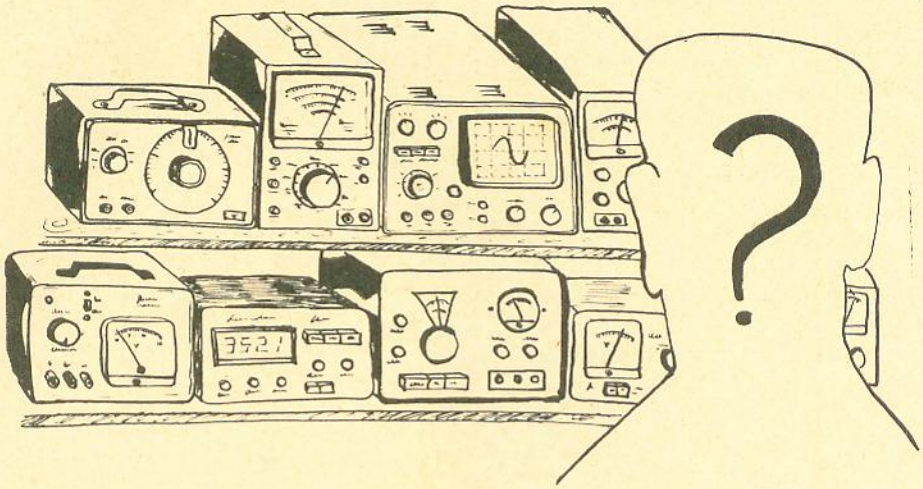
Como se vêem os raios com descarga inicial nuvem-terra.

Potenciais eletrostáticos tão elevados, associados aos surtos de tensão e corrente, originam normalmente direta e mesmo indiretamente, efeitos desastrosos em linhas de transmissão, antenas, etc., razão porque cuidados especiais devem ser tomados quanto à proteção elétrica (fig. 7).

Talvez pelo fato de haver uma pequena área na base da nuvem com cargas positivas, ao passar sobre altas estruturas, torres, edifícios ou alto de colinas, os raios, nesses casos, em sua maioria não ocorrem do modo anteriormente descrito.

(conclui no próx. número)

Curso de



Instrumentação Eletrônica

O conhecimento das técnicas de medida e provas com instrumental eletrônico não só é essencial ao profissional desta área como a todos que, de um modo ou de outro, utilizem equipamento especializado. Visando levar ao seu conhecimento as mais modernas técnicas que envolvem a utilização de equipamento de prova eletrônica, o Instituto Monitor lança este curso de Instrumentação Eletrônica.

Um curso de instrumentação eletrônica, ao contrário do que possa parecer, não é destinado somente aos que trabalham nesta área específica à rádio-reparação, ou à técnica eletrônica. Profissionais de outros setores, desde que trabalhem com instrumentos eletrônicos de qualquer natureza, poderão aprender muito com este curso e, com isso, poderão aumentar sua eficiência no seu campo de atividade.

Se bem que o curso seja dado em função principalmente dos que estejam ligados ao ramo eletrônico, como técnicos, estudantes e engenheiros, os profissionais de outras áreas, deste que dotados dos conhecimentos básicos de eletricidade do segundo grau, poderão ter um aproveitamento que lhes possibilitará tirar muito mais proveito dos instrumentos que podem dispor em seus ramos de atividade.

O curso se baseia na teoria sobre o funcionamento dos instrumentos de medida, focalizando não só os instrumentos em si mas também todas as técnicas que envolvem o uso desses instrumentos em provas e medidas, com as possíveis influências externas e internas que possam causar erros.

A partir deste ponto analisamos todos os instrumentos utilizados em laboratórios e estudamos como podem ser utilizados com o máximo de seus recursos. Cada aluno em seu setor de trabalho aprenderá a obter o máximo de seu instrumento, aumentando assim sua eficiência.

De uma forma geral podemos dizer que o curso é dirigido a dois grandes públicos:

a) Profissionais e estudantes de eletrônica

Os estudantes de eletrônica em todos os níveis, bem como os técnicos e engenheiros, poderão aproveitar muito com este curso, aumentando sua bagagem de conhecimentos técnicos, de modo a poderem ser muito mais eficientes em suas áreas de atuação.

Os estudantes terão uma teoria e prática que sem dúvida lhes complementará o que foi aprendido nos cursos normais e, conseqüentemente, ajudá-los-á a obter melhores notas nas provas, principalmente de laboratório.

Os técnicos e "hobbystas" terão mais elementos para sua atividade, quer seja na reparação ou montagem de equipamentos, conseguindo com maior facilidade usar o instrumental na busca de falhas ou nos ajustes. Com o mínimo de instrumento o técnico aprenderá a fazer o máximo, possibilitando assim um aumento de seus rendimentos sem a necessidade de dispender capital com a aquisição de instrumental além das necessidades reais de seu serviço. Os engenheiros terão nas apostilas do curso uma farta fonte de material de consulta para seus projetos, além de muitos ensinamentos que poderão completar seus estudos superiores, principalmente em vista da natural deficiência do ensino prático.

b) Profissionais de outras áreas

Hoje em dia a eletrônica encontra-se em toda a parte. Nos laboratórios de Química, Física, Biologia, nos consultórios médicos, laboratórios de análises clínicas e de revelação de fotografias, encontramos instrumentos eletrônicos dos mais diversos tipos. Um conhecimento, mesmo que superficial, dos princípios de funcionamento desses equipamentos, pode ser de grande utilidade para os profissionais dessas áreas, que não só poderão usar corretamente cada um dos equipamentos como também ter uma visão mais ampla de suas possibilidades e do grau de confiabilidade que podem ter cada um.

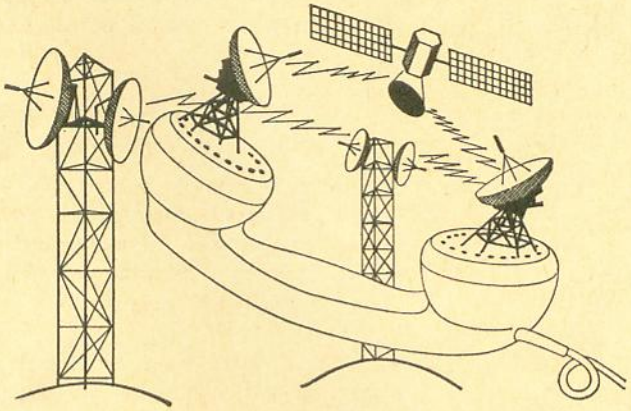
Para os pesquisadores, em especial, isto é de grande importância, pois poderão saber até que ponto os equipamentos que possuem podem levá-los a resultados satisfatórios nas experiências realizadas. A linguagem simples usada nas aulas e a utilização de termos técnicos os quais são sempre explicados detalhadamente quando necessário, exige dos acompanhantes apenas conhecimentos superficiais de eletrônica, os quais podem ser com facilidade obtidos em nosso próprio curso básico. Isso significa que mesmo os não ligados ao setor eletrônico, especificamente, poderão ter facilidade em acompanhar nossas lições.

O curso constará de lições sobre os seguintes assuntos:

- Conceitos de medidas, erros, padrões e o sistema internacional SI de medidas.
- Os instrumentos usados para medidas elétricas.
- As características dos instrumentos; sua construção.
- Os voltímetros e os amperímetros; cálculos de resistências multiplicadoras e "shunts".
- O ohmímetro; outros processos de medidas de resistências.
- O multímetro e os seus usos em diversas condições para medidas e provas de componentes.
- O gerador de áudio, seu uso na oficina; os tipos de equipamentos.
- O gerador de RF e seu uso na o icina.
- O injetor de sinais e seu uso.
- O seguidor de sinais e seu uso.
- O wattímetro e seu uso.
- Medidas de ganho e potência de circuitos amplificadores.
- O osciloscópio e seu princípio de funcionamento; uso na oficina para diversos tipos de medida.
- O decibel e o seu emprego.
- Medidas de distorção em amplificadores.
- Capacímetros e o seu uso.
- Pontes de Wien, Wheatstone, etc.
- Provadores de componentes eletrônicos (provadores de diodos, transistores, válvulas, etc.).
- Provadores de circuitos integrados.
- Outros instrumentos, como ROE, registradores, dosímetros, eletro-encefalógrafos, eletro-cardiógrafos, medidores de nível de áudio, ionizadores, geradores de barras, medidores de intensidade de campo, etc.
- Cálculos importantes para instrumentos de prova e medida.

Este curso será lançado oficialmente em julho deste ano. Solicite folheto explicativo com maiores detalhes ao Instituto Monitor - Rua dos Timbiras, 263 - CEP 01208 - São Paulo - SP, ou à Caixa Postal 30 277 - CEP 01000 - São Paulo - SP.

TELECOMUNICAÇÕES



EM PAUTA

XXIII — ELETRÔNICA (8)

Aquilino R. Leal *

Os artigos anteriores sobre o tema "Eletrônica" foram publicados nas Revistas nºs. 345, 346, 347, 350, 353, 354 e 359.

INTRODUÇÃO

A primeira análise de um circuito a transistor consiste em determinar-se o seu ponto de operação estática (CC), e é justamente isto o que foi feito nos artigos precedentes, ainda que para circuitos simples; infelizmente, para circuitos mais complexos a análise desenvolvida não é recomendada, devido ao alto grau de dificuldade que a mesma iria acarretar. Temos, então, de desenvolver uma forma de análise que seja eficiente e simples.

O método de análise que nos propomos a desenvolver é muito simples, permitindo a análise de circuitos tidos como complexos.

Na realidade, o propósito é fazer uso de um conceito mais avançado da resistência equivalente R_{CB} para a análise das condições CC de um circuito, estando aptos, posteriormente, a analisar o circuito sob a luz de sinais.

Daremos início à nossa análise empregando, de cada vez, uma das sete formas básicas usuais para a polarização de um transistor, conforme foi visto na Revista n.º 347, página 63; o estudo se inicia pelos circuitos dependentes de beta, que são mais simples que os independentes.

CIRCUITO DE POLARIZAÇÃO FIXA SEM RESISTÊNCIA DE EMISSOR

A figura 1 nos mostra o circuito de polarização fixa sem resistência de emissor, enquanto que a figura 2 apresenta um circuito prático que será base desta primeira análise.

O primeiro procedimento para a sua análise é desenhar o circuito equivalente CC (aproximado), como já tivemos oportunidade de fazê-lo em publicações anteriores; R_{CB} substitui o transistor, representando a junção coletor-emissor com polarização inversa. A figura 3 mostra o circuito equivalente CC, simplificado, do circuito da figura 2; o valor de $R_{CB} = 1{,}5\ k\Omega$ prende-se ao fato do tran-

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

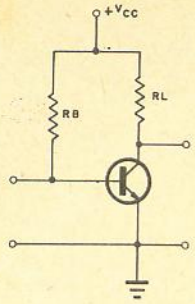


Figura 1

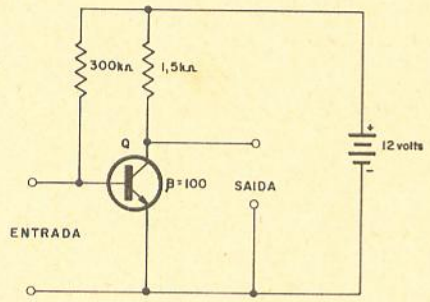


Figura 2

sistor estar polarizado no ponto médio da reta de carga, como veremos adiante.

Existe uma relação fundamental nesta base de circuito que não é óbvia. Sabemos que a corrente que passa pela resistência de carga (R_L) e pelo transistor é beta (β) vezes maior que a corrente que passa pela resistência de base (R_B); sabemos, por outro lado, que as tensões entre os extremos de cada um dos "braços" em paralelo são as mesmas; assim sendo, é certo que as resistências dos diversos "braços" devem estar relacionadas matematicamente entre si e o fator que relaciona esses "braços" será beta. Estas conclusões não são tão evidentes como aparentam.

A corrente de coletor de um transistor se especifica por β vezes a corrente de base; portanto, é indiferente a resistência que esteja intercalada no coletor do transistor no que se refere à corrente de coletor; em outras palavras, a resistência de carga não influi na corrente a circular pelo coletor do transistor, a qual depende unicamente de β e de I_B. Isto equivale a dizer que se R_L apresenta um determinado valor, a corrente de coletor (I_C) será β vezes a corrente de base **se variarmos o valor da R_L a corrente de coletor permanecerá invariável.** Como a Lei de Ohm deve ser verificada, deve existir uma resistência no circuito de coletor que varie quando varia a resistência de carga R_L; esta resistência é justamente R_{CB}.

Desde que o transistor opere na região ativa, R_{CB} se ajustará automaticamente ao valor que satisfaça a condição anterior.

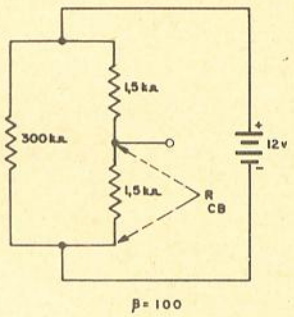
Colocando em prática estas idéias, podemos escrever a referida relação sob a forma de uma equação matemática:

$$R_L + R_{CB} = \frac{R_B}{\beta} \qquad (I)$$

Esta relação nos diz que **a resistência de carga adicionada à resistência de coletor R_{CB} deve ser menor que R_B multiplicada pelo fator $1/\beta$** (esta relação é de vital importância para a análise dos circuitos a transistor).

Estas idéias nos trazem a seguinte conclusão: conhecendo todos os valores da equação, exceto um, podemos determinar esta incógnita com manipulações algébricas simples — usualmente são conhecidos R_L, R_B e β.

Figura 3



O valor de R_{CB} para o nosso circuito (fig. 2) é, de acordo com (I):

$$R_{CB} = \frac{300\ k\Omega}{100} - 1{,}5\ k\Omega = 1{,}5\ k\Omega \text{ (fig. 3)}$$

Observar que o valor de R_{CB} é igual ao de R_L, o que nos garante que o fator gama do circuito é 0,5, como já havíamos indicado.

O valor de β influi consideravelmente no comportamento deste circuito, senão vejamos: suponhamos que o transistor da figura 2 seja substituído por um outro equivalente cujo β seja 50; quanto valerá R_{CB}? De acordo com a expressão (I) vem:

$$R_{CB} = \frac{300\ k\Omega}{50} - 1{,}5\ k\Omega = 4{,}5\ k\Omega \text{ (fig. 4)}$$

Observamos que neste caso o transistor está polarizado no sentido de corte ($V_{CE} = 9$ volts contra 6 volts no primeiro caso); esta pequena di-

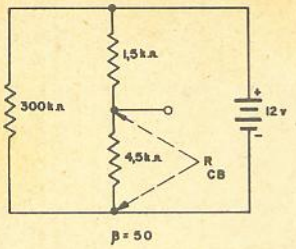


Figura 4

ferença deve-se **unicamente** à variação de β, já que R_L, R_B e V_{cc} são os mesmos.

Constatamos assim que R_{CB} se ajusta a um valor coerente com a equação (I); por outro lado, como V_{CE} depende do valor de R_{CB}, em comparação com R_L, V_{CE} define o ponto Q de operação e este depende do valor de beta do transistor; isto explica o porque da determinação "circuito dependente de beta".

O resto da análise CC do circuito é mera aplicação da conhecida Lei de Ohm, senão vejamos:

$$I_C = \frac{V_{cc}}{R_L + R_{CB}} = \frac{12\ V}{1{,}5\ k\Omega + 1{,}5\ k\Omega} =$$

$$= 4\ mA \text{ (para o circuito da fig. 2)}$$

O valor da tensão V_{CE} (no caso V_C) é dado pela diferença entre V_{cc} e a queda V_{RL} na resistência de carga, ou seja:

$$V_C = V_{cc} - V_{RL} = V_{cc} - I_C \cdot R_L =$$

$$= 12\ V - 4\ mA \cdot 1{,}5\ k\Omega = 6\ V$$

A corrente de base é dada por:

$$I_B \cong \frac{V_{cc}}{R_B}$$ (desprezando-se a queda na junção base-emissor)

No exemplo:

$$I_B \cong \frac{12\ A}{300\ k\Omega} \doteq 0{,}04\ mA = 40\ \mu A$$

O fator gama (γ) do circuito é:

$$\gamma = \frac{V_{CE}}{V_{cc}} = \frac{6\ V}{12\ V} = 0{,}5$$

O fator gama também poderia ser determinado através da expressão:

$$\gamma = \frac{R_{CB}}{R_L + R_{CB}} \qquad (II)$$

Com os valores do circuito da figura 2, viria:

$$\gamma = \frac{1{,}5\ k\Omega}{1{,}5\ k\Omega + 1{,}5\ k\Omega} =$$

$$= 0{,}5 \text{ (valor igual ao anterior)}$$

Para o caso do circuito da figura 3 (igual ao da figura 2, porém com β = 50), teríamos:

$$I_C = \frac{V_{cc}}{R_L + R_{CB}} = \frac{12\ V}{1{,}5\ k\Omega + 4{,}5\ k\Omega} = 2\ mA$$

$$V_C = V_{cc} - I_C \cdot R_L = 12\ V - 2\ mA \cdot 1{,}5\ k\Omega = 9\ V$$

$$I_B \cong \frac{12\ V}{300\ k\Omega} = 0{,}04\ mA = 40\ \mu A$$ (a corrente de base não se alterou)

$$\gamma = \frac{V_{CE}}{V_{cc}} = \frac{9\ V}{12\ V} = 0{,}75 \text{ ou}$$

$$\gamma = \frac{R_{CB}}{R_L + R_{CB}} = \frac{4{,}5\ k\Omega}{1{,}5\ k\Omega + 4{,}5\ k\Omega} = 0{,}75$$

(com o fator gama igual a 0,75 o transistor está polarizado em direção ao corte — veja Revista n.º 354, página 91).

Através deste circuito vimos que o β do transistor determina o ponto de repouso do transistor; por este motivo, o circuito encontra poucas aplicações na prática, pois é impossível conseguir-se que o circuito se comporte igualmente para um grupo de transistores; deve ser, portanto, evitado pelos projetistas. Na realidade este circuito presta-se adequadamente para a descrição de algumas características básicas, como acabamos de fazê-lo!

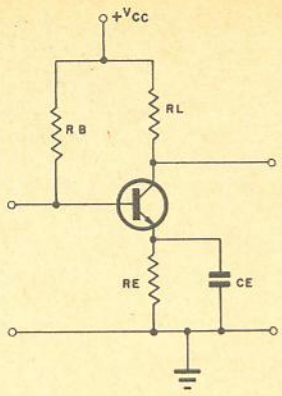
CIRCUITO DE POLARIZAÇÃO FIXA COM RESISTÊNCIA DE EMISSOR

A figura 5 mostra-nos o circuito típico deste tipo de polarização, o qual será motivo de nossa análise.

Este circuito, ainda que mais complicado em relação ao anterior, comporta-se de uma forma semelhante ao primeiro, já analisado. Na verdade, a única diferença é a adição de R_E, o qual proporciona uma estabilização de temperatura.

A equação (I) também se aplica a este circuito e nos fornece, para os valores dados (fig. 6):

Figura 5



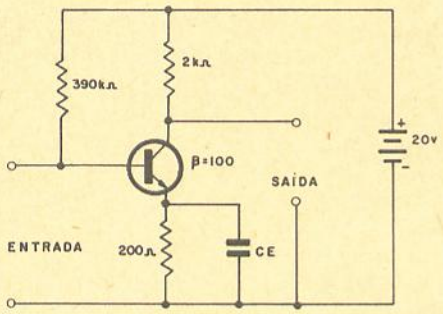
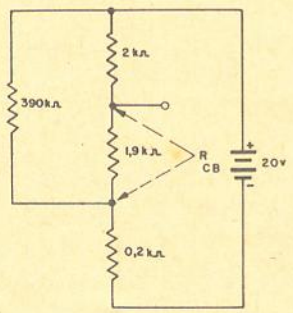


Figura 6

$$R_{CB} = \frac{R_B}{\beta} - R_L = \frac{390\ k\Omega}{100} - 2\ k\Omega = 1{,}9\ k\Omega$$

Uma vez determinado o valor de R_{CB} podemos desenhar o circuito equivalente CC, aproximado, para este circuito (fig. 7).

Figura 7



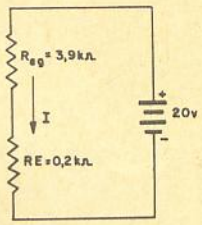
Para calcular a corrente que circula através de R_E temos que calcular a resistência equivalente do paralelo formado por $(R_{CB} + R_L)$ e R_B; assim:

$$R_{eq.} = \frac{R_B - (R_L + R_{CB})}{R_B + (R_L + R_{CB})} =$$

$$= \frac{390\ .\ (2 + 1{,}9)}{390 + (2 + 1{,}9)}\ k\Omega \cong 3{,}9\ k\Omega$$

e o novo circuito aquivalente é mostrado na fig. 8 (1).

Figura 8



Aplicando-se a este novo circuito a Lei de Ohm, determinamos a corrente total I do circuito:

$$I = \frac{V_{cc}}{R} = \frac{20\ V}{3{,}9\ k\Omega + 0{,}2\ k\Omega} \cong$$

$$\cong 4{,}878\ mA \cong 4{,}9\ mA$$

Uma vez conhecida a corrente total do emissor (I), podemos encontrar V_E, pois

$$V_E = I\ .\ R_E = 4{,}9\ mA\ .\ 0{,}2\ k\Omega = 0{,}98\ V \cong 1\ V$$

A corrente de coletor será de 4,9 mA se considerarmos que $I_C \cong I_E = I$, porém podemos determiná-la mais exatamente através da expressão:

$$I_C = \frac{V_{cc} - V_E}{R_L + R_{CB}} \qquad \text{(III)}$$

Substituindo os valores do circuito nesta expressão vem:

$$I_C = \frac{20\ V - 1\ V}{2\ k\Omega + 1{,}9\ k\Omega} \cong 4{,}871\ mA \cong 4{,}9\ mA$$

(notar que a diferença entre os dois valores encontrados, 4,878 mA e 4,871 mA, só ocorre na terceira casa decimal).

O valor de V_C é determinado como:

$$V_C = V_{cc} - V_{RL} = V_{cc} - I_C\ .\ R_L \cong 20\ V - 4{,}9\ mA\ .\ 2\ k\Omega = 10{,}2\ V$$

Para se saber se o circuito está corretamente polarizado basta determinar-se o fator gama:

$$\gamma = \frac{V_{CE}}{V_{cc}} = \frac{(10{,}2 - 1)\ V}{20\ V} \cong 0{,}46\ (2)$$

Como no caso anterior, uma variação de β do transistor faz variar substancialmente o ponto de

operação CC do transistor. Seja, por exemplo, $\beta = 50$; então:

$$R_{CB} = \frac{R_B}{\beta} - R_L = \frac{390\ k\Omega}{50} - 2\ k\Omega = 5{,}80\ k\Omega$$

$$Req. = \frac{390\ .\ (2 + 5{,}8)}{390 + (2 + 5{,}8)}\ k\Omega \cong 7{,}65\ k\Omega$$

$$I = \frac{V_{cc}}{R} = \frac{20}{7{,}65 + 0{,}2}\ mA \cong 2{,}55\ mA$$

$$V_E = I_E\ .\ R_E = 2{,}55\ mA\ .\ 0{,}2\ k\Omega = 0{,}51\ V$$

$$I_C = \frac{V_{cc} - V_E}{R_L + R_{CB}} = \frac{20 - 0{,}51}{2 + 5{,}8}\ mA \cong 2{,}50\ mA$$

(observar que a corrente de coletor é diferente do valor da de emissor — 2,55 mA).

$$V_C = V_{cc} - I_C\ .\ R_L = 20\ V - 2{,}5\ mA\ .$$

$$.\ 2\ k\Omega = 15\ V$$

$$\gamma = \frac{V_{CE}}{V_{cc}} = \frac{15 - 0{,}51}{20} \cong 0{,}72\ (3)$$

Este valor nos diz que o ponto Q se deslocou, em relação ao exemplo anterior, em direção da região de corte do transistor).

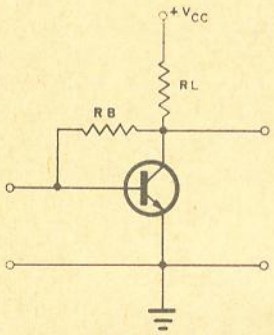


Figura 9

CIRCUITO AUTO-POLARIZADO SEM RESISTÊNCIA DE EMISSOR

O terceiro exemplo dos circuitos dependentes de beta apresenta a configuração básica mostrada na figura 9, enquanto o circuito prático que servirá para a nossa análise é visto na figura 10. A diferença básica deste circuito para o da figura 2 é que a resistência de base R_B está ligada ao coletor ao invés de a V_{cc}. Isto proporciona realimentação CC e CA, assegurando u'a melhor estabilidade de temperatura e reduz sensivelmente

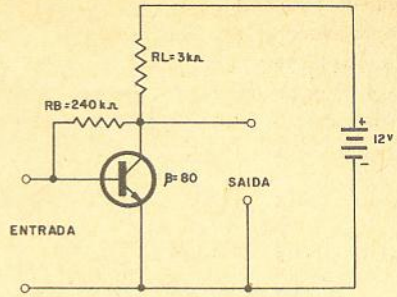


Figura 10

a distorção; por outro lado verifica-se uma redução de ganho de sinal no circuito. Este circuito é bastante difícil de ser analisado no que se refere ao seu ponto CC de operação: a intensidade de corrente de base depende da tensão V_C, enquanto V_C é função da corrente de coletor; esta, por sua vez, depende da corrente de base I_B e... estamos em um círculo vicioso!

A equação (I) não é aplicável a este circuito, pois a resistência de carga R_L não depende, essencialmente, de beta, devendo então ser suprimida da expressão (I), que toma o seguinte aspecto:

$$R_{CB} = \frac{R_B}{\beta} \qquad (IV)$$

Substituindo os valores fornecidos pelo circuito (fig. 10), temos:

$$R_{CB} = \frac{240\ k\Omega}{80} = 3\ k\Omega$$

Como já conhecemos o valor de R_{CB} podemos "construir" o circuito equivalente CC aproximado (fig. 11).

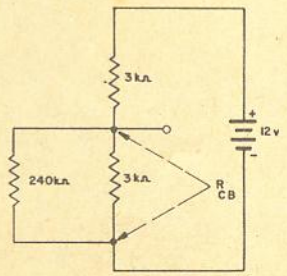


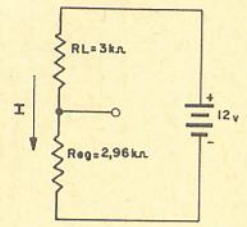
Figura 11

Preliminarmente devemos determinar o paralelo entre R_{CB} e R_B (fig. 11), ou seja:

$$Req. = \frac{R_B\ .\ R_{CB}}{R_B + R_{CB}} = \frac{240\ .\ 3}{240 + 3}\ k\Omega \cong 2{,}96\ k\Omega$$

(observamos que, como R_B é muito maior que R_{CB}, esta última poderia ser desprezada no cálculo; se assim procedêssemos encontraríamos o valor de 3 kΩ, valor este que não está longe dos 2,96 kΩ acima encontrados através de um processo mais exato).

Figura 12



O circuito equivalente CC fica, então, conforme se mostra na figura 12, e as demais condições do circuito são determinadas como se segue:

$$I = \frac{V_{cc}}{R_L + Req.} = \frac{12}{3 + 2{,}96}\ mA \cong 2{,}01\ mA$$

$$V_C = V_{cc} - V_{RL} = V_{cc} - I \cdot R_L = (12 - 2{,}01 \cdot 3)\ V = 5{,}97\ V$$

$$\gamma = \frac{V_{CE}}{V_{cc}} = \frac{5{,}97}{12} \cong 0{,}5 \quad ou$$

$$\gamma = \frac{R_{CB}}{R_L + R_{CB}} = \frac{3}{3 + 3} = 0{,}5$$

Bem fácil, não?

Vejamos o comportamento do circuito quando o fator beta (β) é alterado; façamos β = 40; então:

$$R_{CB} = \frac{R_B}{\beta} = \frac{240\ k\Omega}{40} = 6\ k\Omega$$

$$Req. = \frac{R_B \cdot R_{CB}}{R_B + R_{CB}} = \frac{240 \cdot 6}{240 + 6}\ k\Omega \cong 5{,}85\ k\Omega$$

(a aproximação precedente, quando β = 100, também é válida aqui).

$$I = \frac{V_{cc}}{R_L + Req.} = \frac{12}{3 + 5{,}85}\ k\Omega \cong 1{,}36\ mA$$

(I variou em, aproximadamente, 40% em comparação com o exemplo anterior).

$$V_C = V_{cc} - I \cdot R_L = (12 - 1{,}36 \cdot 3)\ V = 7{,}92\ V$$

$$\gamma = \frac{V_C}{V_{cc}} = \frac{7{,}92}{12} \cong 0{,}66 \quad ou$$

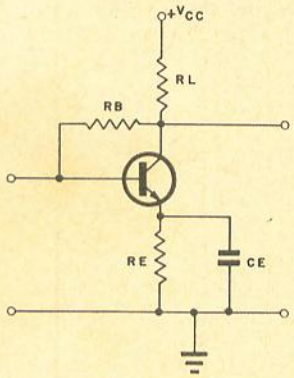
$$\gamma = \frac{R_{CB}}{R_L + R_{CB}} = \frac{6}{3 + 6} \cong 0{,}66$$

(o ponto Q se deslocou em direção à região de corte do transistor, como era de se esperar).

CIRCUITO AUTO-POLARIZADO COM RESISTÊNCIA DE EMISSOR

Como não é muito difícil de adivinhar, este circuito é igual ao anterior, exceto quanto à presença do resistor R_E "pendurado" no emissor do transistor (fig. 13) desacoplado pelo capacitor C_E.

Figura 13



Assim como no caso anterior, este circuito é bastante complexo para ser analisado pelos métodos convencionais: a corrente de base depende das correntes de coletor e emissor que, por sua vez, dependem da corrente de base! Com tantas variáveis assim tão "embaralhadas" ninguém "aguenta"!

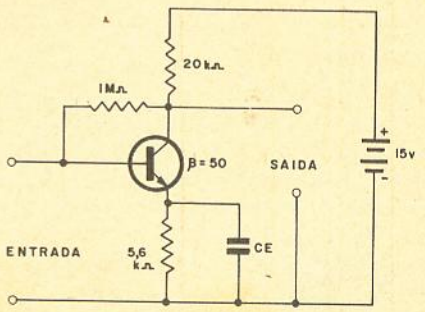


Figura 14

Tomemos, para exemplo, o circuito prático mostrado na figura 14 e calculemos o valor de R_{CB} através da expressão (IV):

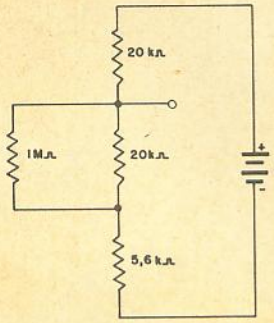


Figura 15

$$R_{CB} = \frac{R_B}{\beta} = \frac{1\ M\Omega}{50} = 20\ k\Omega$$

Neste exemplo, devido ao elevado valor de R_B, não consideraremos o paralelo formado por R_{CB} com R_B (fig. 15); o erro cometido ao procedermos assim é desprezível e será, possivelmente, muito menor que a tolerância dos componentes empregados no circuito. Desta forma o circuito simplificado e equivalente pode ser visto na figura 16, do qual vem:

$$I = \frac{V_{cc}}{R} = \frac{15}{20 + 20 + 5,6}\ mA \cong 0,329\ mA$$

$$V_C = V_{cc} - V_{RL} = V_{cc} - I \cdot R_L = (15 - 0,329 \cdot 20)\ V = 8,42\ V$$

$$V_E = I_E \cdot R_E \cong 0,329\ mA \cdot 5,6\ k\Omega \cong 1,84\ V$$

$$V_{CE} = (8,42 - 1,84)\ V = 6,58\ V$$

A análise CC deste circuito estará completa quando determinarmos o fator gama do mesmo e, assim, saberemos em que ponto da reta de carga CC está operando o transistor:

$$\gamma = \frac{V_{CE}}{V_{cc}} = \frac{6,58}{15} \cong 0,439 \quad ou$$

$$\gamma = \frac{R_{CB}}{R} = \frac{20}{20 + 20 + 5,6} \cong 0,439$$

(confirmando o resultado acima).

Para finalizar, vejamos como influi o fator beta no ponto de operação do transistor; para tal dupliquemos o seu valor inicial que era 50; então:

$$R_{CB} = \frac{R_B}{\beta} = \frac{1\ M\Omega}{100} = 10\ k\Omega$$

$$I = \frac{15}{20 + 10 + 5,6}\ mA \cong 0,421\ mA$$

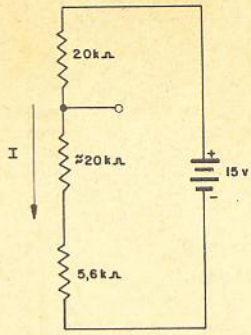


Figura 16

$$V_C = (15 - 0,421 \cdot 20)\ V = 6,58\ V$$

$$V_E \cong (0,421 \cdot 5,6)\ V \cong 2,36\ V$$

$$V_{CE} = (6,58 - 2,36)\ V = 4,22\ V$$

$$\gamma = \frac{4,22}{15} = 0,281 \quad ou$$

$$\gamma = \frac{10}{20 + 10 + 5,6} = 0,281$$

(o ponto de operação CC do transistor deslocou-se em direção à região de saturação).

---

(1) A soma ($R_L + R_{CB}$) do denominador desta expressão poderá ser desprezada, pois R_B é muito maior do que esta soma; se assim procedêssemos encontraríamos:

$$R_{CB} \cong \frac{390 \cdot (2 + 1,9)}{390}\ k\Omega = 3,9\ k\Omega,$$

contra o valor de 3,861 kΩ (≅ 3,9 kΩ) encontrado pelo primeiro método.

(2) O fator γ deste circuito também poderia ter sido calculado através da expressão:

$$\gamma = \frac{R_{CB}}{R} = \frac{1,9\ k\Omega}{2\ k\Omega + 1,9 + 0,2\ k\Omega}$$

≅ 0,47 (este valor ligeiramente diferente do encontrado pelo método "convencional" deve-se às aproximações realizadas para a determinação de V_C, I_C e Req.

(3) O valor de γ, como no caso precedente, também pode ser calculado através da expressão:

$$\gamma = \frac{R_{CB}}{R} = \frac{5,8}{2 + 5,8 + 0,2} \cong 0,725$$

Ω

ÚNICO GERADOR C/ 8 BARRAS COLORIDAS PORTÁTIL

O Gerador de Barras SPG-08 é um instrumento compacto e versátil. Foi especialmente projetado para teste e calibração de receptores de TV a cores (sistemas PAL-M e NTSC) ou preto e branco. Dadas suas características, ele se torna altamente indicado não só para laboratórios e escolas, mas também para oficinas de reparação, tanto para serviço interno como externo (já que uma de suas principais características é a portabilidade).



CARACTERÍSTICAS

- Padrão CONVERGÊNCIA para ajustes de convergência estática e dinâmica, linearidade e efeito pin-cushion (almofada).
- Escala de cinza para testes no circuito de vídeo.
- Sinal de vídeo com amplitude e polaridade ajustável.
- Saída de RF ajustável para teste no circuito de AGC.
- Sinal para sincronizar osciloscópio.
- Padrão 8 barras de cores para ajustes nos circuitos de croma.
- Padrão vermelho para verificação de pureza.
- Cobre os canais 4 a 8.
- Construção compacta.
- Equipado com alça para transporte.
- DIMENSÕES: altura = 80 mm; largura = 220 mm; profundidade = = 200 mm.

À VENDA NAS BOAS CASAS DO RAMO

SINCLER ELETRÔNICA — IND. COM. LTDA.

RUA PELOTAS, 454 — FONE: 71-6275 — CEP 04012 — SÃO PAULO — SP

UTILIZAÇÃO DO GERADOR PADRÃO DE BARRAS COLORIDAS

João Michel *

CONCLUSÃO

Complementando nossa discussão sobre utilização do gerador padrão, vamos verificar mais algumas situações onde poderemos aplicá-lo com proveito.

A figura 5 mostra outro tipo de padrão que pode ser encontrado em alguns geradores. Neste tipo de padrão, quatro barras coloridas verticais são atravessadas por uma barra horizontal cinza na parte central do quadro. A seqüência das barras é a seguinte: à esquerda do quadro encontra-se a barra amarela; a seguir vem a barra verde; depois, a barra vermelha e, por fim, a barra azul. As quatro barras têm sobreposta sobre elas uma barra horizontal cinza localizada na parte central do quadro. Este tipo de padrão é ótimo para teste dos circuitos de linha de atraso, chave PAL e demoduladores de crominância.

Para uma perfeita reprodução de cores é necessário que a amplitude e a fase dos circuitos decodificadores PAL estejam dentro dos padrões especificados. Da mesma forma, os circuitos demoduladores de R-Y e B-Y devem possuir uma perfeita relação de fase entre si.

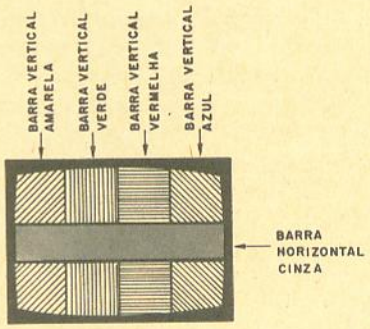


Figura 5

Padrão especial de barras coloridas.

Quando esses circuitos encontram-se em perfeito funcionamento ou sob um correto ajuste, a seqüência de cores para as barras é a mesma mostrada na figura 5.

Um mau ajuste ou funcionamento incorreto na linha de atraso de crominância provocará o aparecimento de "fundo colorido" na barra horizontal cinza. A barra verde poderá

* Professor do SENAI

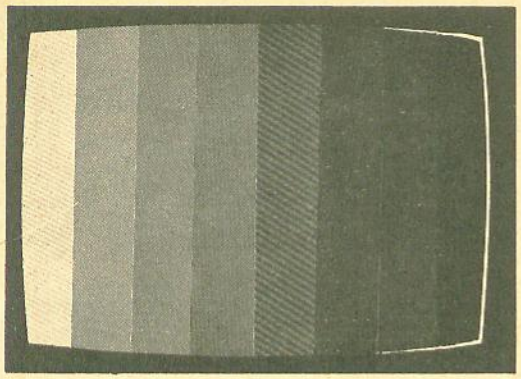


Figura 6

Padrão de barras em escala de cinzas.

apresentar linhas amarelas e a barra vermelha poderá mostrar linhas azuis.

Uma descoloração na barra verde é indício de mau funcionamento dos demoduladores de crominância.

Ajuste do inibidor de cor

Alguns geradores padrão possuem um ajuste de amplitude para o sinal padrão fornecido pelo mesmo. Esse ajuste poderá ser muito útil quando se deseja fazer verificações no circuito inibidor de cor ("killer").

O circuito inibidor de cor de um receptor de TVC tem a finalidade de cancelar o funcionamento do circuito amplificador de crominância, não permitindo a passagem de qualquer sinal, quando o receptor estiver sintonizado para uma emissora que esteja transmitindo sinal imagem em branco e preto. Quando o sinal da emissora é colorido mas é recebido com muito baixa intensidade ou com alto índice de ruídos, o circuito inibidor também, neste caso, está autorizado a cancelar qualquer sinal que tente passar pelo circuito amplificador de crominância.

Acontece muitas vezes que o circuito inibidor não está bem ajustado; neste caso, ele "inibe" o amplificador de crominância quando o sinal de crominância recebido é de boa qualidade, ou possui relativa amplitude.

Aplicando-se o gerador padrão à entrada de antena do receptor e movendo-se o controle de amplitude do sinal que sai do gerador para máximo e mínimo, pode-se saber, observando-se a imagem no receptor, qual é o ponto onde o circuito inibidor cancela o colorido da imagem. O padrão fornecido pelo gerador deve ser de barras coloridas. Com baixa intensidade de sinal e o inibidor funcionando, as barras coloridas tornam-se cinzas, demonstrando interrupção no funcionamento do estágio amplificador de crominância.

Amplificador de vídeo

Se o gerador padrão utilizado fornece um padrão de barras verticais representando uma escala de cinzas como mostra a figura 6, pode-se usar esse tipo de padrão para uma verificação do amplificador de vídeo e do estágio amplificador de FI de vídeo do receptor.

Com um osciloscópio ligado à saída do amplificador de vídeo e o gerador padrão ligado à entrada do receptor, podemos verificar o bom funcionamento do amplificador de FI e do amplificador de vídeo.

Como se sabe, o estágio amplificador de vídeo é um circuito amplificador de faixa larga.

A mesma coisa acontece com o estágio amplificador de FI de vídeo. Enquanto o amplifi-

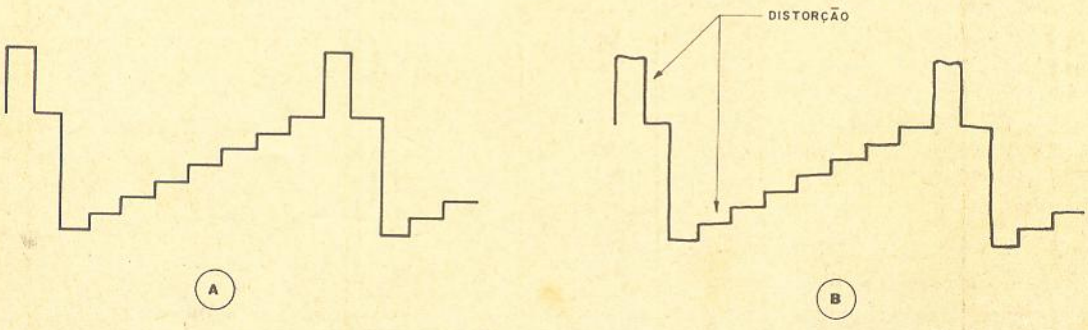
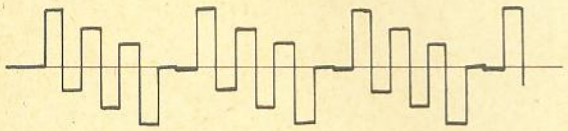


Figura 7

Observação da resposta do amplificador de vídeo ou FI. (a) Boa resposta. (b) Distorção na escala de cinzas e no pulso de sincronismo.

Figura 8
Forma de onda obtida na saída do demodulador de R-Y.



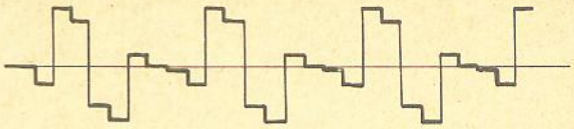


Figura 9
Forma de onda obtida na saída do demodulador de B-Y.

cador de vídeo propicia amplificação para freqüências que se estendem desde zero até aproximadamente 4 MHz, o amplificador de FI deve permitir boa amplificação dentro de uma faixa que vai de 40 até 47 MHz, aproximadamente.

Um componente defeituoso que se encontra dentro de um desses estágios, ou mau ajuste dos circuitos sintonizados do amplificador de FI será o bastante para provocar deficiências na qualidade da imagem.

A figura 7-a mostra a forma de onda apresentada pelo osciloscópio devido à injeção do padrão de barras cinzas e quando os estágios de vídeo e FI encontram-se em perfeitas condições. Na figura 7-b pode-se ver como se apresentaria a mesma forma de onda, só que agora apresentando distorções ocasionadas por uma resposta deficiente dos circuitos de vídeo ou FI de vídeo.

Na figura 8 vemos a forma de onda que pode ser obtida na saída do demodulador R-Y e, na figura 9, vemos a forma de onda extraída da saída do demodulador B-Y. Ambas as formas de onda mostram que os respectivos circuitos demoduladores estão em perfeitas condições de funcionamento.

A ausência, por exemplo, da forma de onda mostrada na figura 8, indica mau funcionamento do circuito demodulador de R-Y. Distorção em qualquer das referidas formas de onda indicará mau funcionamento dos circuitos demoduladores ou dos circuitos a eles associados.

As formas de onda das figuras 8 e 9 são obtidas quando se injeta um padrão de barras coloridas no receptor.

Amplificador de crominância

O gerador padrão de barras coloridas pode ser muito útil na pesquisa de um estágio de-

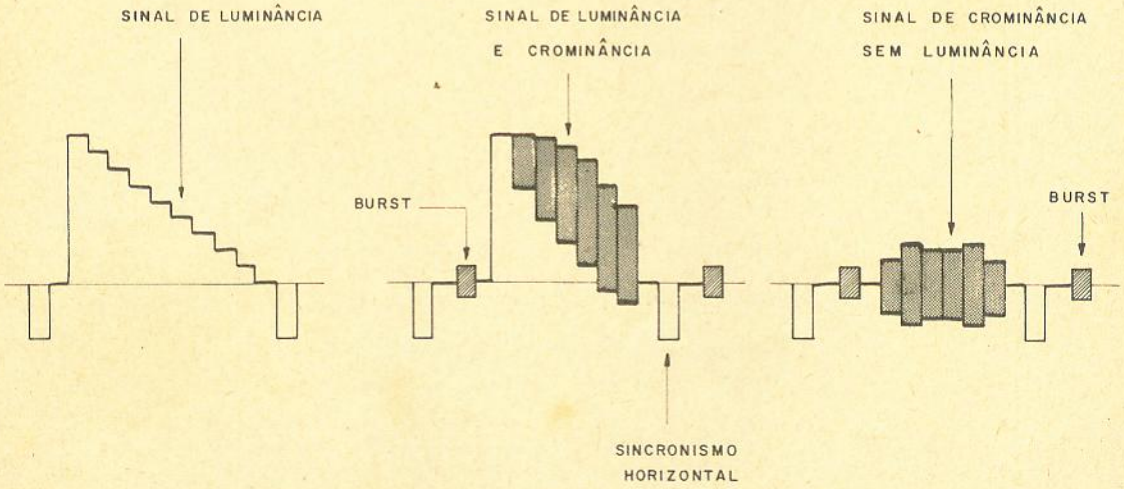


Figura 10
Forma de onda dos sinais de luminância e de crominância.

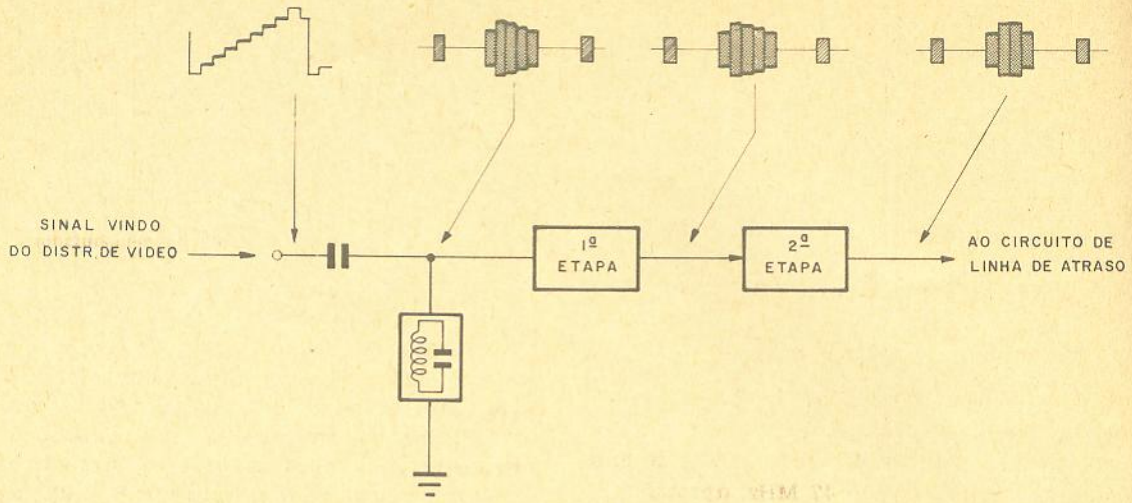


Figura 11

Etapa do estágio amplificador de crominância de um receptor de TVC, com formas de onda de um sinal padrão de barras coloridas.

feituoso. Com o gerador ligado à antena do receptor e um osciloscópio servindo como "pesquisador de sinais", pode-se facilmente verificar o bom funcionamento de qualquer etapa dentro do estágio amplificador de crominância, ou mesmo dos circuitos de CAC ou inibidor de cor.

A figura 10 mostra as formas de onda do sinal de luminância (escala de cinzas) modulado pelo sinal de barras coloridas, e do sinal de crominância com barras coloridas. Ambas as formas de onda são originadas do fornecimento de um padrão de barras coloridas vindo do gerador padrão.

A figura 11 mostra num simples diagrama em blocos os pontos de um estágio amplificador de crominância onde se pode obter as referidas formas de onda. Essas formas de onda são obtidas através de um osciloscópio com o gerador padrão ligado à antena do receptor.

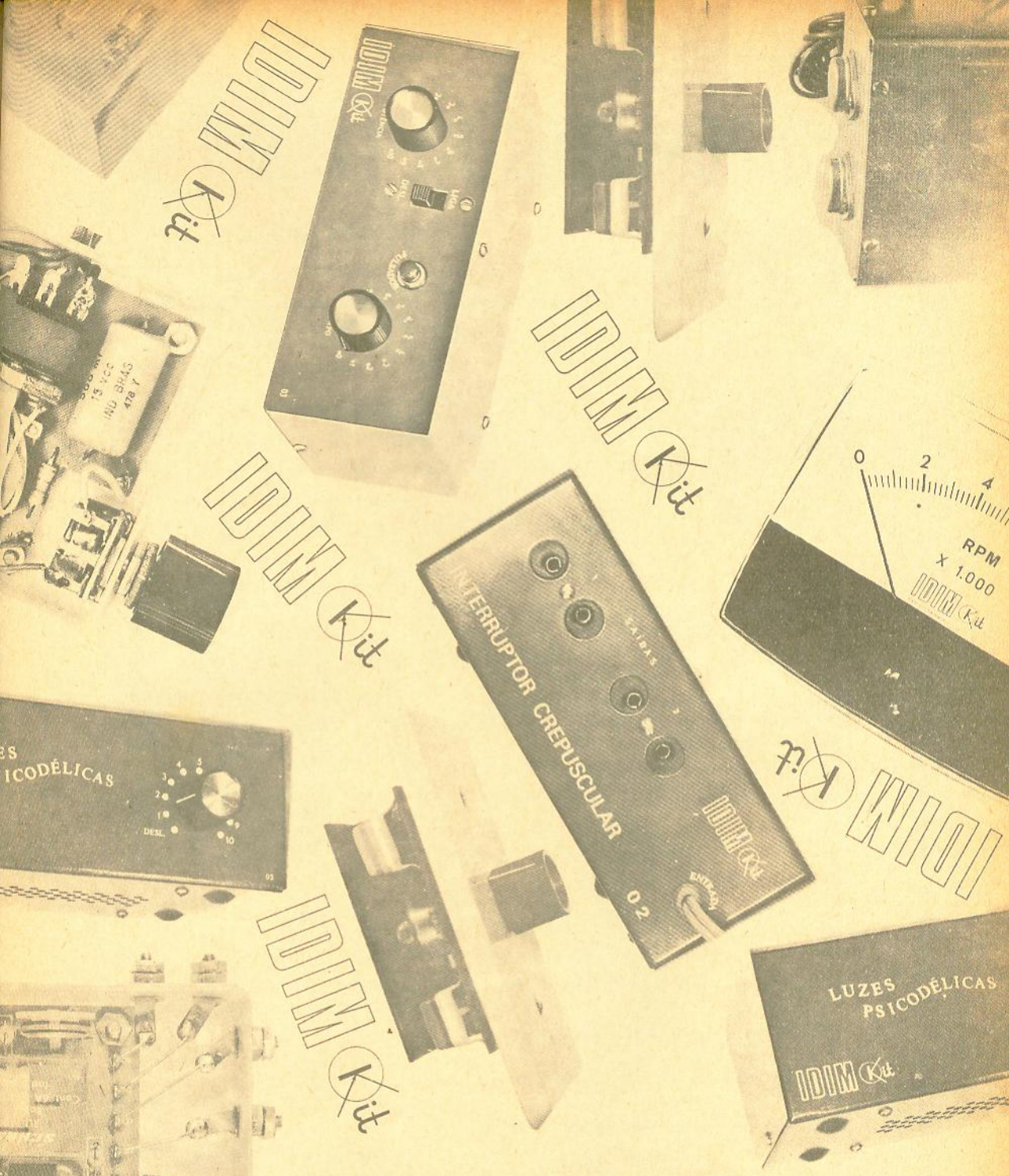
Através de um processo de observação das formas de onda em cada etapa do amplificador de crominância, pode-se chegar à parte que se encontra defeituosa. A ausência de uma das referidas formas de onda indicará que a etapa anterior ao ponto de tomada da mesma se encontra com defeito.

Também é possível uma verificação do ganho de cada etapa através de medição do valor de pico-a-pico de cada forma de onda. Isso pode ser facilmente obtido com um osciloscópio.

Um defeito no circuito inibidor de cor também poderia causar uma interrupção na passagem do sinal de crominância numa etapa que estivesse sob o controle daquele circuito.

COLABORAÇÕES

Se você desenvolveu algum projeto original, ou se tem em mente escrever algum artigo que acredite ser de interesse dos leitores, sugerimos que entre em contacto conosco, expondo o teor do artigo, a fim de que o mesmo possa ser submetido à apreciação da Redação.



À VENDA NAS PRINCIPAIS LOJAS DE COMPONENTES

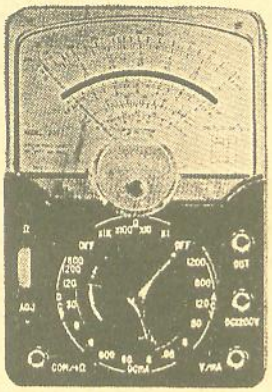
solicite catalogo para

IDIM-KIT

C. P. 21421-Brooklin

01000-SÃO PAULO

INSTRUMENTOS DA LINHA TMK



MODELO 200

Instrumento compacto e de construção robusta, com características de alta sensibilidade.

CC volts: 0-0,6-6,0-30-120-600-1 200 V (20 000 ohms/volt)
CA volts: 0-6,0-30-120-600-1 200 V (10 000 ohms/volt)
CC miliampères: 0-60 micro A; 0-6,0-60-600 mA
Ohms: 0-10 k — 100 k — 1 M — 10 M (60, 600, 6 k, 60 k no centro)
Capacitâncias: 0,002 — 0,2 micro F
Decibéis: —20 até 63 dBm
Dimensões: 91 × 131 × 39 mm

Acompanha um par de cabos e instruções de uso.

Cr$ 1.560,00 (imposto incluso)
(despesa de frete Cr$ 40,00)

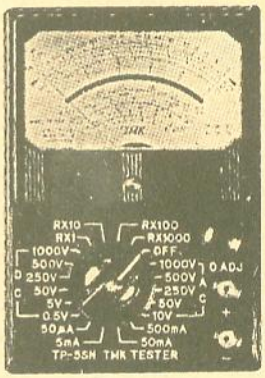
MODELO TP-5 SN

Modelo comumente aplicado em laboratórios e manutenção.

CC volts: 0-0,5-5-20-250-500-1 000 V (20 000 ohms/volt)
CA volts: 0-10-50-250-500-1 000 V (10 000 ohms/volt)
CC miliampères: 0-50 micro A; 0-5-50-500 mA
Ohms: 0-10 k — 100 k — 1 M — 10 M
Capacitâncias: 0,00005-0,005 micro F; 0,001-0,1 micro F
Decibéis: —20 até 36 dBm
Dimensões: 90 × 133 × 145 mm

Acompanha um par de cabos e instruções de uso.

Cr$ 1.530,00 (imposto incluso)
(despesa de frete Cr$ 40,00)



PRODUTOS MALITRON

Malikit MK II — Kit para confecção de circuitos impressos, sem furadeira.
Preço: Cr$ 275,00

Malikit MK III — Kit com a furadeira.
Preço: Cr$ 420,00

Furadeira Malidrill — Minifuradeira para circuito impresso.
Preço: Cr$ 270,00

Maliprobe — Multiprovador Digital — TTL.
Preço: Cr$ 360,00

Impostos inclusos nos preços

(despesa de frete Cr$ 40,00)

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

ARMANDO ALVAREZ PORTER - COMPONENTES ELETRÔNICOS

RUA DO COMENDADOR, 68 — FONE: 271-4037 — V. CRUZEIRO — SUBDISTRITO V. FORMOSA
03382 — SÃO PAULO — SP

— Nasceu da desativação — pelo afastamento de um dos sócios — da MICRO STAND Eletrônica Indústria e Comércio Ltda.

— É auto-suficiente. Metalúrgica, pintura, acabamento e óptica é dela mesma. Continua com o pioneirismo e liderança em todos os avanços da eletrônica e iluminação: projetores, spots, controles de luz, luzes estroboscópicas, seqüenciais, rítmicas, mesas de controle e lentes para alta temperatura.

PROJETORES DE LUZ

ILUMINAÇÃO ELETRÔNICA

CONTROLES DE LUZ PARA ESPETÁCULOS

CONTROLES DE LUZ PARA PUBLICIDADE E DECORAÇÃO

SPOTS PARA TEATROS

PROJETORES TIPO CANHÃO

DEPARTAMENTO METALÚRGICO ESPECIALIZADO EM ESTAMPARIA, LATARIA, CHASSIS E ACESSÓRIOS ELETRÔNICOS

DEPARTAMENTO ÓPTICO

LENTES CONDENSADORAS DE LUZ

LENTES PARA PROJETORES

ASSISTÊNCIA TÉCNICA E LOJA DE EXPOSIÇÃO

RUA VITÓRIA, 340 — SALA 2 — SÃO PAULO — SP

AS FASTs EM ESTADO SÓLIDO

(FONTES DE ALIMENTAÇÃO SEM TRANSFORMADOR EM ESTADO SÓLIDO)

AÉCIO FLÁVIO BARALDI SIQUEIRA *

PARTE III

C) APROFUNDAMENTO NOS CONCEITOS E DEDUÇÃO DE FÓRMULAS

A exposição da teoria será agora mais objetiva, isto é, visando sempre o que constitui conceito que esteja relacionado de maneira intrínseca com o desenvolvimento das FASTs em estado sólido.

Tudo o que foi dito nos itens anteriores, principalmente no B, visava que o leitor mais desinformado das teorias que comandam o funcionamento dos transistores de potência e alta tensão fosse tomando um contacto mais íntimo com elas. Concordamos plenamente com o fato de que o que foi exposto não serve para um aprofundamento teórico de conceitos, mas apenas para uma breve tomada de conhecimento. Para aqueles que desejarem fazer este aprofundamento, recomendamos a bibliografia a ser citada no final desta série de artigos.

A partir daqui passaremos a deduzir as fórmulas que permitirão, genericamente, projetar as FASTs em estado sólido de u'a maneira bastante segura, sem ter que se recorrer para tanto a alucinações teóricas ou a dados empíricos ou experimentais. Partindo do pressuposto de que nem todos têm conhecimento profundo sobre como projetar circuitos de potência e ainda o bom manejo da "prática eletrônica", a teoria será exposta resumidamente mas com bastantes esclarecimentos e informações complementares.

Voltando novamente ao diagrama em blocos da figura 1, os blocos principais e que requerem uma atenção especial nos projetos são os seguintes: "circuito de ceifamento" e "abaixador de tensão e limitador de potência". São a mola propulsora que impulsiona o funcionamento do sistema todo e dentro deles está contido praticamente tudo o que de novo a teoria traz.

Vamos agora contar uma pequena estória, a das experiências com as primeiras FASTs em estado sólido, para que o leitor possa entender melhor porque foram adotadas certas medidas para solucionar os "engasgos" que iam surgindo.

A figura 13 representa um esquema bastante simplificado de uma FAST. Neste circuito o transistor T realiza as funções de reduzir a tensão pulsante no ponto B, até um nível Vo da tensão de saída, em VCC, fixada pelo zener Z. As formas de onda nos diversos pontos da figura 13 estão representadas na figura 14.

Suponhamos que a tensão de entrada seja de 110 V CA; então seu valor de pico (Vp ou Vm) será 155,5 V. O transistor utilizado nesta FAST suponhamos que seja do tipo 2N6510, cuja curva SOAR está representada na figura 8. Desejamos também que a tal fonte forneça uma corrente de

* Aluno da FEFAAP

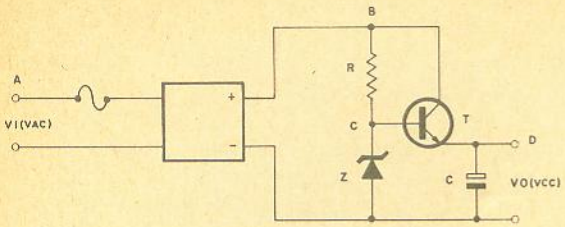


Figura 13

Diagrama esquemático de uma FAST bastante simplificada, onde não existe o "circuito de ceifamento" e o transistor T é o elo de ligação entre alta tensão (PTO B) e baixa tensão (PTO D).

0,15 A à carga. Perceba que o momento em que o transistor conduz mais é justamente quando a tensão no ponto B do esquema da figura 13 atinge o valor máximo Vm. Neste ponto teríamos, então, máxima corrente de coletor e máxima tensão entre coletor e emissor do transistor (VCE). Pesquisando este ponto na área de operação do transistor, notamos que ele está situado exatamente sobre o limite da segunda ruptura. Para que um transistor trabalhe neste ponto, terá que estar muito bem estabilizado termicamente, além de não poder sofrer qualquer acréscimo, o mínimo que seja, em Ic ou VCE, pois fatalmente desencadearia o fenômeno da segunda ruptura.

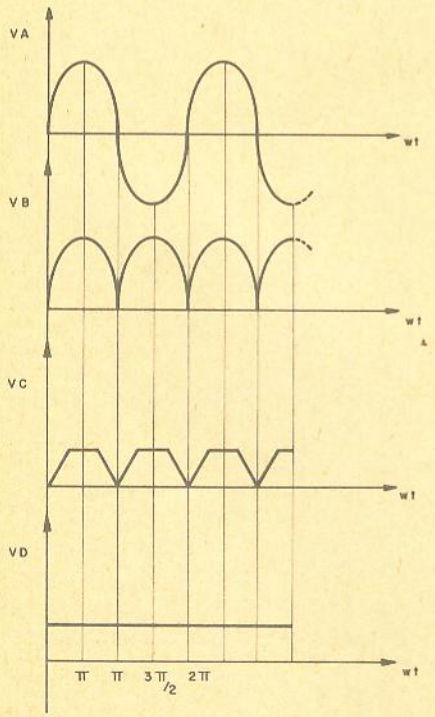


Figura 14

Tensão nos diversos pontos indicados no esquema da figura 13.

Notem então as dificuldades existentes: fonte fornecendo baixa corrente à carga, transistor dissipando uma quantidade enorme de calor e, o mais grave, trabalhando entre "a vida e a morte". Mesmo em se reduzindo ao máximo a corrente fornecida à carga e conseqüentemente a corrente de coletor do transistor, ele estaria sempre operando em regiões próximas da segunda ruptura, ou então da ruptura por avalanche, que poderia desencadear a anterior, conforme já foi exposto nos itens anteriores. E não seria nem preciso citar o fato de que o transistor, trabalhando nestas condições, teria uma vida útil bastante limitada.

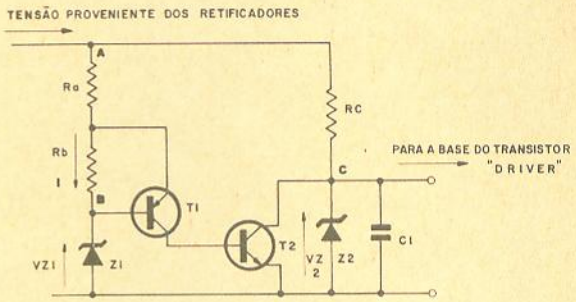


Figura 15

Esquema básico do "circuito de ceifamento".

Devido a todas estas dificuldades é que houve necessidade de introduzir nos esquemas das FASTs o circuito de ceifamento, capaz de otimizar o desempenho geral das fontes através da minimização de todos estes efeitos negativos. A figura 15 mostra o esquema simplificado de um circuito de ceifamento. É formado basicamente pelos resistores Ra, Rb, Rc; Z1, T1 e T2. O componente Z2 é o zener que fixa o potencial da tensão de saída e C1 evita que o transistor "driver", quando comuta, lance sinais espúrios no espectro de rádio-freqüência, além de melhorar também a forma de onda.

A figura 16 mostra as transformações que ocorrem com as formas de onda nos diversos pontos indicados na figura 15. Quando a tensão proveniente dos retificadores atinge um potencial um pouco superior a Vz1 (ver fig. 16-C) e que posteriormente chamaremos de VcL (tensão de ceifamento), o transistor T1 começa a conduzir, levando juntamente T2 à saturação. Neste instante, o potencial do ponto C é nulo (menos a queda da tensão de saturação de T2, que é da ordem de 0,2 V). Como o transistor "driver" (o que excita os transistores de saída) está ligado a este ponto, entra em estado de não-condução, fazendo então o ceifamento dos picos da forma de onda dos retificadores. É necessário esclarecer que este corte nos picos é

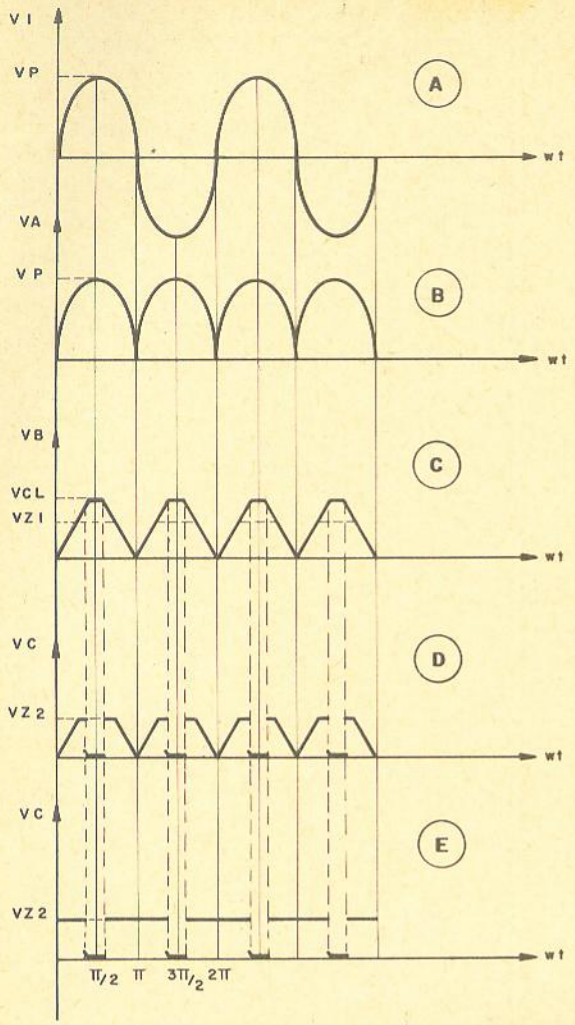


Figura 16

Tensão mostrada nos diversos pontos de esquema da figura 14. (A) Tensão de entrada da rede elétrica Vi = Vm sen ωt, onde Vm = Vp = tensão de pico da onda. (B) Tensão no ponto A, proveniente dos retificadores de onda completa. (C) Tensão no ponto B, sofrendo ceifamento no nível Vz1, que é a tensão de referência do diodo zener Z1. (D) Tensão no ponto C, com o capacitor C1 desligado do circuito. (E) Tensão no ponto C, com o capacitor C1 ligado ao circuito.

feito na base do transistor e, portanto, o coletor está sujeito ainda aos picos máximos da onda; daí a necessidade de realmente usar-se transistores com um VCE alto.

DEDUÇÃO DAS FÓRMULAS

As fórmulas que passaremos a deduzir agora têm, entre outras, as finalidades principais de fornecer a potência máxima e média que os transistores de saída deverão dissipar. Serão deduzidas a partir da forma de onda presente no emissor do transistor de saída e da tensão e corrente máximas que a fonte deverá entregar à carga. Estas deduções serão decorrência, como o leitor terá oportunidade de ver, de uma série de outras fórmulas matemáticas e conceitos já alicerçados nas teorias eletrônicas.

A figura 17 apresenta novamente os gráficos da figura 16-C e D, para retificações de meia onda e onda completa. Na figura 17-C temos representado o nível onde ocorre o ceifamento do pico da onda. A este nível chamaremos VcL (tensão de ceifamento). Note que VcL não é o mesmo que Vz1. Acompanhando pelo esquema da figura 15, percebe-se que o transistor T1 só começará a conduzir quando o potencial do ponto B alcançar um nível superior a Vz1 (tensão de referência do zener Z1, suficiente para que a corrente I que agora começa a fluir provoque uma queda de tensão em Rb igual a 0,7 V, que é justamente a tensão VBE que faz com que o transistor T1 passe do estado de corte para o de condução. Então, podemos deduzir VcL da seguinte maneira:

$$\frac{VcL - Vz1}{Ra + Rb} \cdot Rb = 0,7 \qquad (I)$$

e ajeitando a (I), chegaremos à seguinte expressão que nos fornece o valor de VcL em função dos

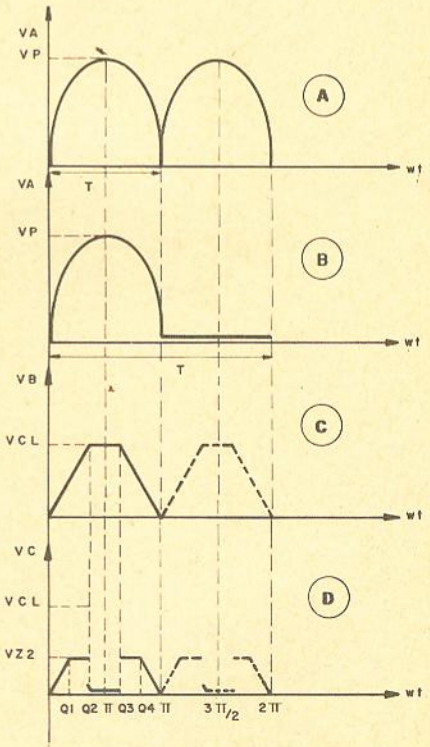


Figura 17

(A) Retificação de onda completa — período T = π rad. (B) Retificação de meia onda — período T = 2π rad. (C) Nível de ceifamento da onda — VcL. (D) Níveis de tensão onde se dão os ângulos de condução e corte do transistor "driver".

componentes que compõem o "circuito de ceifamento":

$$VcL = \frac{0{,}7\,(Ra + Rb) + Vz1 \cdot Rb}{Rb} \qquad (II)$$

Passaremos agora a deduzir as fórmulas que nos conduzem à potência máxima e média que o transistor (ou transistores) de saída dissipa. Temos que a tensão de entrada da rede elétrica em V CA é

$$Vi\ (t) = Vm \text{ sen } \omega\ t$$

onde Vm é o valor máximo ou de pico

Corrente da rede elétrica (para o caso de estar fasada com a tensão):

$$i\ (t) = Im \text{ sen } \omega\ t$$

onde Im é o valor máximo ou de pico

Sofrida a retificação de onda completa, a tensão continuará:

$$VR\ (t) \text{ — onda completa} = Vm \text{ sen } \omega t \qquad (III)$$

cujo período da forma de onda é π rad, correspondente a 8,3 ms para cada ciclo da tensão.

$$VR\ (t) \text{ — meia onda} = Vm \text{ sen } \omega t \qquad (IV)$$

para períodos de 2 π rad para a forma de onda, correspondentes a 16,7 ms de ciclo de tensão (veja a fig. 16-B).

Os níveis de tensão que irão determinar os ângulos de condução e de corte do transistor "driver" são: VcL, deduzida pela (II), e Vz2, que é a tensão de referência do diodo zener Z2, cuja função é fixar o potencial da tensão de saída em um nível Vo (V CC).

Uma explicação ainda inusitada é a seguinte: percebe-se pelo gráfico "E" da figura 16 que com a inclusão do capacitor C1 no circuito de ceifamento, ele consegue suprir a base do transistor "driver" com corrente mesmo quando o potencial do ponto C (fig. 15) atinge níveis inferiores a Vz2; entretanto, como o coletor deste transistor está ligado a um ponto que acompanha o potencial do ponto C, este fatalmente irá entrar em corte.

Então, para cada ciclo da tensão da rede retificada temos:

θ_1 = ângulo de início de condução
θ_2 = ângulo de corte
θ_3 = ângulo de reinício de condução
θ_4 = novo ângulo de corte

Para se achar os valores destes ângulos, substitui-se os valores de Vc1 e Vz2 nas fórmulas (III) e (IV) e teremos (acompanhe pelo gráfico da fig. 17-D):

$$\theta_1 = \text{arc sen } \frac{Vz2}{Vm} \qquad (V)$$

$$\theta_2 = \text{arc sen } \frac{VcL}{Vm} \qquad (VI)$$

$$\theta_3 = \pi - \theta_2 \qquad (VII)$$

$$\theta_4 = \pi - \theta_1 \text{ dados em radianos} \qquad (VIII)$$

Passemos agora às deduções da fórmula que nos leva a uma aproximação da forma de onda na saída da fonte, quando o capacitor de filtro não está ligado ao circuito. A figura 16-E nos indica a forma de onda na base do transistor "driver" e que deverá ser semelhante à forma de onda no emissor do transistor de saída, não se levando em consideração a influência de ICES (corrente de corte de coletor tendo a base ligada diretamente ao emissor). Sobre a influência desta corrente voltaremos a falar mais adiante. Há de se informar, entretanto, que se fôssemos considerar a ação de ICES, que para todos os efeitos é mínima, a onda na saída teria uma forma bastante complicada e certamente seria impossível deduzir fórmula alguma.

Então, a onda de saída tem a forma quase quadrada, de acordo com a figura 16 e, entretanto, o nível máximo não é Vz2, e sim Vo, que é igual a Vz2 menos as quedas de tensões entre base e emissor (VBE) dos transistores "driver" e de saída. A título de informação, considera-se que quando um transistor está conduzindo a sua tensão VBE é de 0,7 V, aproximadamente.

Aplicando o teorema da série de Fourier à função, teremos:

$$Vo\ (t) = \frac{ao}{2} + an \cdot \cos n\omega t \qquad (IX)$$

onde:

$$ao = \frac{1}{T} \int_{-\theta_2}^{\theta_2} Vo\ d\ (\omega t) =$$

$$\frac{Vo}{T} \int_{-\theta_2}^{\theta_2} d\ (\omega t) \qquad (X)$$

e

$$an = \frac{1}{T} \int_{-\theta_2}^{\theta_2} Vo \cos(n\omega t)\, d(\omega t) =$$

$$\frac{Vo}{Tn} \int_{-\theta_2}^{\theta_2} \cos(n\omega t)\, d(n\omega t) \qquad (XI)$$

para n = 1, 2, 3, 4, ... e

T = π rad para retificação de onda completa e
T = 2π rad para retificação de meia onda

Então, substituindo a (X) e a (XI) na (IX), teremos:

$$Vo(t) = \frac{Vo}{2T} \int_{-\theta_2}^{\theta_2} d(\omega t) + \frac{Vo}{Tn} \int_{-\theta_2}^{\theta_2} \cos(n\omega t)\, d(n\omega t) \cdot \cos n\omega t \qquad (XII)$$

A (XII) representa, então, a função da tensão de saída da fonte, não tendo o capacitor do filtro ligado aos seus terminais. A (XII) pode ser re-escrita de u'a maneira mais simples:

$$Vo(t) = \frac{Vo \cdot \theta_2}{T} + \frac{2 \cdot Vo}{T} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{n} \operatorname{sen}(n\theta_2) \cdot \cos(n\omega t) \right) \qquad (XIII)$$

Analisando o espectro de linhas ou o gráfico das hastes da função (XIII), para se saber qual a influência das harmônicas na forma de onda, podemos informar que o desenvolvimento até a 5.ª harmônica (n = 5) dará uma boa aproximação, embora saibamos que em ondas quadradas e triangulares geralmente a influência das harmônicas de ordem elevada, como a 9.ª, 10.ª, são mais significantes que a 5.ª, 6.ª, etc.

Com a (XIII) poderemos calcular todas as outras fórmulas que nos faltam. Seguindo pela figura 18 temos que

$$IT(t) = Ic(t) + IL(t) \qquad (XIV)$$

onde:

- IT (t) é a corrente do transistor de saída, variável no tempo
- Ic (t) é a corrente através do capacitor do filtro, variável no tempo
- IL (t) é a corrente de carga, também variável no tempo

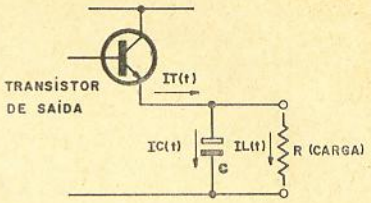


Figura 18

Então, de acordo com a (XIII), temos:

$$IT(t) = \frac{Vo(t)}{RL} + C \cdot \frac{d\,Vo(t)}{dt} \qquad (XV)$$

Pela (XV) temos a corrente que atravessa o transistor de saída em função do tempo. A (XV), apesar de ser uma fórmula bastante complexa, é muito importante nos projetos de FASTs, principalmente naquelas que deverão entregar uma potência elevada à carga. Através dela pode-se calcular a corrente máxima do transistor que não deverá nunca ser superior àquela especificada nos manuais.

Perceba o leitor que no segundo membro da (XV) o último termo da soma representa a corrente fornecida ao capacitor de filtragem. Para as FASTs em estado sólido, de um modo geral, este termo pode ser abandonado para a simplificação da função, pois uma das vantagens das FASTs é justamente a de utilizar baixa capacitância na filtragem de onda, daí o fato de a corrente devido a este termo ser mínima. Entretanto, nas FASTs de alta potência, onde se requeiram grandes capacitores no filtro para a minimização dos efeitos da ondulação, este termo é de vital importância, pois através dele pode-se calcular a corrente de surto do capacitor, que em altas capacitâncias é bastante grande.

No cálculo da potência média que o transistor (ou transistores) deverá dissipar não utilizaremos a (XV), pois a fórmula resultante seria extremamente complexa e muito trabalhosa para a utilização prática. Partiremos de um dado bastante útil do projeto, que é a potência máxima que a fonte deverá fornecer:

$$PF\ máx. = IL\ máx.\ Vo(CC) \qquad (XVI)$$

onde IL máx. é a corrente de carga máxima = $\frac{Vo(CC)}{RL}$

Vo (CC) é o nível do potencial da tensão de saída em V CC

Perceba que a IL máx. é praticamente igual a IT (t) ef (corrente do transistor em valor eficaz), pelo menos em termos de montante de energia que ela fornecerá em um determinado intervalo de tempo. Como a IT (t) ef é de cálculo bastante dificultoso, pois utiliza a (XV), vamos nos valer da IL máx., que em termos gerais trará resultados aproximados no cálculo da potência média dissipada pelo transistor de saída. Então temos:

$$PT\ méd. = \frac{VCE\ ef. \cdot IL\ máx.}{N} + \left(\frac{Vm}{\delta} - VCE\ ef. + \right) \frac{(ICES \cdot hFE)^K}{N} \quad (XVII)$$

onde:

VCE ef. — é a tensão entre coletor e emissor do transistor dada em valores eficazes.

ICES — é a corrente de corte de coletor do transistor ("driver"), onde a base está curto-circuitada ao emissor. De fato, isto acontece quando o transistor T2 (fig. 15) entra em saturação. Esta corrente é praticamente igual à ICEo. De maneira geral ela foi analisada no item B.II.c deste artigo, mas podemos reafirmar que ela circula pelo transistor mesmo quando este não estiver conduzindo, ou polarizado diretamente. Isto implica na necessidade de se prever qual a dissipação de potência que ela provocará entre os intervalos de θ_2 e θ_3, quando o transistor "driver" estiver cortado. Portanto, nos projetos de FASTs não deverão ser postos mais que um transistor de saída em série com o "driver" (configuração Darlington), pois o efeito desta corrente se multiplicaria devido à amplificação série da ICES através do hFE de cada transistor, sendo que ao final, ao invés de termos condição de corte entre θ_2 e θ_3, teríamos uma corrente enorme circulando pelo coletor do último transistor de saída.

K — é o número de transistores de saída em série. K deverá ser igual a 1, pelos motivos analisados acima.

N — é o número de transistores de saída colocados em paralelo. A conexão de transistores em paralelo é a solução adequada, quando se projeta FASTs para fornecer grandes correntes à carga.

δ — é uma constante que tem seu valor ligado à retificação de onda a ser utilizada:

para onda completa $\delta = \sqrt{2} = 1{,}414$
para meia onda $\delta = 2$

Com a equação (XVII) é possível então calcular a potência média dissipada por cada transistor de saída. É óbvio que para se saber da potência média total dissipada é só retirar do numerador da fórmula o termo "N". Como na (XVII) os valores de ICES e hFE são fornecidos pelos manuais dos transistores adotados e os outros termos são valores conhecidos do projeto, basta deduzir a fórmula de VCE ef. para termos finalmente completa a (XVII).

Para a dedução de VCE ef. consideremos primeiramente a tensão a que está submetido o transistor. Sabemos de antemão que o transistor conduz entre θ_1 e θ_2 e entre θ_3 e θ_4, para cada período da forma de onda. Acompanhe pela figura 17-D.

$$VCE\ (t) = \int_{\theta_1}^{\theta_2} Vm\ sen\ (\omega t)\ d\ (\omega t) + \int_{\theta_3}^{\theta_4} Vm\ sen\ (\omega t)\ d\ (\omega t) \quad (XVIII)$$

Desde que a área da segunda integral da (XVIII) seja igual à área da primeira, teremos:

$$VCE\ (t) = 2 \cdot \int_{\theta_1}^{\theta_2} Vm\ sen\ (\omega t)\ d\ (\omega t) \quad (XIX)$$

e a (XIX) representa a tensão entre coletor e emissor do transistor de saída, variando em função do tempo.

Para retificação de onda completa, onde o período da forma de onda é π rad, teremos:

$$VCE\ ef. = 1{,}128\ Vm \sqrt{\int_{\theta_1}^{\theta_2} sen^2\ (\omega t)\ d\ (\omega t)} \quad (XX)$$

Para retificação de meia onda, onde o período é 2π rad, teremos:

$$VCE\ ef. = 0{,}798 \sqrt{\int_{\theta_1}^{\theta_2} sen^2\ (\omega t)\ d\ (\omega t)} \quad (XXI)$$

e substituindo-se a (XX) ou (XXI) na (XVII) teremos finalmente a potência média dissipada pelo transistor.

Para a facilidade no cálculo da potência máxima que o transistor (ou transistores) de saída dissipará em um determinado instante, vamos recorrer a um pequeno recurso. Sabemos que em VcL, quando o transistor comuta, passa do estado de corte para o de máxima condução; aproveitando esta informação temos que:

$$PT\ máx. = VcL \cdot IL\ máx. \qquad (XXII)$$

Esta fórmula pode não representar verdadeiramente a PT máx., pois tudo depende da corrente através do capacitor de filtro em um determinado instante. Então, para se saber qual a verdadeira PT máx., teremos que inevitavelmente recorrer à (XV) e a fórmula (XXII) ficará sendo:

$$PT\ máx. = VCEi \cdot IT\ máx. \qquad (XXIII)$$

onde VCEi é a tensão entre coletor e emissor do transistor que estará provocando a corrente máxima.

Para fontes de pequena potência e baixa capacitância na filtragem, quase todas estas fórmulas serão desnecessárias, sendo utilizadas quase que exclusivamente a (XVII) e a (XXII). Mas nos projetos de fontes de alta responsabilidade de funcionamento, onde se requeiram altos coeficientes de segurança, sempre se deverá trabalhar com a (XIII), quer seja no domínio do tempo ou na notação fasorial do domínio de freqüência, o que aliás facilitará bastante certos cálculos. Para o caso de se trabalhar em notação complexa, a título de informação, a impedância complexa Z da saída da fonte é dada por (de acordo com a fig. 18):

$$Z = \frac{RL}{1 + jn\omega CRL} \qquad (XXIV)$$

Com todas estas informações e fórmulas citadas, cremos ser possível elaborar-se um projeto de FAST em estado sólido absolutamente seguro. As fórmulas que conduzem ao cálculo dos elementos que compõem o esquema da fonte, tais como resistores, diodos retificadores, etc., não citaremos, como já foi informado no início do artigo, por serem às vezes simples aplicações da Lei de Ohm.

Para encerrar este item, é necessário que se mencione algo sobre como calcular o capacitor de filtro. Aqueles que conhecem as deduções das fórmulas que fornecem os valores destes capacitores nos filtros das fontes a transformador, sabem como elas são complexas. Assim sendo, foi desenvolvido um processo gráfico bastante simples e que dá, de modo aproximado, o valor do capacitor para determinada quantidade de ondulação que se queira ter presente na saída da fonte. São as curvas de Schade.

Entretanto, aqui nas FASTs, existe uma série de dificuldades que não permitem a dedução de tais fórmulas de um modo racional. Uma destas dificuldades é a constante de tempo de carga do capacitor, que depende de uma enorme quantidade de fatores variáveis com o tempo e também com a temperatura. Cremos ser até impossível a dedução destas fórmulas, a não ser que se corra o risco de incorrer em erros, não se levando em conta a influência de certos parâmetros.

Porém, isto não quer dizer que colocaremos no filtro um capacitor cujo valor seja escolhido sem critério algum. Este valor está intimamente relacionado com os ângulos de condução e de corte do transistor. É claro que quanto maior for o período de condução dos transistores, menor deverá ser a capacitância de filtragem, requerida para u'a maior regulação da tensão de saída e menor fator de ondulação. Entretanto, maior será também a potência dissipada pelos transistores de saída. Nos projetos de FASTs deve-se sempre otimizar este aspecto através da maximização e minimização respectivas dos efeitos produzidos por estes dois parâmetros.

Para quem está acostumado com o cálculo dos capacitores em filtros das fontes com redução feita a transformador, pela simples análise da forma de onda na saída de uma FAST saberá calcular aproximadamente o valor do capacitor. Podemos adiantar com convicção que estes capacitores, de u'a maneira geral, terão sempre um valor menor, para um mesmo fator "ripple", do que aqueles usados nos filtros das fontes similares a transformador. E isto pode ser visto facilmente pela simples análise da figura 16-E.

(cont. no próx. número)

CURSO DE ELETRÔNICA

RÁDIO — TELEVISÃO — SOM — INSTRUMENTAÇÃO

Solicite informações preenchendo o cupom da pág. 48-A.

MAGNASOM LTDA.

Eletrônica

VAREJO — ATACADO — DISTRIBUIÇÃO

Rua Mal. Floriano Peixoto, 498

PEÇAS P/ RÁDIO — TELEVISÃO

Fone: 24-1391

SOM

Rua Des. Westphalen, 137
Fone: 34-3845

magnasom Eletrônica

CURITIBA
Paraná

MONINC 10 KIT

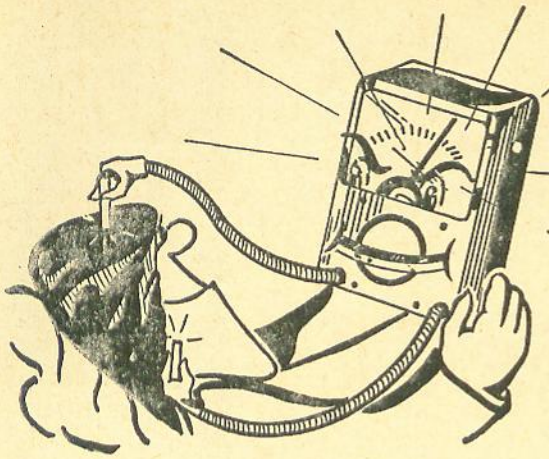
AMPLIFICADOR DE 10 WATTS, EMBUTÍVEL EM CAIXA DE MADEIRA (CAIXA ACÚSTICA), EM FORMA DE KIT DO TIPO "MONTE VOCÊ MESMO", COM A UTILIZAÇÃO DE SOMENTE UM ALICATE, UM FERRO DE SOLDAR E UMA CHAVE DE FENDAS.

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



PREÇO:
COMPLETO S/ CAIXA Cr$ 550,00
COMPLETO C/ CAIXA Cr$ 800,00

RADIOTÉCNICA AURORA LTDA.
01208 — Rua dos Timbiras, 263 — Caixa Postal 5009 — São Paulo - SP



TESTE VOCÊ MESMO

Como estão seus conhecimentos de desenho eletrônico? Você é capaz de interpretar corretamente um diagrama? Você conhece toda a simbologia usada nos diagramas de circuitos eletrônicos? Você consegue analisar um circuito por seu diagrama e encontrar com facilidade cada componente no próprio aparelho? Você é capaz de desenhar um diagrama olhando para um aparelho, ou ainda desenhar um chapeado olhando para um diagrama esquemático?

Nos testes que fornecemos a seguir, damos uma oportunidade para nossos leitores avaliarem seus conhecimentos de desenho técnico de eletrônica.

Se você acertar menos da metade das questões propostas é sinal de que está precisando aperfeiçoar-se neste setor da Eletrônica. (No próximo número desta Revista serão dadas informações sobre o curso de Desenho de Eletrônica).

1) No diagrama da figura 1, o componente assinalado com a letra × é um:

- ☐ a) potenciômetro comum
- ☐ b) trimpot ou resistor ajustável
- ☒ c) LDR
- ☐ d) varistor

2) No diagrama da figura 2, o componente assinalado com a letra × é um:

- ☐ a) diodo detector
- ☒ b) diodo retificador
- ☒ c) diodo zener
- ☐ d) diodo túnel

3) Qual dos seguintes diagramas corresponde ao chapado da figura 3?

- ☐ a) figura 4
- ☒ b) figura 5
- ☐ c) figura 6
- ☐ d) figura 7

4) No diagrama da figura 8, o componente cujo símbolo é anotado com a letra × é uma:

- ☐ a) chave comutadora de 2 pólos × 2 posições
- ☒ b) chave comutadora de 2 pólos × 4 posições
- ☐ c) chave comutadora de 1 pólo × 4 posições
- ☐ d) chave comutadora de 4 pólos × 2 posições

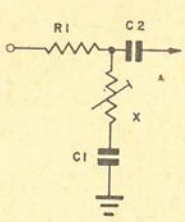


Figura 1

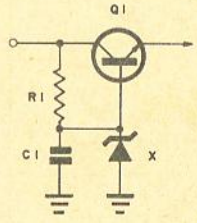


Figura 2

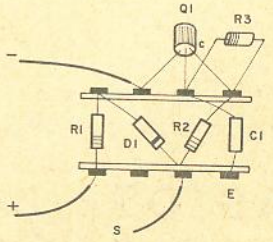


Figura 3

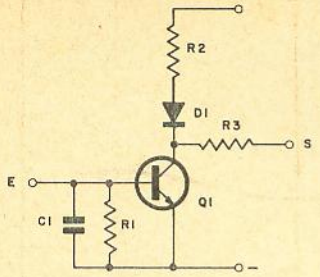


Figura 4

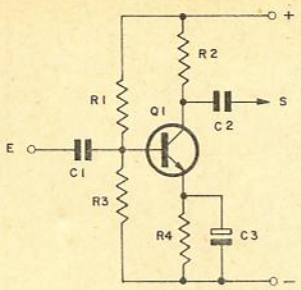


Figura 9

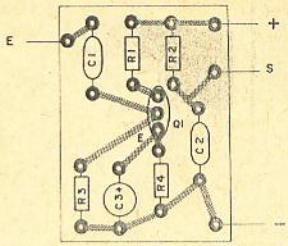


Figura 10

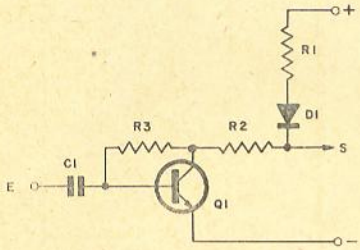


Figura 5

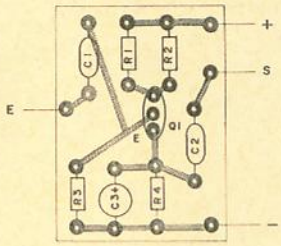


Figura 11

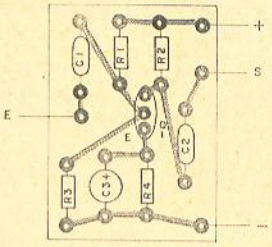


Figura 12

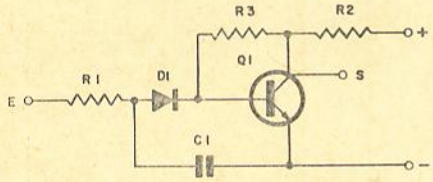


Figura 6

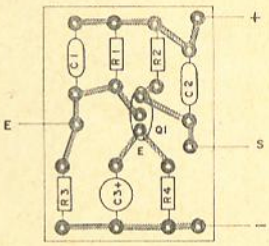


Figura 13

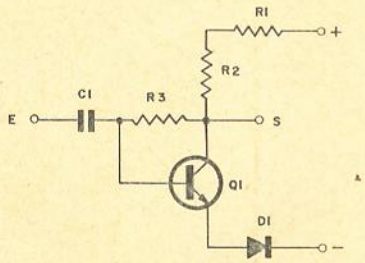


Figura 7

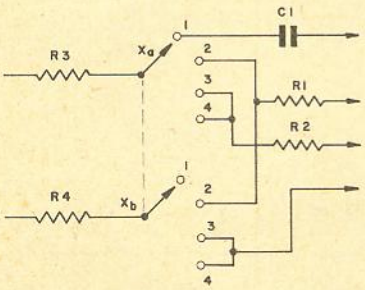


Figura 8

5) A numeração dos componentes num diagrama é feita de que modo?

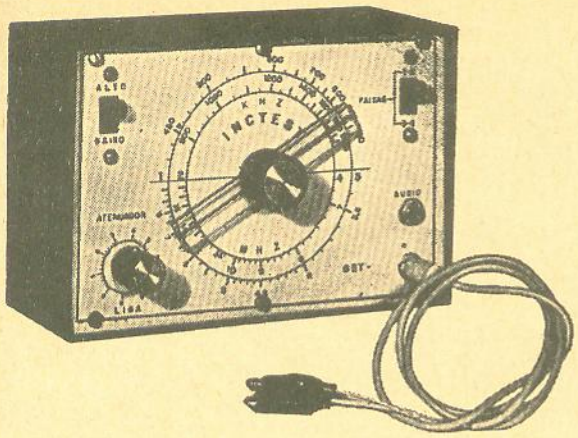
- ☐ a) da direita para a esquerda, de cima para baixo
- ☒ b) da esquerda para a direita, de cima para baixo
- ☐ c) da direita para a esquerda, de baixo para cima
- ☐ d) da esquerda para a direita, de baixo para cima

6) Qual das placas de circuito impresso (figs. 10 e 13) encontra-se correta para o caso da montagem do circuito da figura 9?

- ☐ a) figura 10
- ☐ b) figura 11
- ☒ c) figura 12
- ☐ d) figura 13

RESPOSTAS

1) - b; 2) - c; 3) - b; 4) - b; 5 - b; 6) - c.



GERADOR DE SINAIS

GST-2

O GERADOR DE SINAIS QUE O ESTUDANTE, PRINCIPIANTE OU PROFISSIONAL NECESSITA PARA CALIBRAR RÁDIOS.
PEQUENO, ROBUSTO E DE PRECISÃO. SERVE TANTO PARA CALIBRAR RÁDIOS COMO INJETOR DE SINAIS (dois aparelhos em um). PAINEL EM DUAS CORES E DE FÁCIL LEITURA.
ACOMPANHA MANUAL DE INSTRUÇÕES DE USO, ENSINANDO INCLUSIVE COMO SE EFETUA UMA CALIBRAÇÃO.

Alimentação

4 pilhas pequenas, constituindo uma bateria que fornecerá energia suficiente para o uso do aparelho por aproximadamente 300 horas, sem substituição das pilhas.

Consumo

Aproximadamente 3 mA.

Dimensões

15 × 10 × 8 cm.

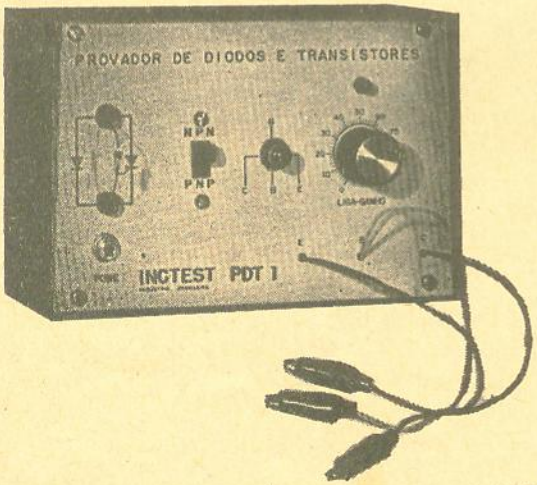
Faixas de ondas

Nº 1 — 420 kHz a 1 000 kHz (fundamental)
Nº 2 — 900 kHz a 1 800 kHz (2ª harmônica)
Nº 3 — 3,4 MHz a 9,0 MHz (fundamental)
Nº 4 — 6,9 MHz a 18,0 MHz (2ª harmônica)

PREÇO: CR$ 865,00 (+ CR$ 40,00 de frete)

PROVADOR DE DIODOS E TRANSISTORES

PDT-2



INSTRUMENTO INDISPENSÁVEL PARA OS ESTUDANTES E TÉCNICOS EM ELETRÔNICA. COMPROVA RAPIDAMENTE SE O TRANSISTOR ESTÁ BOM OU NÃO, QUER SEJA PNP OU NPN. COMPROVA TAMBÉM DIODOS: RETIFICADORES, DETECTORES, SCR, TRIAC E LED.

INJETOR DE SINAIS: ALÉM DE COMPROVAR DIODOS E TRANSISTORES, PODE TAMBÉM SER UTILIZADO COMO EXCELENTE INJETOR DE SINAIS.

DIMENSÕES: 15 × 10 × 8 cm
PESO: 700 g
ALIMENTAÇÃO: 2 × 1,5 V

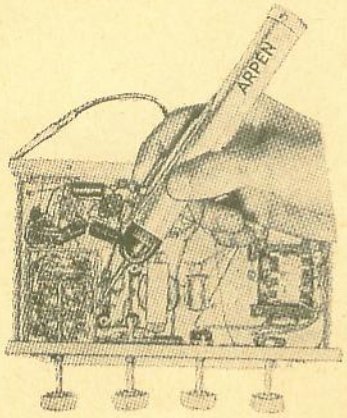
PREÇO: CR$ 690,00 + CR$ 40,00 de frete p/ correio

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

RADIOTÉCNICA AURORA LTDA.

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

INJETOR DE SINAIS ARPEN



Com o no injetor de sinais ARPEN modelo **2 T 3', você localiza rapidamente o defeito. Não** necessita de ligação externa e não oferece qualquer perigo de danificação dos transistores dos aparelhos a reparar. Você, ponto a ponto, aplica um sinal de larga faixa de freqüência, sem necessitar de qualquer chave seletora.

Cr$ 198,00

KIT COMPLETO AMPLIF. DE ÁUDIO TBA-820



Características técnicas:

Tensão de alimentação	9 V
Alto-falante	4 Ω
Potência de saída	2 W
Consumo máximo	200 mA
Impedância de entrada	5 MΩ
Sensibilidade	16 mV
Resposta de freqüência	(—3 dB) 25 a 20 kHz

Cr$ 220,00

MANIPULADOR ELETRÔNICO C/ CIRCUITOS INTEGRADOS (CMOS) INCTEST

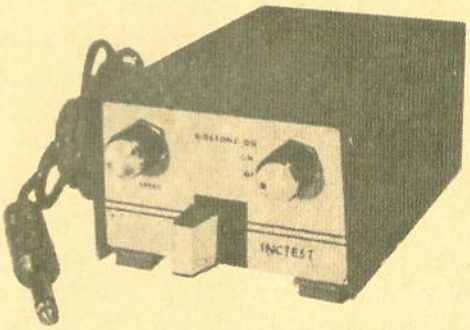
Permite manipular com perfeição, mantendo espaçamento correto entre pontos e traços.

Pode ser operado com monitor ou silencioso.

Velocidade regulável entre 5 e 50 palavras por minuto.

Pode ser utilizado também para prática do Código Morse.

Portátil, alimentado por uma única bateria de 9 volts. Alimentação em CA opcional.



Cr$ 1.440,00

05-M-78

CENTRO DE DIVULGAÇÃO TÉCNICO ELETRÔNICO PINHEIROS

VENDAS PELO REEMBOLSO AÉREO E POSTAL — CAIXA POSTAL 11 205 — FONE: 210-6433

Nome: .....

Endereço: .....

Enviar: ☐ Injetor de sinais ☐ Kit amplif. áudio ☐ Manipulador eletrônico

JÁ SAIU :

EXPERIÊNCIAS E BRINCADEIRAS COM ELETRÔNICA

por Newton C. Braga
Volume 3
11 brincadeiras - 96 pgs. — Cr$ 35,00

Podemos ainda fornecer da mesma série:
Volume 1
13 brincadeiras - 96 pgs. — Cr$ 25,00
Volume 2
10 brincadeiras - 95 pgs. — Cr$ 30,00

Recomendamos para os estudantes:

MANUAL DE TIRISTORES E DIODOS IBRAPE
118 pgs. (texto em Inglês) — Cr$ 15,00

MANUAL DE TRANSISTORES IBRAPE
Dados e curvas para projeto
146 pgs. (texto em Inglês) — Cr$ 20,00

LITEC
LIVRARIA EDITORA TÉCNICA LTDA.

Veja também o anúncio de página inteira nesta revista

RUA DOS TIMBIRAS, 257 - Tel.: 220-8983
CAIXA POSTAL 30 869 - 01000 - SÃO PAULO

CURSO DE ELETRÔNICA DIGITAL

(Ministrado por Paulo Cesar Maldonado)

AMPLIE SEUS CONHECIMENTOS E PARTICIPE DA REVOLUÇÃO NA ÁREA DA ELETRÔNICA DIGITAL. A FORMA MAIS RÁPIDA E OBJETIVA PARA OBTER COMPENSADORAS CHANCES PROFISSIONAIS. DIRIGIDO A ESTUDANTES, TÉCNICOS, ENGENHEIROS E ESPECIALISTAS DO RAMO.

Alguns tópicos abordados:
Emprego da lógica digital — Álgebra de Boole — Aritmética binária — Códigos — Portas lógicas — Contadores — Shift register — Flip-flops — Delays — Decoder — Encoder — Displays — Comparadores — Níveis lógicos — Demonstrações práticas.
Duração do curso: De 09 de junho a 01 de julho, com aulas às sextas-feiras das 19:30 às 21:30 e sábados das 9:30 às 12:00 h.
Preço: Cr$ 1.200,00, incluindo apostila e catálogo "Síntese de Circuitos Integrados".
Informações: Rua Bela Cintra, 1466 (correspondência)
Fone: 64-4375 (das 8:00 às 12:00 e das 18:00 às 22:00 h)
CEP 01415 — São Paulo — SP

PEÇA PEÇAS

TELEFUNKEN
PHILIPS

LINHA COMPLETA
DE
PEÇAS ORIGINAIS

Rua Pedroso, 387 — Bela Vista — CEP 01322
São Paulo - SP (Est. São Joaquim - METRÔ)

e

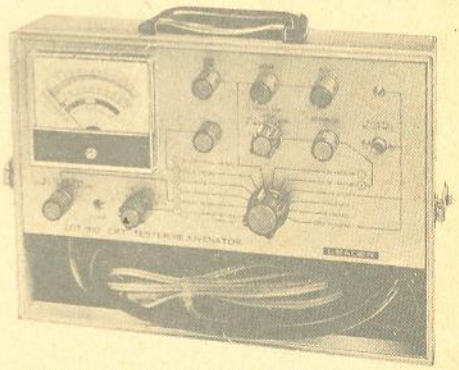
Av. Engº George Corbisier, 180 — Jabaquara
CEP 04345 — São Paulo - SP
(Est. Conceição - METRÔ)

FONES: 284-3241
289-6739

Atendimento especial para técnicos.

Reparatur Rádio e TV Ltda.

LEADER



TESTE E REJUVENESCEDOR DE TUBO DE TV A CORES LCT 910

- Testa tubo preto e branco e a cores.
- Ganho das cores individualmente.
- Remove os curtos entre os elementos.
- Rejuvenescimento por emissão de catodo.

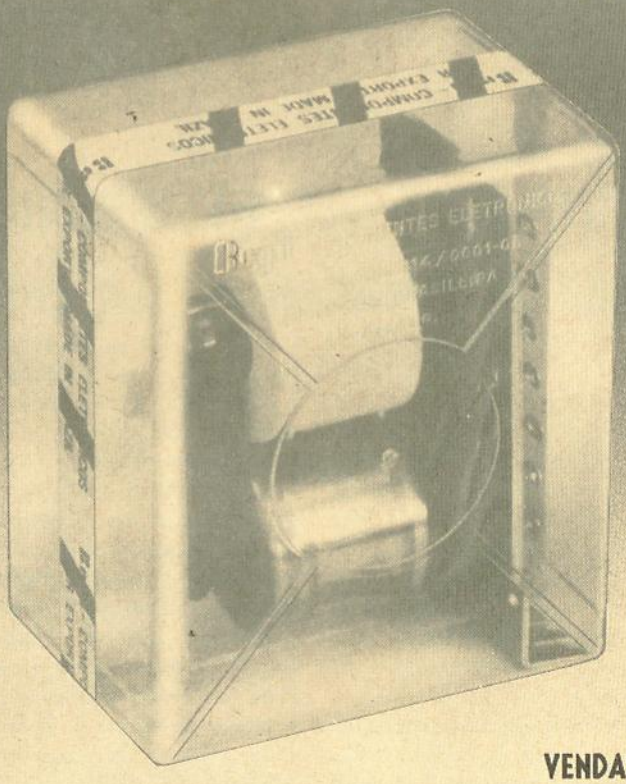
DISTRIBUIDOR

RÁDIO EMEGÊ S.A.

Av. Rio Branco, 301 - Fone: 220-3811
R. Santa Ifigênia, 218 - Fone: 221-0324
Caixa Postal 8725 - São Paulo - SP

AGORA VOCÊ VÊ O QUE ESTÁ COMPRANDO

CONSERVANDO PERMANENTEMENTE CONTRA A UMIDADE



VENDAS: 203-1000

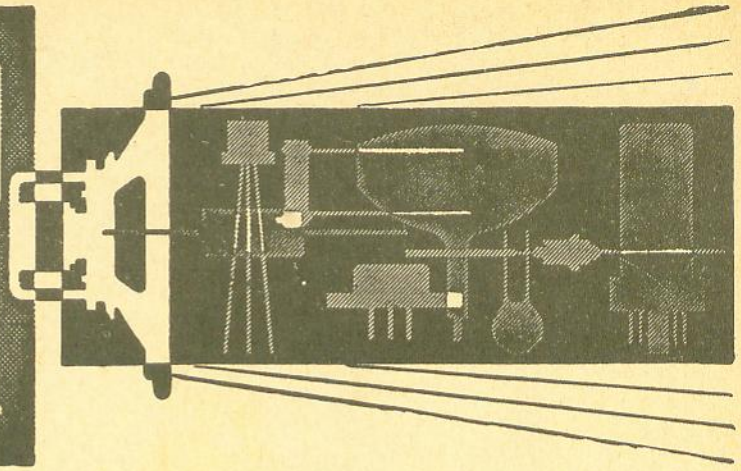
Begli **IND. DE COMPONENTES ELETRÔNICOS LTDA.**

Rua Pedro n.º 684 - Caixa Postal 17031 Tremembé

Fones 203-4392, 203-1592, 203-0777

CEP 02317 - São Paulo - SP

NOTICIÁRIO INDUSTRIAL



8ª FEIRA DA ELETRO-ELETRÔNICA
1ª FEIRA INTERNACIONAL DA ENERGIA

Realizou-se, entre 10 e 16 de abril próximo passado, no Parque Anhembi em São Paulo, a 8.ª Feira da Eletro-Eletrônica, sob os auspícios da Alcântara Machado Comércio e Empreendimentos Ltda. e com o patrocínio do Ministério das Minas e Energia, da Associação Brasileira da Indústria Elétrica e Eletrônica e do Sindicato da Indústria de Aparelhos Elétricos, Eletrônicos e Similares do Estado de São Paulo.

Desta vez, a Feira da Eletro-Eletrônica foi realizada em conjunto com a Feira Internacional da Energia, associação essa que julgamos bastante feliz dado o estreito relacionamento entre os três setores.

Dentre os expositores que se fizeram presentes no setor de Eletrônica tivemos oportunidade de visitar os seguintes:

ALFATRONIC — IMPORTAÇÃO, EXPORTAÇÃO E REPRESENTAÇÕES LTDA. — Expondo sua completa linha de interruptores de alavanca, interruptores de pressão, chaves comutadoras do tipo deslizante, de alavanca e "Thumbweel", etc., bem como acessórios de montagem. Esses componentes são fabricados pela C&K Components Inc. (U.S.A.). A Alfatronic representa também no Brasil as seguintes empresas: National Semiconductor, Inc. (semicondutores em geral); Hamlin, Inc. (interruptores eletro-magnéticos — "Reed Switches"); Saelectro Corporation (conectores para UHF); Erie Technological Products, Inc. (capacitores de cerâmica Red Cap, cristais osciladores, etc.); Krupp Widia Fabrik (núcleos de ferrite e materiais ferromagnéticos) e Elco Corporation (conectores para circuito impresso).

AMPLIMATIC — FÁBRICA NACIONAL DE SEMICONDUTORES LTDA. — A Amplimatic, bastante conhecida pela sua linha de antenas (VHF e UHF), "Boosters" e conversores para TV, expôs sua linha de antenas profissionais para telecomunicações em HF, VHF e UHF. Merece especial destaque sua nova antena parabólica para UHF (300 a 800 MHz); a principal característica dessa antena é ser totalmente desmontável, facilitando enormemente seu transporte para locais de difícil acesso.

ANTENAS THEVEAR — Expondo sua completa linha de antenas e acessórios para recepção de FM e TV, branco e preto e a cores. Antenas Yagui e antenas multi-bandas de 5 a 34 elementos, antenas internas, antenas telescópicas, antenas coletivas, "boosters", conversores, misturadores e centrais integradas para MATV e CATV. Além disso, uma grande variedade de acessórios mecânicos e eletrônicos foi exposta.

"ARTELCO" ARBELAIZ TELECOMUNICAÇÕES — IND. E COM. DE EQUIPAMENTOS LTDA. — Além da sua linha normal de equipamentos para telecomunicações, dentre os quais destacamos o transceptor BC-5 para a faixa do cidadão e o transceptor SSB-100 para comunicações comerciais, a Artelco apresentou na Feira seus novos lançamentos: um transceptor portátil ("Walkie-Talkie") para 27 MHz, leve, de pequenas dimensões, alimentado a pilhas e com 2 W de saída; uma antena móvel para 27 MHz, de dimensões reduzidas e com carga na base, que nada fica a dever às similares importadas.

BLUCIL INDÚSTRIA E COMÉRCIO LTDA. — Apresentou a linha de instrumentos eletrônicos de sua representada HEATHKIT (U.S.A.), bem como sua linha de instrumentos DYNATECH, dentre os quais destacamos: osciloscópios da série B5, portáteis, para uso geral, resposta de CC a 7 MHz, sincronismo automático gatilhado, tecnologia digital em estado sólido, fonte de referência calibrada em tensão e freqüência (1 kHz, 1 Vpp, onda quadrada); teste de transistores, FET, diodos, SCR, triacs e unijunções, medindo ganho e transcondutância sob diversas condições de trabalho; teste e restaurador de cinescópios que permite testar, restaurar e avaliar a vida útil de cinescópios branco e preto e a cores; fonte de alta tensão regulada e ajustável de 0 a 400 V, 0 a 100 mA (continuamente), 125 mA (intermitentemente); fonte de baixa tensão regulada e ajustável de 0 a 50 V, 1,5 A.

CETEISA — CENTRO TÉCNICO INDUSTRIAL SANTO AMARO LTDA. — Expôs sua linha de produtos especiais para fabricação, montagem e reparação de aparelhos eletrônicos: perfuradores para placas de circuito impresso, suportes para montagem ou reperação de placas de circuito impresso, suportes para ferros de soldar, dessoldadores automáticos e manuais, reguladores de solda automáticos e manuais, cortadores para placa de circuito impresso, canetas para traçado de circuito impresso, fonte estabilizada CC (1,5 a 12 V, 1 A), seguidor de sinais e injetor de sinais.

JOTO — OTTO & TERCILIO LTDA. — Mostrou sua linha completa de acessórios para eletrônica, tais como: pontas de prova, plugues e tomadas bipolares, tomadas DIN, interruptores de alavanca e de pressão, "olhos de boi", micro-chaves inversoras, suportes para cristais, porta-fusíveis, garras jacaré, bornes de pressão, pinças para teste, diais "vernier", pinos banana, terminais niquelados, bornes, conectores de baquelite, etc. De novidade vimos a nova linha de fusíveis produzidos pela FUSI-BRÁS FUSÍVEIS BRASILEIROS LTDA. (associada à JOTO). Trata-se de uma linha bastante ampla para eletrônica, instrumentação, telefonia e aplicações gerais. Os fusíveis são fabricados nos seguintes tipos de ação: super-rápida, rápida, normal e retardada. A gama de corrente abrange desde 50 mA até 35 A.

LABO ELETRÔNICA LTDA. — Apresentou a sua já bastante divulgada linha de instrumental para eletrônica. Dentre os novos lançamentos destacamos: osciloscópio portátil mod. 5106, de pequenas dimensões e peso reduzido (4,5 kg), com resposta desde CC até 12 MHz, deflexão vertical 2 mV/div. a 10 V/div., deflexão horizontal 1 V/div. e 5 V/div., sincronismo normal-TV-rede, calibração interna (1 Vpp), TRC retangular de 3 polegadas; osciloscópio mod. 5210, de duplo traço, com resposta desde CC até 15 MHz, deflexão vertical 5 mV/div. a 50 V/div., deflexão horizontal 1 V/div., e 5 V/div., sincronismo normal-TV-rede, calibração interna 5 (Vpp), TRC de 5 polegadas; freqüencímetro 7105, destinado à medição de freqüências desde 5 Hz até 50 MHz, com amplas aplicações em laboratórios e indústrias de eletrônica e eletrotécnica, controle, radioamadorismo, etc., leitura direta em kHz ou MHz com 6 dígitos, alta precisão graças à base de tempo controlada a cristal (1 MHz).

MALITRON — INDÚSTRIA E COMÉRCIO DE PRODUTOS ELETRO-ELETRÔNICOS LTDA. — Expôs a sua variada linha de produtos, devendo-se destacar: gerador de convergência (seu mais recente lançamento), do tamanho de uma calculadora de bolso, para ajustes de convergência estática e dinâmica, ajuste de linearidade horizontal e vertical, ajuste de centralização de quadro, com um total de 12 configurações de seleção digital; bancadas didáticas; kits de laboratórios eletrônicos; "Fotomalikit", para fabricação de circuito impresso; gerador de barras PAL-COLOR; "Quickboard" — máquina para gravação de circuitos impressos, para laboratórios e para fabricação de pequenas e médias quantidades; "Maliboard" — placa padronizada de circuito impresso; "Malibox" — caixas modulares de alumínio; relógio digital.

MULTI-KITS ELETRÔNICA LTDA. — Expôs sua vasta linha de kits de aparelhos e dispositivos eletrônicos especialmente destinados a estudantes e "hobbystas", destacando-se os kits de: televisão, receptor de rádio, amplificadores estereofônicos, pré-amplificadores, multímetro, comprovador dinâmico de transistores, injetor de sinais, etc. Especial destaque deve ser dado às caixas acústicas decorativas em forma de barril e de vaso flutuante que despertaram grande interesse dos visitantes, não só pelo aspecto original, de bom gosto e perfeito acabamento, como também pelo seu ótimo desempenho acústico.

RENÉ-GRAF IMPORTAÇÃO E REPRESENTAÇÕES S.A. — Apresentou sua tradicional e ampla linha de instrumentos de medição mecânicos, ópticos, elétricos e eletrônicos, de alta precisão e qualidade. No setor de instrumentos eletrônicos, especial destaque deve ser dado aos intrumentos TMK, KYORITSU e YOKOGAWA. Da TMK destacamos o teste de transistores modelo 168 (características principais: medição de I_{CBO}, I_{CES}, I_{CEO} e Beta, corrente de coletor 100 μA a 1 A, tensão de coletor 1 1/2 V, Beta de 1 a 100 e de 10 a 1 000, fuga de 5 μA a 1 A), e o teste e rejuvenescedor para cinescópios, modelo CRT-9A, destinado ao teste e rejuvenescimento de todos os tipos de cinescópios para branco e preto e a cores, inclusive os modernos cinescópios para TV portáteis. Da KYORITSU podemos mencionar a completa linha de instrumentos para painéis nos mais variados tamanhos e escalas, abrangendo uma ampla gama de tensões e correntes, incluindo "VU-meters", "S-meters", etc. Da YOKOGAWA destacamos os termômetros digitais, portáteis, miniatura; o modelo 2573 apresenta uma gama de medição de −60 a 500°C, com resolução de 1°C e precisão de ±2°C + 1 dígito, enquanto que o modelo 2574 apresenta uma gama de −50 a 150°C, com resolução de 0,1°C e precisão de ±0,5°C.

SCHRACK DO BRASIL EQUIPAMENTOS ELÉTRICOS S.A. — Exibiu sua completa linha de produtos: relés miniatura, relés para circuito impresso, relés de remanência, relés de comutação passo-a-passo, relés industriais, relés de sinalização, relés telefônicos, relés temporizados, interruptores de proximidade, chaves rotativas, comutadores multipolares, etc. Como destaque podemos citar os novos relés miniatura tipo ZK, com contactos bifurcais, e as novas chaves miniatura tipo CM, também com contactos bifurcais.

Ω

MONTE SEU FM MONO OU ESTÉREO

COM OS MÓDULOS UNITAC

COMPRE O MÓDULO QUE DESEJAR:

MONOBLOCO DE RF	Cr$	225,00
CANAL DE FI	Cr$	185,00
DECODIFICADOR	Cr$	233,00
FONTE DE ALIMENTAÇÃO	Cr$	242,00

Despesa de frete e correio — Cr$ 40,00 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

REVISTA MONITOR
DE RÁDIO E TELEVISÃO

REDAÇÃO E ADMINISTRAÇÃO

RUA TIMBIRAS, 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:
MOACYR JOSÉ GONÇALVES

Consultor Permanente:
NICOLÁS GOLDBERGER

Supervisor Técnico:
Eng.º ADALBERT W. MIEHE

Contacto:
CLÁUDIO R. RODRIGUES

Colaboram neste número:
Adolfo Toyomaro Ichiki
Aécio Flávio Baraldi Siqueira
Aquilino R. Leal
João Michel
Mário Jorge O. Tavares
Oscar J. Bonello
IBRAPE

Produção Gráfica
GRÁFICA OBJETIVO
Rua Salete, 378

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

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

CIRCULAÇÃO

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

Tiragem: 23 000 exemplares

ASSINATURAS:
1 ano ..... Cr$ 212,00
2 anos ..... Cr$ 413,00

Índice dos anunciantes

Alfatronic	9
"Artelco"	3
Atlas	14
Begli	83
Bernardino & Migliorato	12
Biasia	16
Bravox	2.ª capa
Cardeal	4
C. Div. Pinheiros	11, 81
Ceteisa	22
Constanta	13
Datatronix	22
Delta	7
Electra	11
Eletrônica Rudi	6
Fonecontrol	12
Icotron	15
Idim	67
Kasval	3.ª capa
Lifon	14
Litec	8, 82
Lojas do Livro Eletrônico	18
Magnasom	77
M. B.	10
Menta	10
Milton Molinari	17
Monitor Promoções	22
Multi Kits	21
National	16
Novik	5
Paulo C. Maldonado	82
Philco	4.ª capa
Polybest	2
Rádio Emegê	82
Radiotécnica Aurora	20, 68, 77, 80, 86
Renz	14
R-Ohm	19
Reparatur	82
Sincler	62
Telestasi	2
TMK	6
Transistécnica	1

Monitor

REVISTA MONITOR

de Rádio e Televisão

N.º 361
ANO XXXI
MAIO
1978

REGISTRO
336.P.209/73
DCDP - DPF

Fundada em outubro de 1947 por Nicolás Goldberger

Sumário

Espantar Pernilongos: Uma Outra Aplicação para o Integrado 555 23

Multivibradores: Biestável, Astável e Monoestável — Conclusão .. 26

ÁUDIO: Acústica das Salas de Audição 37
Redução da Realimentação Acústica por Meio do Deslocamento do Espectro de Áudio 43

Descargas Elétricas Atmosféricas 49

Curso de Instrumentação Eletrônica 53

Telecomunicações em Pauta — XXIII — Eletrônica (8) 55

TELEVISÃO: Utilização do Gerador Padrão de Barras Coloridas — Conclusão 63

NOSSA CAPA 69

As FASTs em Estado Sólido (Fontes de Alimentação sem Transformador em Estado Sólido) — Parte III 70

TESTE VOCÊ MESMO 78

NOTICIÁRIO INDUSTRIAL 84

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

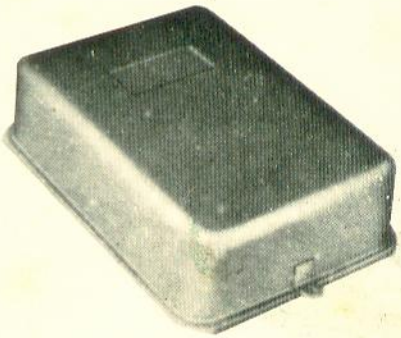
ESTAMPADOS PROFUNDOS PARA ESTICAR SEUS LUCROS !!

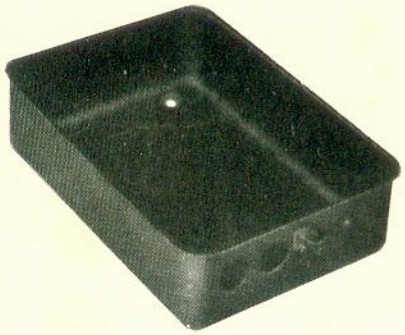
Sabemos muito bem o quanto custa a falta de um componente na hora em que se precisa dele. Os problemas de pontualidade e qualidade anualmente causam elevados prejuízos para as empresas montadoras.

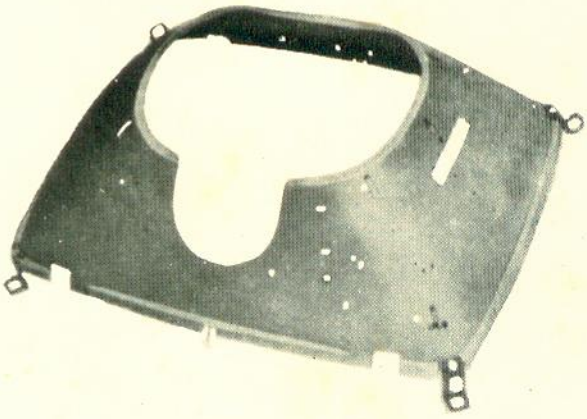
A **KASVAL**, ciente disto resolveu desde o início que isto não deveria mais acontecer, com componentes metálicos estampados, por isto, ela é hoje uma das mais bem equipadas indústrias fornecedoras das linhas de montagem do país.

A **KASVAL** não se limita a **"bater peças"** ela controla rigorosamente sua qualidade ela projeta e constrói seu ferramental, utilizando-se de uma sofisticada ferramentaria e de uma bem formada equipe de técnicos. Ela protege: pintando, galvanizando, controlando para que na hora da produção e da montagem seus clientes não tenham problemas.

Agora, a **KASVAL**, dando sequência ao seu contínuo programa de expansão instalou em sua nova fábrica, avançado equipamento hidráulico, para execução de repuxos profundos com a mesma eficiência e qualidade que caracteriza sua produção.



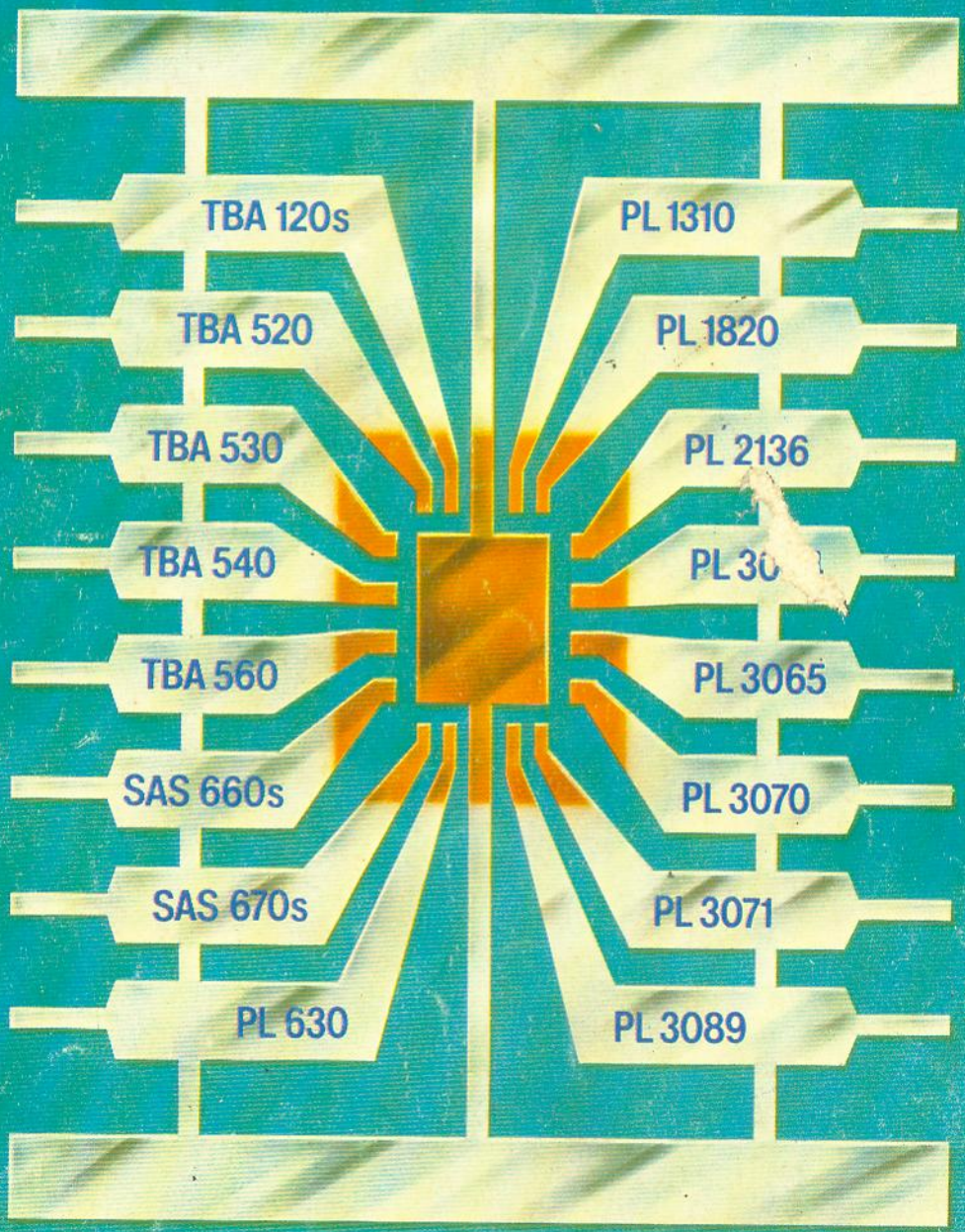




metalúrgica kasval

Rua Ourinhos, 196 - Vila Bertioga, São Paulo F. 273-1071 274-6796

PHILCO APRESENTA A MAIOR LINHA DE CIRCUITOS INTEGRADOS LINEARES FABRICADOS NO BRASIL.



Para maiores informações:
Philco Rádio e Televisão Ltda.
Fábrica de Semicondutores
Departamento de Vendas
Rua Guaicurus, 2001 - São Paulo
CEP 05084 - Caixa Postal 4753
Tel.: 245-5766

PHILCO Ford