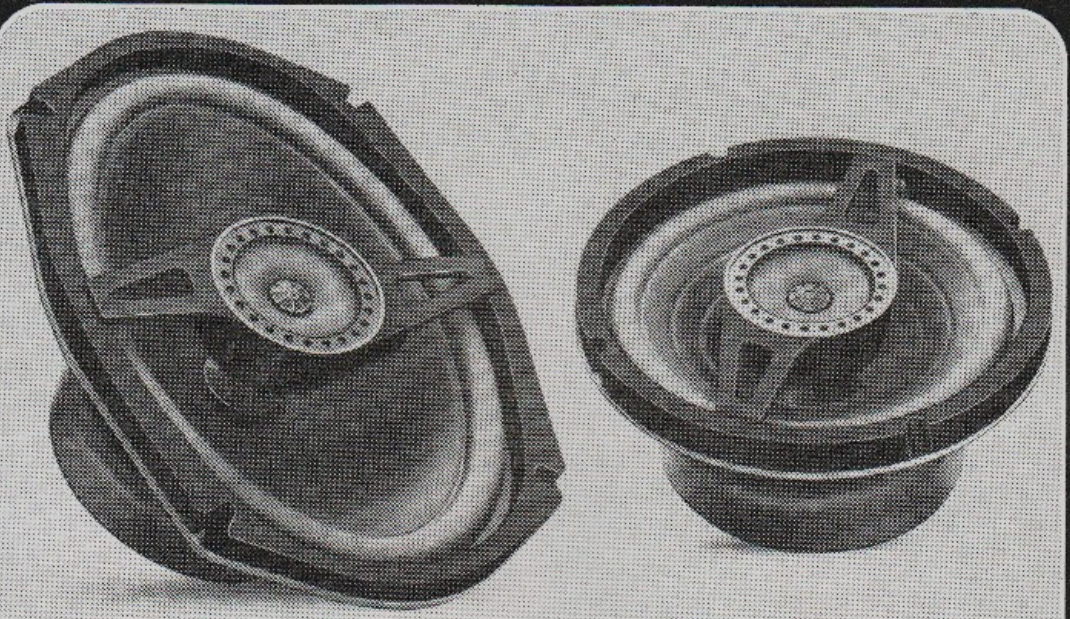
REVISTA MONITOR DE

RÁDIO e TELEVISÃO

MARÇO 1978 N.º 359 Cr$ 20,00

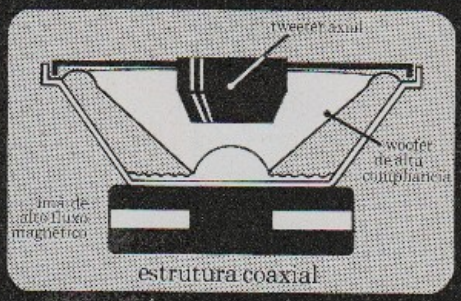


power line bravox



Modelo BC-69
40 WATTS

Modelo BC-6
35 WATTS



estrutura coaxial

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.

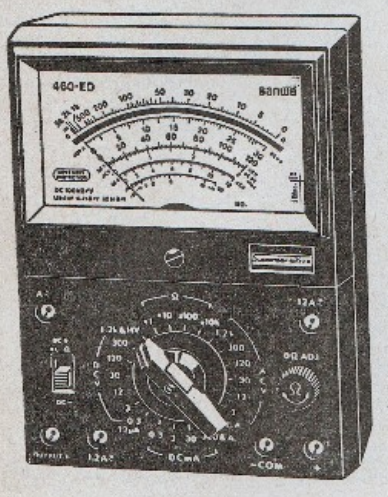
BRAVOX

altofalantes Bravox - a alma do som

ACCB

"CARDEAL" - MATERIAIS ELÉTRICOS S.A.

DISTRIBUIDOR EXCLUSIVO DOS INSTRUMENTOS SANWA



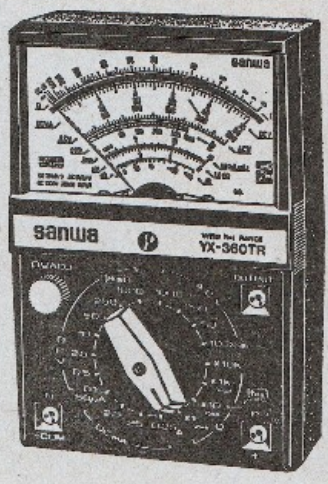
MULTÍMETRO 460-ED

DC VOLTS: 0-0,3/3/12/30/120/300 (100 k/Ω)
AC VOLTS: 0/3/12/30/120/300/ /1,2 k (5 kΩ/V)
CORRENTE DC: 0-12 μA — 0/ /0,2/3/30/300 mA
Ω: x 1, x 10, x 100, x 10 k
dB: —20 a +63



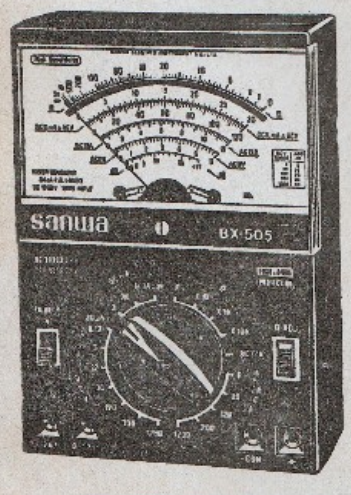
MULTÍMETRO CX-505

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



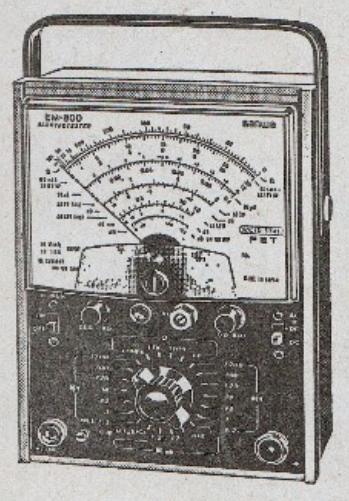
MULTÍMETRO YX — 360 TR

DC VOLTS: 0-0,1/0,5/2,5/10/50/ /250/1 000 (20 kΩ)
AC VOLTS: 0-10/50/250/1 000 (8 kΩ/V)
CORRENTE DC: 0-2,5/25 mA 0-0,25 A (100 mV & 250 mV)
Ω: x 1, x 10, x 1 k, x 10 k
dB: —10 a +62



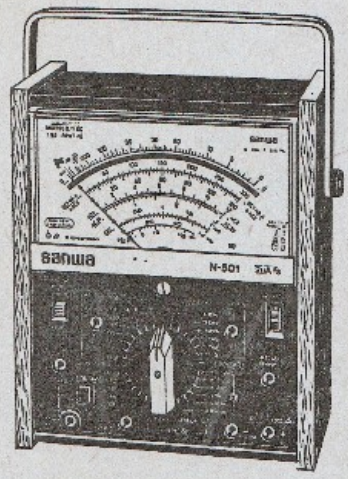
MULTÍMETRO BX-505

DC VOLTS: 0 — 0,12/3/12/30/120 300 V (33,3 kΩ/V)
0 — 1 200 V (8,3 kΩ/V)
AC VOLTS: 0 — 6/30/120/300/ 1 200 V (8 kΩ/V)
CORRENTE DC: 0 — 30 μA/ 3/30 mA
0 — 0,3/12 A
Ω: x 1, x 10, x 1 k, x 10 k
dB: —10 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



MULTÍMETRO N-501

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

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

Linear

LM, NE, µA, Cr$

300H	98,00	567N	89,00
301AH	18,00	703H	22,00
301AN	15,00	703N	18,00
302H	85,00	709H	22,00
304H	74,00	709N	22,00
305H	35,00	710H	28,00
307H	27,00	710N	28,00
307N	22,00	711H	30,00
308H	32,00	711N	23,00
308N	27,00	723H	20,00
309K	95,00	723N	15,00
310H	75,00	723H	300,00
310N	60,00	725N	180,00
311H	36,00	733N	35,00
311N	18,00	741H	18,00
312H	175,00	741N	10,00
313H	335,00	748N	18,00
316H	300,00	760N	120,00
317MP	98,00	78L5A	25,00
317T	120,00	78L12	25,00
318H	145,00	7805 = 340T5	
318N	128,00	7812 = 340T12	
319N	225,00	7815 = 340T15	
320MP5	95,00	7905CT	68,00
320MP12	95,00	7912CT	68,00
320T5	130,00	1303N	120,00
320T12	130,00	1307N	78,00
320T15	130,00	1310N	78,00
323K	185,00	1414N	49,00
324N	24,00	1458N	23,00
325N	165,00	1496J	88,00
326N	165,00	1514J	250,00
327N	165,00	1568H	150,00
328H	270,00	1800N	130,00
328DZ	180,00	1812N	410,00
335Z	70,00	1820N	100,00
340T5	55,00	1830N	125,00
340T12	55,00	1850N	100,00
340T15	55,00	2900N	55,00
340LA12	38,00	2907N-14	125,00
376N	27,00	2917N-8	120,00
380N	45,00	3065N	70,00
380N-8	39,00	3075N	150,00
382N	45,00	3900N	24,00
386N	78,00	3909N	50,00
387N	38,00	3911N	98,00
555N	11,00	4250H	250,00
556N	60,00	7523N	88,00
565N	70,00	7535N	88,00
566N	75,00	8700H	265,00

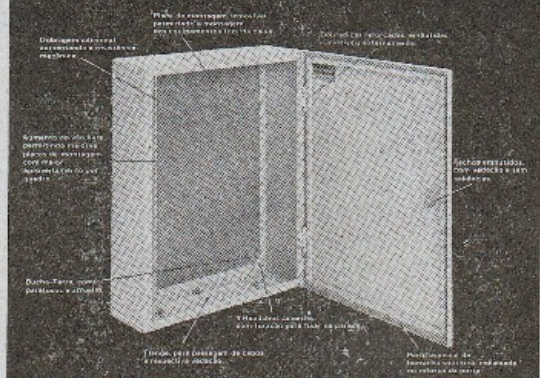
FONTE DE ALIMENTAÇÃO ESTABILIZADA 35 A 6



Orgulho p. ind. brasileira; porque? estabilização de voltagem com limitação de corrente; ajustes grosso e fino p/ reg. volt. e corrente; ampl. de ref., de erro e comp. temp. e freq. Circ. impr. em fibra vidro, plug-in de 22 pinos. 0-35V em duas escalas. 0-6A idem. Estabil. 0,01%; ripple: 0,05 V. Peso: 11kg; 11"/220V: $12.500,00

CAIXAS PARA MONTAGENS

ACABAMENTO PROFISSIONAL DE ALTA QUALIDADE

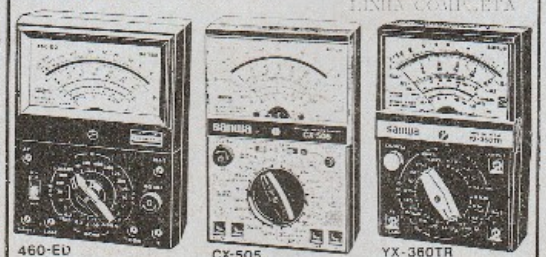


Tipo	Dimen. mm Alt.	Larg	C	Cr$
RR-01	380	320	170	$1.200,00
RR-03	480	380	170	$1.400,00
RR-05	600	480	170	$1.600,00
RR-07	760	480	220	$2.200,00
TT136	1300	600	400	$7.800,00
TT176	1700	600	400	$9.700,00

Fases de Acabamento: Preparo da chapa - Decapagem - Fosfatização quente em 8 banhos, espessura 5µ - Pintura com primer universal - Laquê de acabamento, totalizando 30µ com secagem em estufa - Em cores RAL 7032 cinza claro e RAL 2003 laranja.

INSTRUMENTOS SANWA

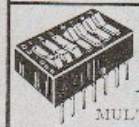
TEMOS A LINHA COMPLETA



460-ED 100kΩ/V; proteção p/varistor; inv. polaridade 22 escalas; 12µA a 12A; Robusto e de grande precisão. Uso profissional. $ 3.800,00

CX-505 50kΩ/V; inversor polaridade; esc. teste capacitor até 10 uF; resist. até 50M; 20 escalas. Muito sensível e preciso. $ 3.200,00

YX-360TR O mais vendido. 33kΩ/V; inversor polaridade; centro escala um 20kΩ 0,1 a 1200V; 30uA a 12A. AC isolado p/TV $ 2.200,00



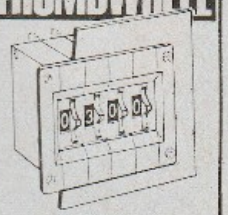
DIP SWITCHES
7 chaves $120,00
8 chaves $130,00

MULTI-TURN



0,75W; 100 ppm/°C; 15 voltas 3/4 x 1/4"
100r, 500r, 1k, 5k, 10k, 50k, 100k, 500k, 1Mohm, Cr$ 50,00 cada
idem de 25 voltas: $78 cada

THUMBWHEEL



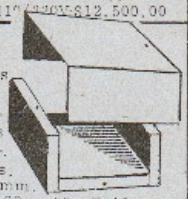
Dígito BCD ou Decimal $138,00 cada
Laterais $ 50,00 par
Divisões $ 40,00 cada
Espaçamento 40,00 cada

molex



Tira c/25 pinos $23,00
Rolo c/1000 pin. 440,00
Berço plástico (capa) p/Molex; 7 ou 8 pinos Cr$ 3,00 cada

CAIXAS DE ALUMÍNIO para montagens eletrônicas. Acompanha parafusos. Fáceis de serem furadas ou cortadas. Medidas em mm.



CA-1	45 x 60 x 130	Cr$25,00
CA-2	80 x 80 x 130	$50,00
CA-3	80 x 100 x 130	$65,00
CA-4	60 x 130 x 180	$78,00

REED-RELAY — SCHRACK
TODOS OS MODELOS OS MELHORES PREÇOS



BASE

Prático
Eficiente

Indispensável na bancada e nas linhas de montagem

com eficiente esponja limpadora do bico do soldador, mantendo-o sempre em condições ótimas de uso
Cr$285,00



SUPORTE PARA FERRO DE SOLDA

TRANSISTOR

Potência, Audio, Comutação

TIP29	NPN	40V	1A	$ 9,00
TIP29A	NPN	60V	1A	$ 9,50
TIP29B	NPN	80V	1A	$10,00
TIP29C	NPN	100V	1A	$11,00
TIP30	PNP	40V	1A	$ 9,50
TIP30A	PNP	60V	1A	$10,50
TIP30B	PNP	80V	1A	$11,50
TIP30C	PNP	100V	1A	$13,00
TIP31	NPN	40V	3A	$10,00
TIP31A	NPN	60V	3A	$11,00
TIP31B	NPN	80V	3A	$12,00
TIP31C	NPN	100V	3A	$14,00
TIP32	PNP	40V	3A	$16,00
TIP32A	PNP	60V	3A	$17,00
TIP32B	PNP	80V	3A	$18,00
TIP32C	PNP	100V	3A	$20,00
TIP33	NPN	40V	10A	$26,00
TIP33A	NPN	60V	10A	$28,00
TIP33B	NPN	80V	10A	$30,00
TIP33C	NPN	100V	10A	$33,00
TIP34	PNP	40V	10A	$32,00
TIP34A	PNP	60V	10A	$35,00
TIP34B	PNP	80V	10A	$37,00
TIP34C	PNP	100V	10A	$40,00
TIP35	NPN	40V	25A	$65,00
TIP35A	NPN	60V	25A	$68,00
TIP35B	NPN	80V	25A	$71,00
TIP35C	NPN	100V	25A	$75,00
TIP36	PNP	40V	25A	$72,00
TIP36A	PNP	60V	25A	$75,00
TIP36B	PNP	80V	25A	$78,00
TIP36C	PNP	100V	25A	$85,00
TIP41	NPN	40V	6A	$11,00
TIP41A	NPN	60V	6A	$13,00
TIP41B	NPN	80V	6A	$14,00
TIP41C	NPN	100V	6A	$16,00
TIP42	PNP	40V	6A	$19,00
TIP42A	PNP	60V	6A	$22,00
TIP42B	PNP	80V	6A	$25,00
TIP42C	PNP	100V	6A	$28,00
TIP47	NPN	250V	1A	$14,00
TIP48	NPN	300V	1A	$17,00
TIP49	NPN	350V	1A	$18,00
TIP50	NPN	400V	1A	$19,00
TIP51	NPN	450V	3A	$60,00
TIP52	NPN	500V	3A	$68,00
TIP53	NPN	550V	3A	$75,00
TIP54	NPN	600V	3A	$82,00

Darlington de Potência

TIP110	NPN	60V	2A	$15,00
TIP111	NPN	80V	2A	$18,00
TIP112	NPN	100V	2A	$22,00
TIP115	PNP	60V	2A	$19,00
TIP116	PNP	80V	2A	$23,00
TIP117	PNP	100V	2A	$25,00
TIP120	NPN	60V	5A	$25,00
TIP121	NPN	80V	5A	$28,00
TIP122	NPN	100V	5A	$32,00
TIP125	PNP	60V	5A	$28,00
TIP126	PNP	80V	5A	$32,00
TIP127	PNP	100V	5A	$35,00

SCR

TIC46	100V	0,8A	gate: 10uA	$25,00
TIC47	200V	0,8A	gate: 10uA	$28,00
TIC106B	200V	5A	1,3W	$18,00
TIC106D	400V	5A	1,3W	$25,00
TIC116B	200V	8A	5,0W	$26,00
TIC116D	400V	8A	5,0W	$32,00
TIC126B	200V	12A	5,0W	$28,00
TIC126D	400V	12A	5,0W	$36,00
TIC126M	600V	12A	5,0W	$60,00

TRIAC

TIC216B	200V	6A	$24,00
TIC216D	400V	6A	$27,00
TIC226B	200V	8A	$24,00
TIC226D	400V	8A	$27,00
TIC236B	200V	12A	$29,00
TIC236D	400V	12A	$33,00
TIC263B	200V	20A	$83,00
TIC263D	400V	20A	$86,00
TIC263M	600V	20A	$130,00

LS

	Cr$
74LS00	9,00
74LS02	12,00
74LS04	16,00
74LS08	12,00
74LS09	25,00
74LS10	12,00
74LS11	12,00
74LS13	28,00
74LS15	12,00
74LS20	12,00
74LS21	12,00
74LS22	15,00
74LS26	22,00
74LS27	15,00
74LS30	12,00
74LS32	14,00
74LS37	14,00
74LS38	18,00
74LS40	14,00
74LS42	45,00
74LS47	55,00
74LS51	12,00
74LS54	18,00
74LS73	32,00
74LS74	19,00
74LS75	28,00
74LS76	22,00
74LS78	35,00
74LS83	56,00
74LS85	65,00
74LS86	14,00
74LS90	28,00
74LS92	32,00
74LS93	28,00
74LS96	72,00
74LS107	16,00
74LS109	25,00
74LS112	15,00
74LS122	40,00
74LS123	32,00
74LS125	45,00
74LS126	45,00
74LS138	43,00
74LS139	43,00
74LS151	45,00
74LS156	45,00
74LS157	45,00
74LS161	49,00
74LS163	45,00
74LS164	87,00
74LS169	32,00
74LS173	90,00
74LS174	68,00
74LS175	45,00
74LS192	68,00
74LS193	68,00
74LS194	75,00
74LS195	39,00
74LS196	88,00
74LS197	85,00
74LS247	63,00
74LS259	65,00
74LS266	24,00
74LS273	48,00
74LS290	48,00
74LS295	98,00
74LS298	58,00
74LS324	42,00
74LS326	42,00
74LS352	31,00
74LS365	28,00
74LS366	32,00
74LS373	35,00
74LS377	49,00
74LS378	58,00
74LS386	38,00
74LS395	58,00
80LS95	29,00
80LS96	29,00
81LS96	52,00
81LS97	52,00
81LS98	52,00

KITS REPIL

KT-12-1 contador 0-9; ampliável. $120 p/ dígito.

KT-12-2 contador 0-9999. $450

KT-14-3 fonte aliment. 5/12V; 1,5A 5V estab. $420,00

KT-8 gerador funções 0,001Hz a 1 MHz. $560,00

KT-16 TV clock; mostra no canto da telev., h, min. e segundos. $1895.

KT-15 oscilador padrão 60Hz cristal; apenas 3x3cm Cr$ 320,00

KT-10 teste diodo c/1 só toque ident anodo e catodo. Cr$ 85,00

Aguarde. Saindo do prelo. Folha c/ especif. completa dos Kits Repil.

RELOGIO DIGITAL

Repil, introdutora no Brasil dos módulos. MA1003 lançado em Agosto 1977.



MA 1003

Controlado a cristal. Display fluorescente de .3"; 12VCC para uso em carro, barco, etc.

Apenas Cr$ 550,00

MÓDULOS PRONTOS USO IMEDIATO



MA1023

Permite alimentação da rede ou bateria 9VCC; possuç alarme p/despertador ou rádio-relógio. Display tipo LED.

Apenas Cr$ 850,00



Completo terminal de vídeo; 64 ou 32 caracteres por linha(16 linhas); CRT em 12 MHz; display 128-caracteres ASCII; duas páginas c/memória de 1k x 8-bit cada; operação c/display contínuo (tipo rolo ou scrolling) e por página; fundo preto, letras brancas ou reverso e ainda destaque reverso por setor ou palavra; letras maiúsculas ou minúsculas; teclado c/64 tecl; terminal em kit e CRT já montado; pronta entrega; mod. CT-64; Cr$ 39.800,00

Bloco p/projeto e desenho de circ. impresso e disposição experimental dos componentes. Impresso em verde p/fácil fotogr. fotolito.

QUADRICULADO



0,1"

Nos circ. integrados a padronização é em múltiplos de 0,1". Blocos c/100 fl. Cr$ 90,00



Genuino Teletype mod. 33 ASR, completo, com leitor e perfurador de fita, console e pedestal. Usado, mas completamente recondicionado nos USA e em atual estado de novo; somente a honestidade da Repil ou um técnico muito experiente poderia dizer tratar-se de unidade recondicionada. Pronta entrega. Cr$ 65.600,00

TTL

TTL	Cr$
7400	5,00
7401	6,60
7402	6,90
7403	6,90
7404	7,80
7405	7,80
7406	10,00
7407	10,00
7408	6,60
7409	6,60
7410	6,20
7411	8,00
7412	6,60
7413	12,40
7414	29,50
7416	9,30
7417	9,80
7420	6,20
7421	10,00
7422	12,00
7423	7,70
7425	7,70
7426	8,50
7427	9,50
7428	9,50
7430	8,20
7432	8,50
7433	8,50
7437	10,00
7438	11,00
7440	6,20
7441	45,00
7442	18,60
7443	45,80
7444	47,00
7445	30,00
7446	29,00
7447	26,00
7448	30,00
7450	6,60
7451	6,90
7453	6,90
7454	6,90
7460	6,90
7470	11,50
7472	9,50
7473	10,60
7474	10,60
7475	15,00
7476	11,80
7480	19,90
7481	30,00
7482	30,00
7483	28,00
7484	69,00
7485	32,00
7486	11,90
7489	98,00
7490	14,90
7491	28,00
7492	18,00
7493	17,00
7494	28,00
7495	18,00
7496	21,00
7497	95,00
74100	85,00
74104	23,00
74107	12,00
74108	72,00
74109	35,00
74110	25,00
74111	88,00
74118	68,00
74120	55,00
74121	11,00
74122	15,00
74123	22,00
74125	18,00
74126	18,00
74128	18,00
74132	21,00
74136	12,00
74141	45,00
74142	180,00
74148	18800
74145	28,00
74147	60,00
74148	45,00
74150	42,00
74151	32,00
74152	122,00
74153	32,00
74155	32,00
74156	65,00
74156	32,00
74157	29,00
74160	31,00
74161	31,00
74162	31,00
74163	31,00
74164	42,00
74165	42,00
74166	42,00
74167	95,00
74170	95,00
74173	49,00
74174	39,00
74175	36,00
74176	32,00
74177	82,00
74178	89,00
74179	99,00
74180	32,00
74181	99,00
74182	29,00
74184	65,00
74185	70,00
74188	280,00
74189	280,00
74190	45,00
74191	45,00
74192	42,00
74193	42,00
74194	39,00
74195	29,00
74196	28,00
74197	28,00
74198	68,00
74199	68,00
74211	65,00
74246	59,00
74248	56,00
74251	59,00
74265	42,00
74278	79,00
74279	40,00
74283	56,00
74290	42,00
74293	42,00
74298	49,00
74365	39,00
74366	39,00
74376	52,00
74390	55,00
74393	60,00
74425	36,00
74426	36,00

CMOS

4000CN	12,00
4001BN	9,50
4001CN	9,50
4002CN	11,00
4006CN	32,00
4007CN	11,00
4008BN	28,00
4008CN	38,00
4009CN	29,00
4010CN	15,00
4011BN	11,00
4011CN	11,00
4012CN	11,00
4013BN	19,00
4013CN	19,00
4014CN	45,00
4015CN	45,00
4016CN	19,00
4017BN	35,00
4017CN	38,00
4018BN	42,00
4018CN	42,00
4019BN	24,00
4019CN	24,00
4020BN	38,00
4020CN	38,00
4021CN	38,00
4022BN	39,00
4022CN	39,00
4023BN	11,00
4023CN	11,00
4024BN	38,00
4024CN	38,00
4025BN	11,00
4027BN	27,00
4027CN	27,00
4028BN	35,00
4028CN	35,00
4029BN	38,00
4029CN	39,00
4030CN	17,00
4031BN	95,00
4031CN	95,00
4034BN	95,00
4035BN	33,00
4035CN	33,00
4040BN	45,00
4040CN	45,00
4041BN	48,00
4041CN	45,00
4042BN	48,00
4042CN	48,00
4043CN	39,00
4044CN	27,00
4046BN	32,00
4047BN	45,00
4047CN	45,00
4048BN	18,00
4048CN	18,00
4049CN	19,00
4050BN	28,00
4050CN	28,00
4051BN	33,00
4051CN	33,00
4052BN	31,00
4052CN	31,00
4053BN	31,00
4053CN	31,00
4060BN	65,00
4066BN	21,00
4066CN	21,00
4069CN	11,00
4070BN	13,00
4070CN	13,00
4071BN	11,00
4072BN	13,00
4073BN	13,00
4075BN	13,00
4076BN	45,00
4078BN	13,00
4081BN	13,00
4082BN	13,00
4089BN	38,00
4093BN	26,00
4099BN	95,00
40106BN	30,00
40160BN	62,00
40161BN	62,00
40162BN	62,00
40163BN	62,00
40174BN	62,00
40175BN	62,00
40192BN	37,00
40193BN	37,00
40195BN	39,00
4503BN	25,00
4503CN	25,00
4507BN	28,00
4507CN	28,00
4510BN	37,00
4510CN	37,00
4511BN	37,00
4511CN	37,00
4512CN	37,00
4514BN	98,00
4515BN	98,00
4516BN	45,00
4516CN	45,00
4518BN	45,00
4518CN	45,00
4519BN	45,00
4520BN	45,00
4520CN	45,00
4527BN	45,00
4543BN	95,00
4584BN	45,00
4723BN	65,00
4724BN	65,00

SOQUETE P/TESTE ZERO FORÇA



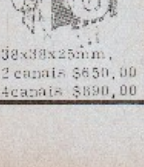
da TENTOOL, 16-pinos $ 6000 24-pinos $120000 40-pinos $150000

CONFIRME

OS PREÇOS ANUNCIADOS pela REPIL são REALMENTE VÁLIDOS

JOYSTICK!

Transdutor movimento circular em saídas X, Y através pot. 100k. Aplic.: contr. remoto, TVgame, posicionamentos.



38x38x25mm. 2 canais $650,00 4 canais $890,00

ANALIZADOR LÓGICO



Mostra em osciloscópio e domínio do (128-bit, 8x16) tabela-verdade sist. lógicos TTL, CMOS, MOS, UTL em cerf-put., ROM, RAM, registers, I/O sequencias, Hexadecimal ou octal. Mesma classe que HP. Modelo 100 em kit. Pronta entrega. Cr$12.500,00. Repil distribuidor exclusivo Paratronics.

PARATRONICS, INC.

REPIL LTDA.

Cx. Postal 20609
S. PAULO-SP

especializada em Eletrônica DIGITAL

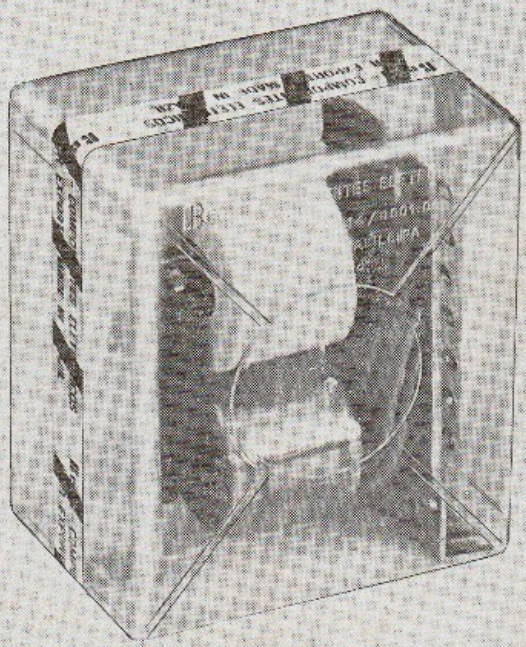
RUA AURORA 279

FONES 221-2456 220-4529 222-2672

A validade dos Preços desta lista é para Janeiro, Fevereiro e Março de 1978. A Repil garante que durante o período acima, os preços não sofrerão aumento, podendo todavia, BAIXAREM em função da variação do mercado. Garantia da Repil.

AGORA VOCÊ VÊ O QUE ESTÁ COMPRANDO

CONSERVANDO
PERMANENTEMENTE
CONTRA A UMIDADE



Vendas:
299-1000

Begli IND. DE COMPONENTES ELETRÔNICOS LTDA.

Rua Pedro, 684 - Caixa Postal 17 031 - Tremembé
Fones: 203-4392 - 203-1592 - 298-0937
CEP 02371 - São Paulo - SP

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

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 DETETORES 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 P/ O SEU MULTÍMETRO	Cr$ 80,00
101 USOS P/ O SEU OSCILOSCÓPIO	Cr$ 80,00
120 ESQUEMAS DE RÁDIO-RECEPTORES	Cr$ 105,00
COMO PROJETAR ÁUDIOI-AMPLIFICADORES	Cr$ 75,00
COMPÊNDIO DE CURIOSIDADES ELETRÔNICAS	Cr$ 100,00
COMPONENTES ELETRÔNICOS: É fácil compreendê-los	Cr$ 75,00
CURSO DE ELETRÔNICA —	
CURSO PROFISSIONAL MONTADOR DE ANTENAS DE TELEVISÃO — Lições n°s 1, 2 e 3 — cada	Cr$ 30,00
CURSO SIMPLIFICADO P/ 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$ 70,00
TRANSISTORES-EQUIVALENCIAS (Esp.)	Cr$ 138,00
TUDO SOBRE ANTENAS DE TV	Cr$ 80,00

PERFEITO SISTEMA DE REEMBOLSO POSTAL

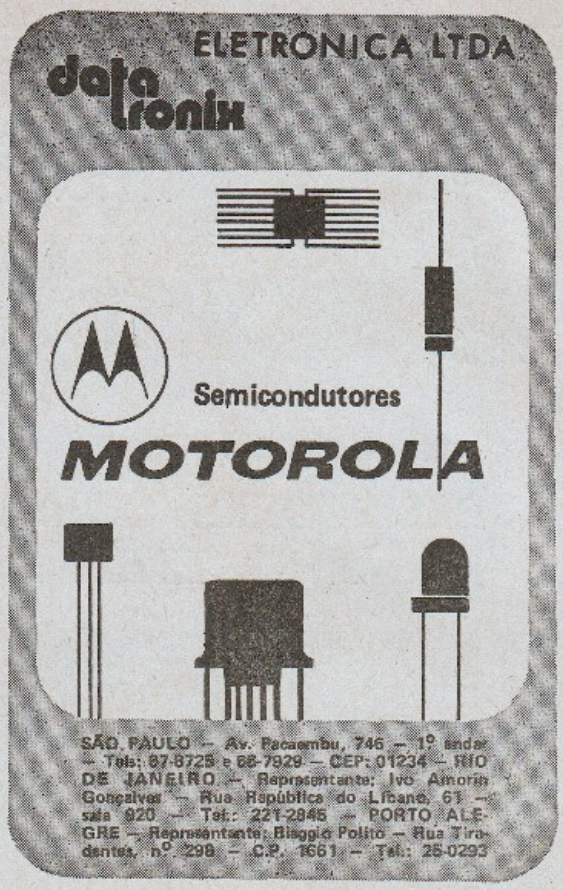
EDITORA TÉCNICA

ELECTRA LTDA.

Av. Rio Branco, 37 — 2° andar

Fone: 233-3343 — Rio de Janeiro — RJ

GRÁTIS: Solicite nossa lista geral de livros.



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

TRANSISTÉCNICA
a solução para seu problema de componentes

Transistores!

Circuitos Integrados!

Peças!...
Philco

p/ melhores preços da praça

* 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

DISTRIBUIMOS DAS MELHORES MARCAS NACIONAIS E IMPORTADOS
CONDIÇÕES ESPECIAIS NO ATACADO

não atendemos por reembolso

TRANSISTÉCNICA
ELETRÔNICA LTDA.

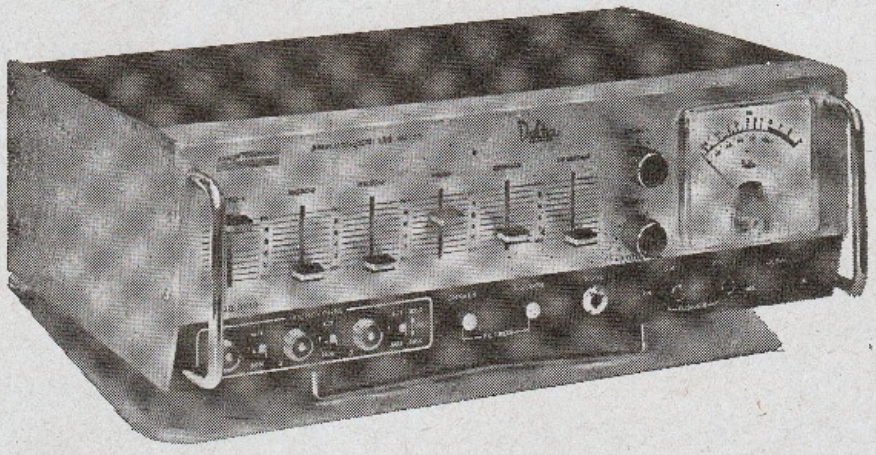
01208 - R. DOS TIMBIRAS, 215 a 217
(Esquina R. Sta. Ifigênia)
FONES: 221-0098 - 221-1355
S. PAULO - SP

120 WATTS RMS (180 W IHF)
RESPOSTA 25 Hz A 20 000 Hz (± 1 dB)
SÃO ALGUMAS DAS CARACTERÍSTICAS
DESTE NOVO LANÇAMENTO

Delta

LINHA PROFISSIONAL

MOD. 9120



É MAIS UM PRODUTO DELTA
PARA SUBSTITUIR OS MELHORES
APARELHOS IMPORTADOS

Fabricado e garantido por

DELTA S. A. INDÚSTRIA E COMÉRCIO DE APARELHOS ELETRÔNICOS

CAIXA POSTAL 2 520 — SÃO PAULO — SP



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".**

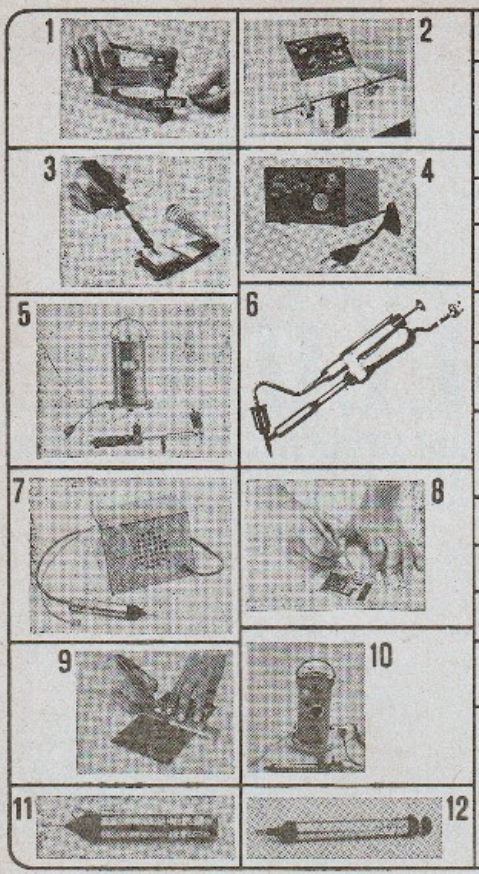
ESCREVA PARA:

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.



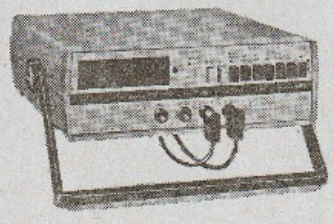
1 PERFURADOR DE PLACA	Fura com incrível rapidez, perfeição e simplicidade placas de circuito impresso.
2. SUPORTE DE PLACA	Mantém firme a placa. Torna o manuseio da mesma bem mais prático seja na montagem, conserto, experiência etc...
3. SUPORTE PARA FERRO	Coloca mais ordem e segurança na bancada. Com esponja para limpeza do bico.
4. FONTE ESTABILIZADA DC	Fornece tensões fixas e ajustáveis de 1,5 a 12 VDC. Corrente de saída 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 québra-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

ATENÇÃO!

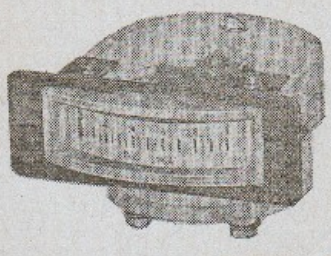




MULTITESTER — MULTÍMETRO DIGITAL — MILIAMPERÍMETRO — VOLTÍMETRO — AMPERÍMETRO — MEGÔHMETRO — TERRÔMETRO

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.



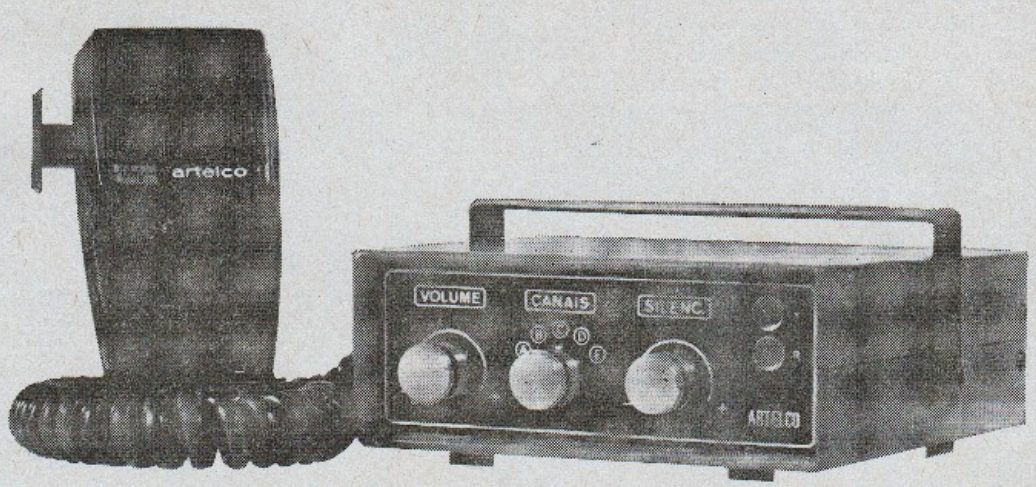
— DESDE 1944 SERVINDO NOSSOS CLIENTES E AMIGOS —

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

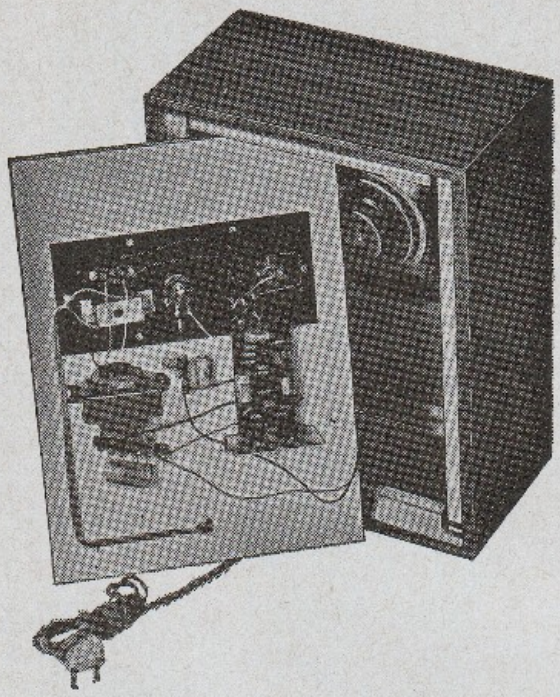
"ARTELCO" Arbelaiz Telecomunicações Ind. e Com. de Equipamentos Ltda.

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

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.

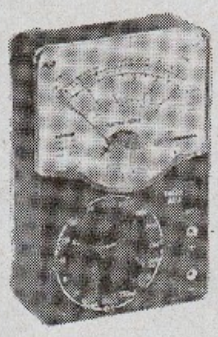
DE FACÍLIMA MONTAGEM, É UM AGRADÁVEL PASSA-TEMPO PARA POSSUIDORES DE GRAVADORES MINI-CASSETTE, TOCA-DISCOS, MICROFONES, RÁDIOS, TELEVISORES PORTÁTEIS, ETC., OU MESMO PARA QUEM POSSUA EQUIPAMENTOS ESTEREOFÔNICOS.

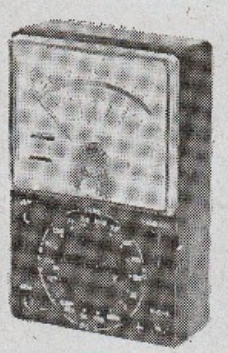


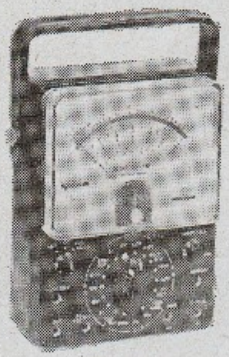
PREÇO:
COMPLETO S/ CAIXA Cr$ 550,00
COMPLETO C/ CAIXA Cr$ 800,00

RADIOTÉCNICA AURORA LTDA.
01208 — Rua dos Timbiras, 263 — Caixa Postal 5009 — São Paulo - SP

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.

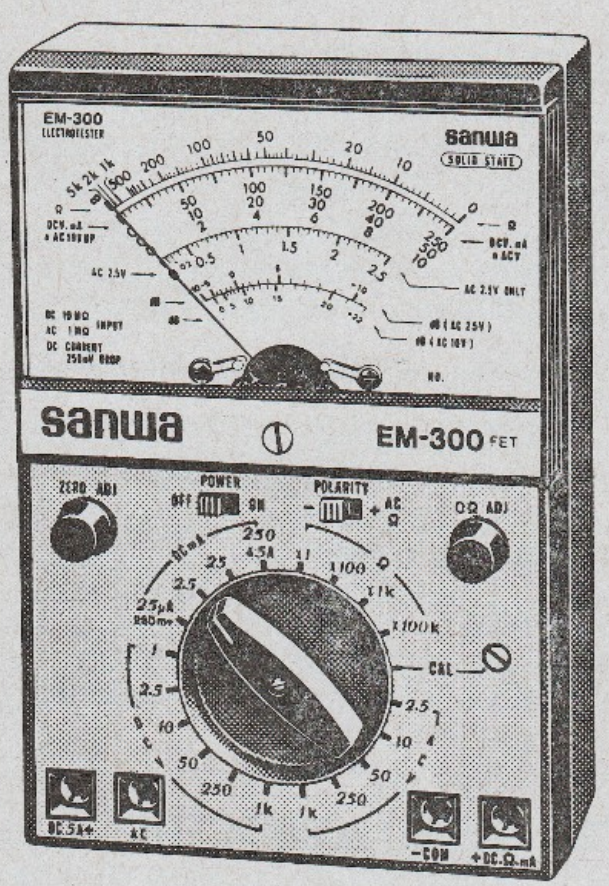
AV. REBOUÇAS, 1164 — 5º ANDAR — SALA 52 — FONE: 280-9474 — SÃO PAULO - SP

AV. FRANCISCO GLICÉRIO, 610 — SOBRELOJA — FONE: 80-066 — CAMPINAS - SP

"CARDEAL" - MATERIAIS ELÉTRICOS S.A.

DISTRIBUIDOR EXCLUSIVO DOS INSTRUMENTOS SANWA

MULTÍMETRO EM-300



- Mínima dissipação de corrente — 2,5 μA para 2,5 V AC & 0,1 μA para 1 V DC
- Calibração automática de sensibilidade — Bateria de mercúrio incorporada.
- Chave de inversão de polaridade — Medições negativas & leitura de nulo.
- Alta gama de resistências — 500 MΩ, utilizando uma única pilha de 1,5 V.

DCV: 0-250 m (10 kΩ) 0-1-2-5-10-50-250-1 000 (10 MΩ) $\pm$ 4% 25 kΩ c/ ponta AT

DCA: 0-25 μA 0-2.5-25-250 mA 0-5 A (250 mV) $\pm$ 4%.

ACV: 0-2.5-10-50-250 1 kΩ (1 MΩ) $\pm$ 4% Freq. 20 Hz a 500 kHz a 2,5 V.

Ω: x1, x100, x1 k (máx. 500 M).

dB: —10 a +22.

Bat.: 1,5 V x 3 & 1.3 V.

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

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.

C&K COMPONENTS, INC.

INTERRUPTORES — A MAIS COMPLETA LINHA DE INTERRUPTORES MINIATURA DE ALTA QUALIDADE — CHAVES DE ALAVANCA, BASCULANTES, TECLAS PLÁSTICAS 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

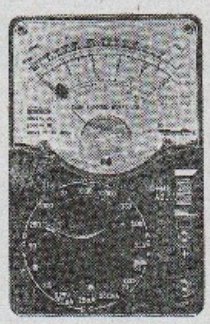
Tel.: PBX 282-0915 - 280-3520 - 280-3526 — TELEX (011) 24317

ESTUDANTES E TÉCNICOS DE RÁDIO E TV!!

MULTITESTERS "KAISE"

SK-20

130 × 86 × 38 mm



20 000 Ω/V DC

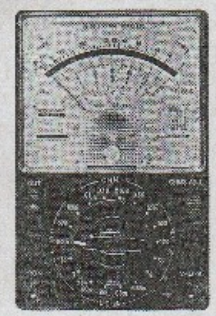
10 000 Ω/V AC

Resist. 7 kΩ - 7 MΩ

Cr$ 790,00

SK-110

148 × 96 × 45 mm



30 000 Ω/V DC

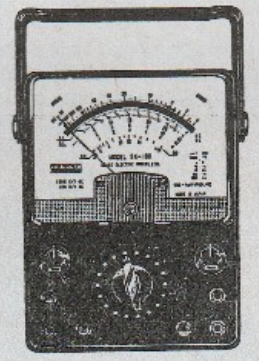
10 000 Ω/V AC

Resist. 8 kΩ - 8 MΩ

Cr$ 990,00

SK-100

180 × 135 × 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: 280-9474 — C.P. 11.205 — S. Paulo - SP

CENTRO DE DIVULGAÇÃO TÉC. ELETRÔN. PINHEIROS

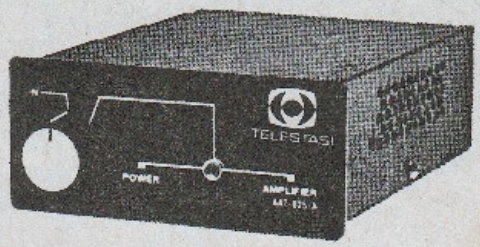
NOME: _____

ENDEREÇO: _____

03-M-78

SK

A DIFERENÇA ENTRE UM SOM ACANHADO E UM SOM AMPLIFICADO



Auto Amplificador Estéreo AAT-025

O SOM BIG

Você já imaginou o som do seu rádio ou toca-fitas com a potência elevada para **25 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.

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 25 W com carga de 3,2 ohms
- Resposta de freqüência 20 a 30 000 Hz
- Distorção harmônica 0,5% a 25 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 25 W — 2 A

Sem transformador de saída

para uma melhor qualidade sonora (resposta plana)

Amplificadores para carros e ônibus

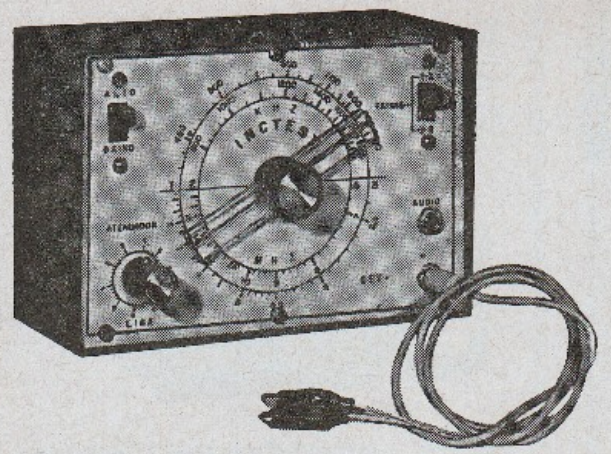
UM PRODUTO PATENTEADO

TELESTASI

Ind. Eletrônica de Rádio e Televisão TELESTASI Ltda.

Rua Clemente Bonifácio, 80

Fone: 274-9333 — S. Paulo



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.

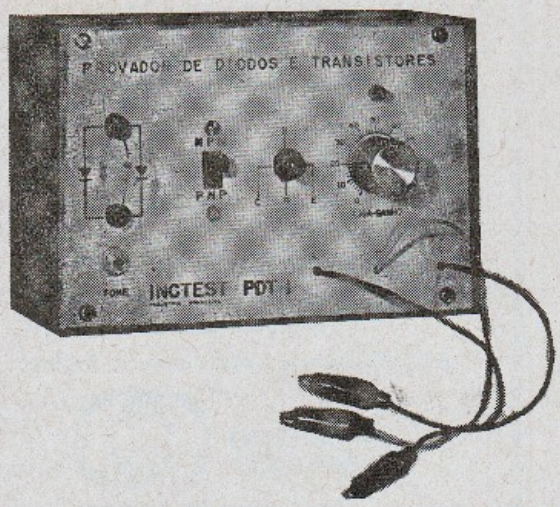
Faixas de ondas

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$ 30,00 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 TAMBEM 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$ 30,00 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

Litec

RUA DOS TIMBIRAS, 257

Caixa Postal 30 869 - 01000 - São Paulo

LIVRARIA EDITORA TÉCNICA LTDA.

Tel. 220-8983

NOVIDADES E REPOSIÇÕES

HANDBOOK OF INTEGRATED CIRCUITS OPERATIONAL AMPLIFIERS — Rutkowski. Cr$ 528,00

MICROCOMPUTER/MICROPROCESSORS: Hardware, Software and Applications — Hilburn & Julich. Cr$ 644,00

MINICOMPUTER SYSTEMS — Weitzman. Cr$ 644,00

MICROPROCESSOR SYSTEMS DESIGN — Klingman. Cr$ 644,00

MINICOMPUTER SYSTEMS — Eckhouse. Cr$ 644,00

MANUAL FOR INTEGRATED CIRCUITS USER's — Lenk. Cr$ 594,00

MANUAL FOR MOS USER's — Lenk. Cr$ 594,00

LOGIC DESIGNER's MANUAL — Lenk. Cr$ 627,00

SOLID-STATE DEVICES AND APPLICATIONS — Driscoll & Coughlin. Cr$ 545,00

COMPUTER DATA BASE ORGANIZATION — Martin. Cr$ 875,00

HANDBOOK OF MICROWAVE TECHNIQUES AND EQUIPMENT — Thomas. Cr$ 660,00

MICROWAVE THEORY AND APPLICATIONS — Hewlett Packard Company. Cr$ 594,00

FREQUENCY MODULATION RECEIVERS — Cook & Liff. Cr$ 594,00

NOISE SOURCES: Characterization, Measurements — Van der Ziel. Cr$ 495,00

SOLID-STATE CIRCUIT DESIGN USER's MANUAL — Mandl. Cr$ 594,00

ELETRÔNICA MÉDICA

MEDICAL EQUIPMENT SERVICE MANUAL — Biloon. Cr$ 627,00

BIOMEDICAL INSTRUMENTATION AND MEASUREMENTS — Cromwell. Cr$ 660,00

MEDICAL INSTRUMENTATION FOR HEALT CARE — Cromwell. Cr$ 627,00

HANDBOOK OF BIOMEDICAL INSTRUMENTATION AND MEASUREMENTS — Thomas. Cr$ 990,00

MEDICINE AND CLINICAL ENGINEERING — Jacobson & Webster. Cr$ 825,00

SERVICING BIOMEDICAL EQUIPMENT — Kanter. Cr$ 182,00

MEDICAL INSTRUMENTATION & ELECTRICAL SAFETY — Hoenig & Scott. Cr$ 361,00

INTRODUCTION TO BIOMEDICAL ELECTRONICS — Bukstein. Cr$ 198,00

PRINCIPLES OF APPLIED BIOMEDICAL INSTRUMENTATION — Geddes & Baker. Cr$ 784,00

SERVICING ELECTROCARDIOGRAPHS — Kanter. Cr$ 427,00

PRINCIPLES OF DIAGNOSTIC X-RAY APPARATUS — Hill. Cr$ 300,00

INTRODUÇÃO À TÉCNICA RADIOGRÁFICA — Hoxter — Siemens AG. Cr$ 110,00

ELECTRONICA BIOLOGICA Y MEDICA — Stacy. Cr$ 87,00

TRANSDUCTORES Y MEDIDORES ELECTRONICOS — Mundo Electronico. Cr$ 480,00

TRANSDUCERS FOR BIOMEDICAL MEASUREMENTS — Cobbold. Cr$ 825,00

ELETRÔNICA GERAL

BASIC TELEVISION — PRINCIPLES AND SERVICING — B. Grob. Cr$ 285,00

FIELDS AND WAVES IN COMMUNICATION ELECTRONICS — Ramo. Cr$ 357,00

ONDAS ELECTROMAGNETICAS Y SISTEMAS RADIANTES — Jordan & Balmain. Cr$ 545,00

ONDAS ELETROMAGNÉTICAS — Freire e Diniz. Cr$ 90,00

ENGINEERING ELECTROMAGNETICS — Hayt Jr. Cr$ 267,00

ELECTROMAGNETICS — Kraus & Carver. Cr$ 338,00

ELECTRONIC COMMUNICATION SYSTEMS — Kennedy. Cr$ 308,00

INTRODUCCIÓN A LA TEORIA Y SISTEMAS DE COMUNICACION — Lathi. Cr$ 297,00

COMPLEMENTOS DE TELECOMUNICAÇÕES — Picquenard. Cr$ 210,00

PRINCÍPIOS DE TELECOMUNICAÇÕES — Melo. Cr$ 120,00

COMMUNICATION SYSTEMS — Carlson. Cr$ 277,00

PRINCIPLES OF COMMUNICATION SYSTEMS — Taub & Schilling. Cr$ 267,00

INFORMATION TRANSMISSION, MODULATION AND NOISE — Schwartz. Cr$ 277,00

ENGINEERING ELECTRONICS — Ryder. Cr$ 206,00

ELECTRONIC AND RADIO ENGINEERING — Terman. Cr$ 285,00

SOLID STATE ELECTRONIC CIRCUITS — Manera. Cr$ 308,00

INTEGRATED ELECTRONICS — Milman & Halkias. Cr$ 285,00

OPERATIONAL AMPLIFIERS — Design and Applications — Tobey. Cr$ 244,00

APPLICATIONS OF OPERATIONAL AMPLIFIERS — Graeme. Cr$ 236,00

THE DESIGN OF DIGITAL SYSTEMS — Peatman. Cr$ 267,00

INTRODUCTION TO SWITCHING THEORY & LOGICAL DESIGN — Hill & Pederson. Cr$ 419,00

SUBSISTEMAS DIGITAIS E CIRCUITOS DE PULSO — Zuffo. Vol. 1 Cr$ 198,00 Vol. 2 Cr$ 138,00

SISTEMAS ELETRÔNICOS DIGITAIS — Zuffo — 2 vols. — CADA Cr$ 136,00

PROJETO DE COMPUTADORES DIGITAIS — Langdon & Fregni. Cr$ 142,00

INTRODUÇÃO À ELETRÔNICA DIGITAL — Moura Relvas. Cr$ 255,00

PRINCÍPIOS DE ELETRÔNICA — Gray & Searle — em 3 vols.

Vol. 1 — Eletrônica Básica — Física dos Semicondutores. Cr$ 156,00

Vol. 2 — Circuitos Eletrônicos 1º Cr$ 86,00

Vol. 3 — Circuitos Elétrônicos 2º Cr$ 98,00

PREÇOS SUJEITOS A ALTERAÇÃO

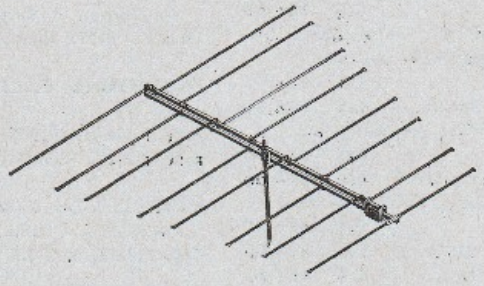
ATENDIMENTO PELO REEMBOLSO: despachamos via VARIG (só para as cidades servidas por esta companhia) ou pelo correio normal. Cobramos despesas de despacho de Cr$ 5,00 por livro, mais o frete. PAGAMENTO ANTECIPADO: envio de cheque pagável em São Paulo ou Vale Postal. Acrescentar Cr$ 5,00 por título solicitado;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

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 necessária 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 - Fones: 292-9579 - 93-2382 - 292-7398 - S. Paulo - SP
Guararema — SP: Rua João de Melo, 245

GRANDE SORTIMENTO

Transistores de Germânio
Transistores de Silício
Circuitos Integrados
Diodos M.A.T.
Diodos Retificadores

Seletores de Canais
Conversores UHF
Soldadores t/Tipos
Soldas
Válvulas t/Marcas
Potenciômetros
Alto-falantes

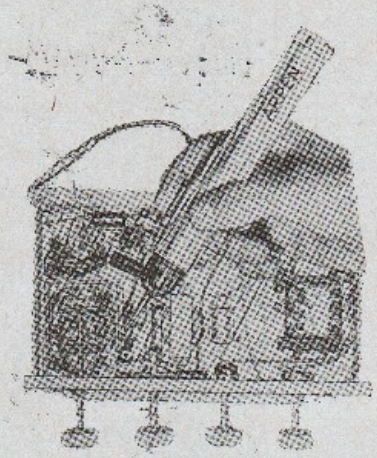
Amplificadores
Gravadores
Fitas Virgens
Fitas Gravadas
Agulhas, Cristais
Cápsulas Magnéticas

Venda no Atacado e Varejo

Eletrônica RUDI

FONES: 221-1376 - 221-1387 — RUA STA. IFIGÊNIA, 379
01207 — SÃO PAULO - SP

INJETOR DE SINAIS ARPEN



Com o novo 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

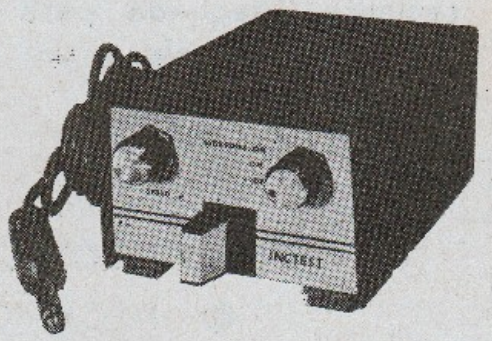
Permite manipular com perfeição, mantendo espaçamento correto entre pontos e traços.

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

CENTRO DE DIVULGAÇÃO TÉCNICO ELETRÔNICO PINHEIROS

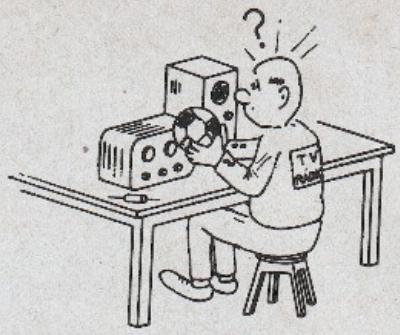
VENDAS PELO REEMBOLSO AÉREO E POSTAL — CAIXA POSTAL 11 205 — FONE: 280-9474

Nome: .....

Endereço: .....

Enviar: ☐ Injetor de sinais ☐ Kit amplif. áudio ☐ Manipulador eletrônico

UM PROFISSIONAL SEM FERRAMENTAS ADEQUADAS É O MESMO QUE UM CRAQUE SEM BOLA!





VICTOR T. MAURI & CIA. LTDA., a mais antiga e completa loja de ferramentas da Santa Ifigênia, tem a ferramenta adequada para o profissional consciencioso, qualquer que seja o seu ramo:

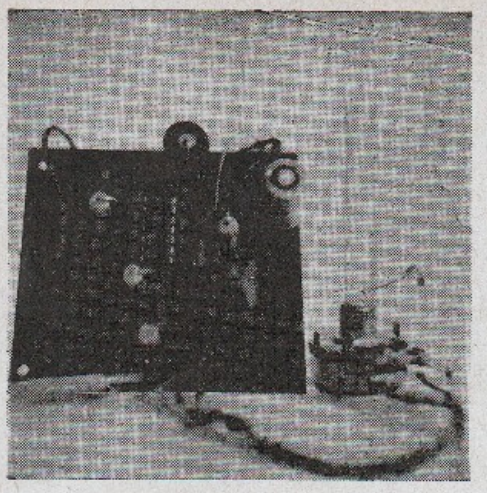
- ELETRÔNICA
- TELEFONIA
- ELETROTÉCNICA
- MECÂNICA FINA
- MECÂNICA DE AUTOMÓVEIS
- MECÂNICA PESADA, etc.

Distribuidor das melhores ferramentas:

CRESCENT (alicates) — LUFKIN (trenas) — NICHOLSON (limas) — WELLER (ferros de soldar) — XCELITE (chaves de fenda) — KF (limas)

VICTOR T. MAURI & CIA. LTDA.

RUA SANTA IFIGENIA, 289 — CEP 01207 — FONE: 221-4812 — SÃO PAULO — SP



AMPLIFICADOR DE 8 W COM CIRCUITO INTEGRADO

Jomar Napoleão da Silva

Introdução

O circuito que passaremos a descrever é um amplificador de potência integrado capaz de fornecer 8 watts RMS, empregando estágio de saída em ponte. Na verdade, o projeto consiste de apenas um circuito integrado associado a alguns poucos componentes.

Princípio de funcionamento

O circuito integrado empregado é o LM378. Trata-se de um amplificador de potência duplo, de alta qualidade, com dois canais que podem entregar 4 W RMS a uma carga de 8 ou 16 ohms. Conectando-se os dois canais em ponte teremos um amplificador de 8 watts.

Os amplificadores em ponte nada mais são do que dois amplificadores classe B ligados em contrafase. Pela fig. 1 podemos notar que a entrada B é invertida em relação à entrada A, gerando, após a saída, as correntes I_A e I_B na carga.

No semi-ciclo negativo temos T_B e T_C saturados e T_A e T_D em corte, aparecendo na carga uma tensão igual a $-V_{cc}$. No semi-ciclo positivo temos T_A e T_D conduzindo e T_B e T_C cortados, resultando $+V_{cc}$ na carga (fig. 2). Deste modo, teremos em um ciclo uma tensão pico-a-pico de 2 V_{cc} sobre a carga; logo, podemos concluir que em um amplificador em ponte a potência é 4 vezes maior do que em um amplificador classe B de mesmas características.

$$P_{max.\ classe\ B} = \frac{V_{cc}^2}{8\ (R_L\ 2\ R_e)}$$

$$P_{max.\ ponte} = \frac{(2\ V_{cc})^2}{8\ (R_L\ 2\ R_e)} = \frac{4\ V_{cc}^2}{8\ (R_L\ 2\ R_e)}$$

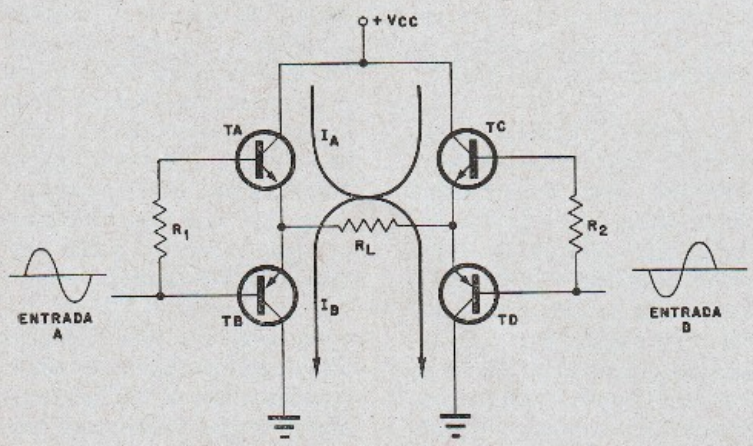
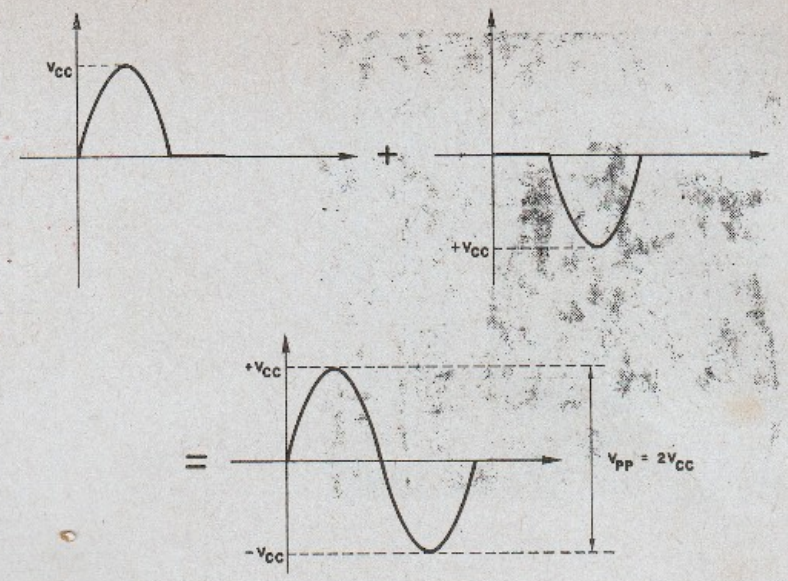


Figura 1

Estágio de saída em ponte.

Figura 2

Composição dos sinais na carga.



Dentre as vantagens principais desta configuração podemos destacar:

a) a tensão de ondulação ("ripple") da fonte é anulada na carga, permitindo o emprego de fontes mais simples;
b) as tensões de alimentação são mais baixas em relação a amplificadores classe B de mesma potência

Características do circuito integrado LM378

Ganho de malha aberta	A_{vo} 90 dB típico
Potência de saída	4 W por canal
Rejeição de "ripple"	70 dB
Separação entre canais	75 dB
Impedância de entrada	3 MΩ
Tensão de alimentação	mín. 10 V; máx. 35 V
Temperatura de operação	0°C a 70°C
Temperatura máxima de junção	150°C
Distorção harmônica (f = 1 kHz)	0,1% sob 2 W/canal
Estabilização interna	
Polarização auto-centrada	
Limitação de corrente interna	
Proteção térmica	

Características de dissipação	
a) dissipador infinito	13,4°C/W
b) dissipador de 0,02" de espessura e área de 10 pol.²	21°C/W
c) apenas a placa impressa	29°C/W
d) ar livre	58°C/W

Circuito

Na fig. 3 temos o diagrama esquemático do circuito que passaremos a descrever.

Cada amplificador pode ser tratado como um amplificador diferencial isolado; assim, o sinal de entrada é entregue ao pino 9, que é a entrada não inversora do amplificador 2 (1/2 LM378). No pino 13, sua saída, obtemos um sinal não invertido amplificado e que, através de R_4, R_2 e C_1, é enviado à entrada inversora do amplificador 2 (1/2 LM378).

O pino 1 é a entrada de polarização cuja corrente típica é 100 nA. Esta polarização é obtida do próprio sinal de entrada, cujo valor médio é fornecido pela rede R_3 C_4; utilizamos esta tensão para polarizarmos a entrada não inversora do amplificador 1. Com esta configuração, este amplificador age como um inversor de fase do sinal em 7 (entrada inversora). Deste modo, facilmente podemos concluir que o amplificador 2 fornece uma saída não invertida em relação à entrada, ao passo que o amplificador 1 o faz de maneira inversa; isto configura o amplificador em ponte descrito anteriormente.

Os resistores R_4 e R_5 fornecem realimentação negativa; a alimentação é feita pelo pino 14, sendo C_3 um filtro adi-

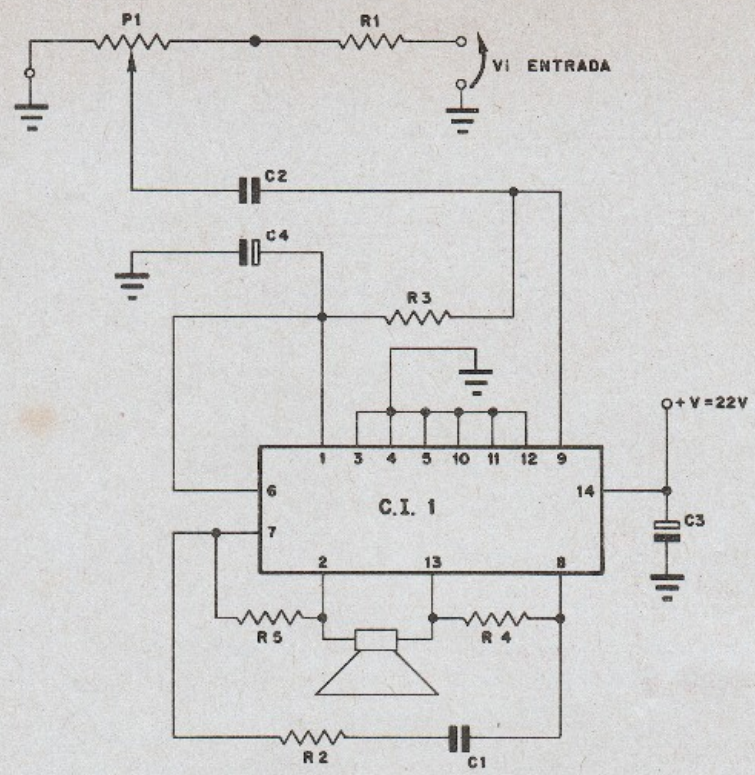


Figura 3

Diagrama esquemático.

cional para a tensão de fonte. Esta alimentação é de 22 V, sendo possível utilizarem-se tensões menores (até cerca de 12 V), embora com isto a potência de saída diminua.

Montagem

A montagem é extremamente simples e sem mistérios. Nas figs. 4 e 5 temos os desenhos da placa de circuito impresso, do lado cobreado e do lado dos componentes. Recomendamos cuidado quando soldar o CI, a fim de não danificá-lo; a utilização de soquete para o CI é bastante recomendável a fim de se evitarem problemas de super-aquecimento durante a soldagem.

Na fig. 6 temos a vista superior do LM378, mostrando a disposição dos pinos e, na fig. 7, temos a organização interna, em blocos, deste CI.

Na montagem do protótipo, soldamos os resistores e capacitores em pé e o desenho do circuito impresso foi feito com este objetivo; os capacitores, de preferência, devem ser do tipo especial para circuitos impressos, com os dois terminais na base.

É importante não aterrar nenhum dos terminais do alto-falante sob pena de danificar o integrado.

Conclusão

Chega a ser espantoso que este simples "circuitinho" possa fornecer 8 W a uma carga; durante os testes que fizemos, com sinal proveniente de um

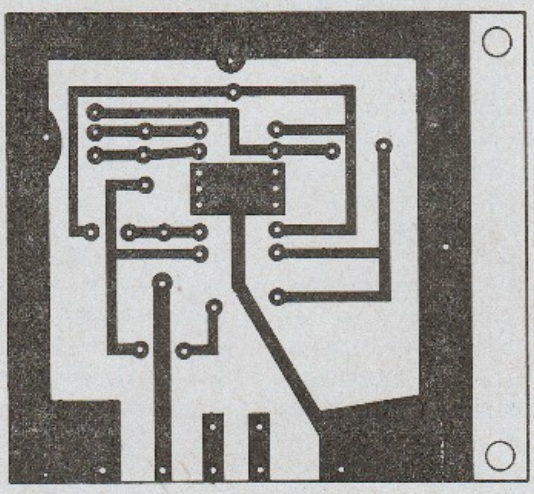


Figura 4

Placa de circuito impresso em tamanho natural, vista do lado do cobre.

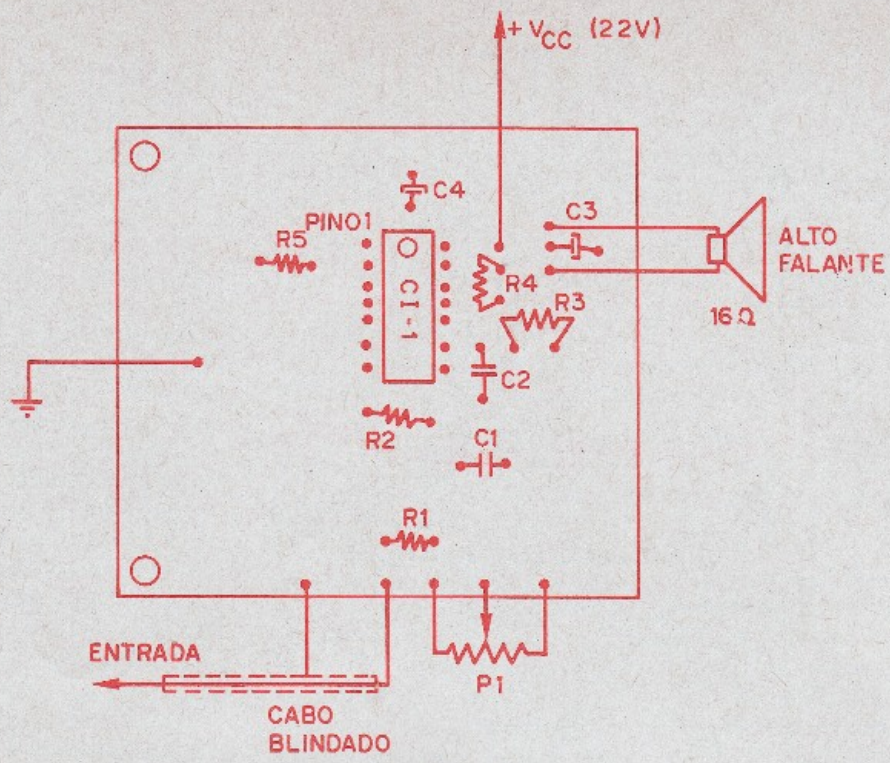


Figura 5

Placa de circuito impresso vista do lado dos componentes.

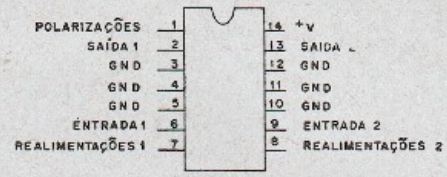


Figura 6

Vista superior do CI LM378.

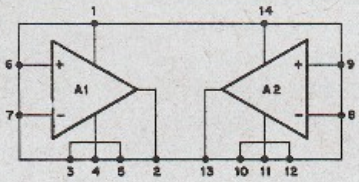


Figura 7

Organização interna do LM378.

"tape-deck", notamos que o aquecimento do integrado é bastante pequeno, mesmo utilizando-se apenas a placa impressa como dissipador, embora para uso contínuo seja recomendável o uso de um dissipador.

Este circuito tem inúmeras aplicações, dentre as quais sugerimos:

— sistemas de som residenciais (com duas unidades desta temos um excelente amplificador estéreo de 16 W);
— auto-rádios;
— amplificador para sintonizadores AM-FM;
— sistemas de som multi-canais;
— projetores sonoros de filmes;
— gravadores e toca-fitas.

Lista de componentes

CI-1 — LM378 (National)
R_1 — 470 kΩ — 5% — 1/4 W
R_2 — 10 kΩ — 5% — 1/4 W
R_3 — 100 kΩ — 5% — 1/4 W
R_4, R_5 — 390 kΩ — 5% — 1/4 W
C_1 — 0,47 μF — 160 V — poliéster ou cerâmica
C_2 — 0,1 μF — 160 V — poliéster ou cerâmica
C_3 — 100 μF — 25 V — eletrolítico
C_4 — 250 μF — 25 V — eletrolítico
P1 — potenciômetro linear — 10 kΩ

Bibliografia

Boletim Informativo Icotron nº 10
Linear Data Book — National

Teste de Semicondutores com o Multímetro

Fábio Serra Flosi *

INTRODUÇÃO

A secção ohmímetro de um multímetro (ou multiteste), quando utilizada corretamente, permite que se façam diversos tipos de testes em componentes semicondutores. Trabalhos a esse respeito têm sido publicados freqüentemente na literatura especializada em eletrônica; como exemplo citamos o artigo "Identificação do Tipo e dos Terminais de um Transistor", da Revista nº 341 (setembro de 1976), página 86. Nos testes mencionados, caso não sejam tomadas certas precauções básicas, os resultados obtidos poderão ser totalmente falsos; além disso, o componente que está sendo provado também poderá sofrer sérios danos.

No texto que segue veremos como obter as três características elétricas principais de um ohmímetro, que são:

— polaridade das pontas de prova — para se testar componentes semicondutores é preciso saber qual das pontas de prova do multímetro (a vermelha ou a preta) está conectada ao pólo positivo ou ao pólo negativo da bateria interna do ohmímetro;

— tensão da bateria do ohmímetro (Eb) — em circuito aberto, isto é, quando as pontas de prova estão separadas, a tensão que aparece entre elas é igual à tensão da bateria interna do ohmímetro; o conhecimento do valor dessa tensão, nos diversos alcances do instrumento, é muito importante quando se vai testar a "resistência inversa" de uma junção PN;

— intensidade da corrente de curto-circuito (Ic) — em curto-circuito, isto é, quando as pontas de prova estão em contacto, a corrente que circula por elas é máxima; o conhecimento da intensidade dessa corrente, nos diversos alcances de medição do instrumento, é muito útil quando se vai testar a "resistência direta" de uma junção PN.

De posse dessas três características elétricas do ohmímetro, poderemos determinar quais são os alcances "mais seguros" e, assim, testar qualquer tipo de componente semicondutor sem correr o risco de danificá-lo.

AS JUNÇÕES PN

De um modo geral, os componentes semicondutores (transistores, diodos, tiristores, etc.) são constituídos de junções PN; maiores detalhes sobre este assunto podem ser obtidos no artigo "Telecomunicações em Pauta — XI — Eletrônica (1)", na Revista nº 345 (janeiro de 1977), página 50. Como exemplos de junções PN podemos citar a junção base-emissor (ou base-coletor) de um transistor bipolar, a junção porta-catodo de um retificador controlado de silício (ou SCR), a junção base-emissor de um transistor unijunção (ou UJT), etc.

Na fig. 1 mostramos como uma junção PN se comporta quando polarizada no "sentido direto" e no "sentido inverso".

* **Da MKE Ltda.**
Laboratório de Eletrônica

A ligação série da bateria Eb, do galvanômetro G e do resistor Ri constitui, de um modo bastante simplificado, o circuito interno de um ohmímetro (retângulo tracejado na fig. 1).

Quando uma junção PN está polarizada no sentido direto, como na fig. 1-A (pólo positivo da bateria Eb ligado ao cristal "P"), a resistência ôhmica apresentada pela junção (resistência direta) será bastante reduzida. Isto faz com que a corrente que atravessa tal junção tenha uma intensidade relativamente alta, sendo limitada apenas pela resistência interna (Ri) do ohmímetro: quanto menor Ri, tanto maior a intensidade daquela corrente; caso essa intensidade seja muito superior ao limite máximo especificado pelo fabricante, a junção PN irá aquecer-se em demasia e o componente semicondutor poderá sofrer sérios danos.

Quando uma junção PN está polarizada no sentido inverso, como na fig. 1-B (pólo negativo da bateria Eb ligado ao cristal "P"), a resistência ôhmica apresentada pela junção (resistência inversa) será bastante elevada. Isto faz com que a corrente que atravessa tal junção tenha uma intensidade bastante reduzida. Na situação de polarização inversa, quanto menor a resistência interna do ohmímetro, tanto maior a tensão inversa aplicada à junção PN; caso o valor dessa tensão inversa seja muito superior ao limite máximo especificado pelo fabricante, poderá ocorrer a ruptura da junção (por efeito avalanche), destruindo o componente semicondutor.

POLARIDADE DAS PONTAS DE PROVA

Os multímetros normalmente possuem dois terminais

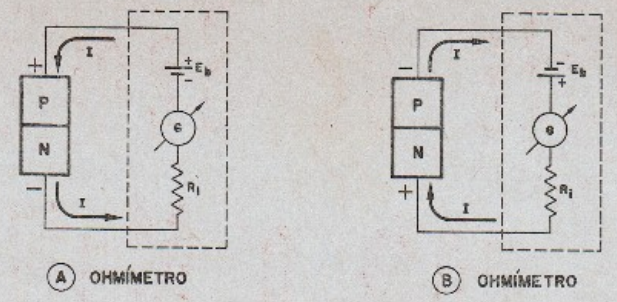


Figura 1

Junção PN polarizada no sentido direto (A) e no sentido inverso (B).

marcados com os símbolos (—) e (+), onde são encaixadas as pontas de prova preta e vermelha, respectivamente; essa é a polaridade correta na medição de correntes e tensões contínuas. Para a medição de resistências, na grande maioria dos multímetros a polaridade das pontas de prova não coincide com aquela existente no painel do instrumento.

Um método bem simples e rápido, para a determinação da polaridade das pontas de prova de um ohmímetro, consiste em se fazer uma consulta ao diagrama esquemático do instrumento, normalmente anexado ao "manual de instruções de operação" que acompanha o multímetro. A título de ilustração, na fig. 2 apresentamos o diagrama esquemático do multímetro KAISE SK-110, de uso bastante difundido em nosso meio. Como podemos observar nesse esquema, o aparelho utiliza uma bateria de 3 V (duas pilhas secas de 1,5 V ligadas em série), sendo que o seu pólo negativo está conectado ao terminal (+) do multímetro; isto ocorre em todos os alcances do ohmímetro (R × 1, R × 10, R × 100, R × 1 k). É aconselhável colocar alguma identificação nos terminais do multímetro (+Ω e —Ω, por exemplo), pois assim já saberemos qual é a polaridade do ohmímetro quando formos utilizá-lo no teste de componentes semicondutores.

Um segundo método, ilustrado na fig. 3, utiliza um multímetro auxiliar que funciona como voltímetro CC. As pontas de prova do multímetro 1 são conectadas aos terminais do multímetro 2, de modo que o ponteiro do instrumento que funciona como voltímetro CC se desloque para o lado direito; caso isto não ocorra (se o ponteiro mover-se para o lado esquerdo), deve-se inverter a posição das pontas de prova nos terminais do ohmímetro. Feito isso o terminal positivo do ohmímetro (+Ω) será aquele onde estiver conectada a ponta de prova vermelha do voltímetro CC.

Este segundo método deve ser aplicado em todos os alcances do ohmímetro, a partir do menor (R × 1, R × 10, R × 100, etc.), para termos certeza de que a polaridade obtida é a mesma em todos eles. Convém mencionar que certos multímetros empregam uma bateria adicional nos alcances mais elevados (R × 10 k e R × 100 k, geralmente), com tensões que vão desde 6 V até 30 V (um valor muito comum é 22,5 V); assim, quando formos verificar a polaridade do ohmímetro nesses casos, é aconselhável utilizar

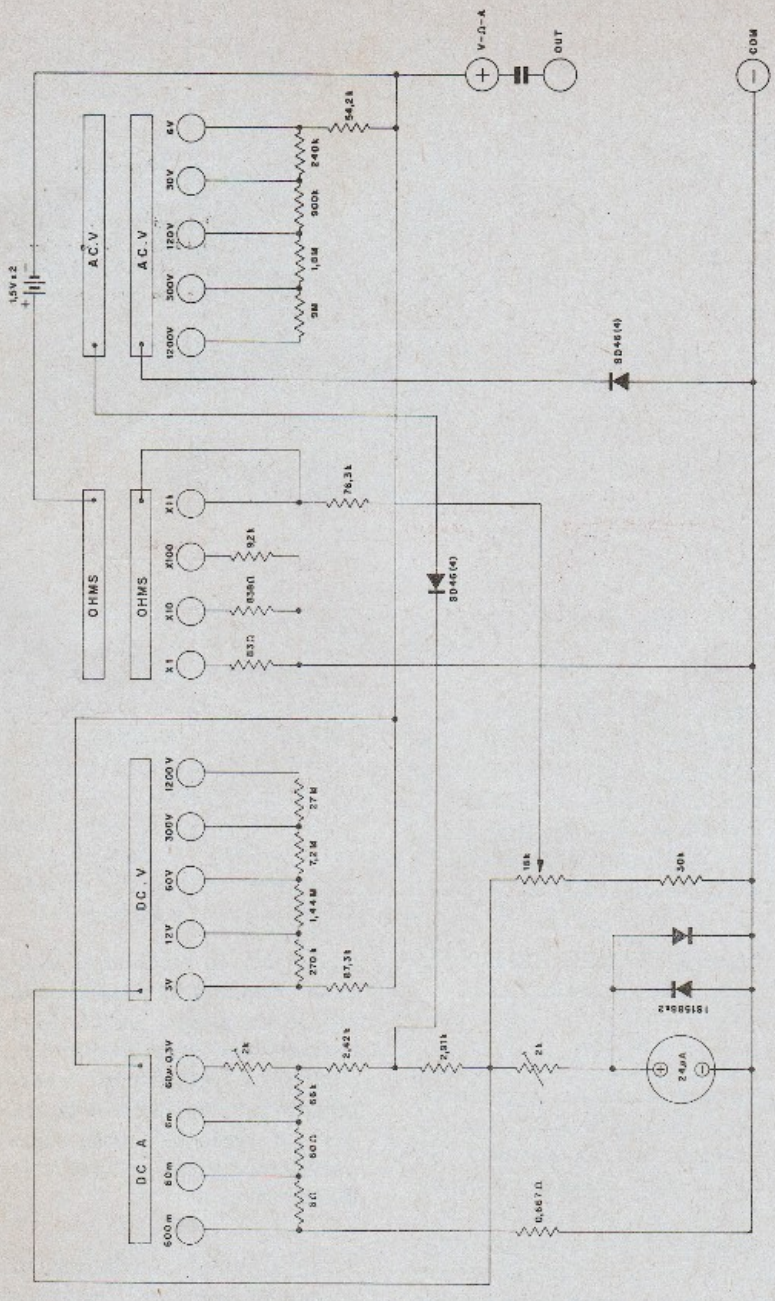


Figura 2

Diagrama esquemático do multímetro KAISE SK-110.

o voltímetro DC num alcance mais alto (50 V DC, por exemplo).

Um terceiro método, ilustrado na fig. 4, utiliza um diodo semicondutor do tipo empregado em circuitos retificadores (BY127, 1N4004, etc.), que esteja em bom estado e cujos terminais (anodo e catodo) sejam perfeitamente conhecidos. De início, com a chave seletora na posição R × 1, encostam-se as pontas de prova do ohmímetro nos terminais do diodo, de tal forma que o ponteiro do medidor se desloque para o lado direito da escala, indicando uma resistência bem pequena (da ordem de alguns ohms); caso o ponteiro permaneça no lado esquerdo da escala, indicando uma alta resistência, inverte-se a posição das pontas de prova conectadas aos terminais do diodo.

Na situação em que o ohmímetro indicou uma resistência reduzida, concluimos que o diodo (que na realidade é uma junção PN) encontra-se polarizado no sentido direto; assim, o terminal positivo do ohmímetro (+Ω) será aquele conectado ao anodo do diodo (que é um cristal "P"). Em nosso exemplo (fig. 4), a ponta de prova preta corresponde ao pólo positivo do ohmímetro.

Este terceiro método também deve ser aplicado nos demais alcances (R × 10, R × 100, etc.), para verificarmos se a polaridade obtida se mantém nesses alcances.

TENSÃO DA BATERIA DO OHMÍMETRO (Eb)

O método mais simples e rápido para se determinar o valor da tensão fornecida pela bateria interna de um ohmímetro, nos seus diversos alcances, é a consulta ao diagrama esquemático do aparelho. Por exemplo, analisando o esquema do multímetro KAISE SK-110 (fig. 2), concluimos facilmente que a tensão Eb é de 3 V, em todos os alcances de medição desse instrumento (R × 1, R × 10, R × 100, R × 1 k).

Um segundo método, quando não se dispõe do diagrama esquemático do aparelho, consiste em se medir diretamente o valor da tensão Eb com o auxílio de um outro multímetro, no mesmo instante em que estivermos determinando a polaridade do ohmímetro; a disposição dos instrumentos é aquela mostrada na fig. 3. Nes-

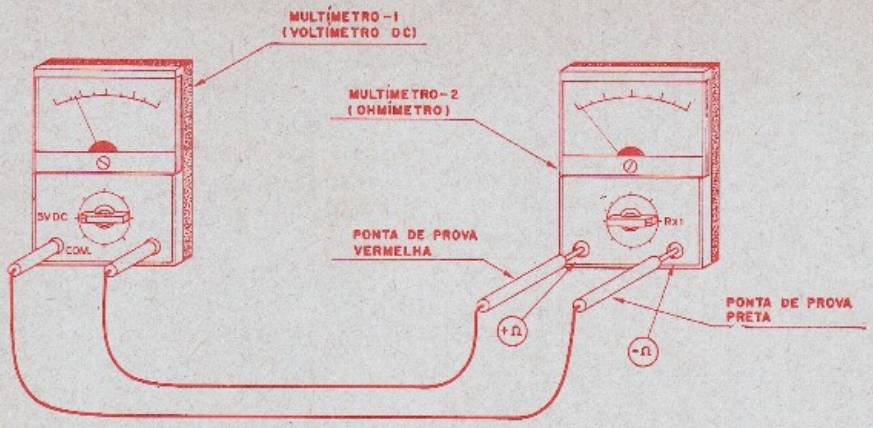


Figura 3

Determinando a polaridade do ohmímetro com o auxílio de outro multímetro.

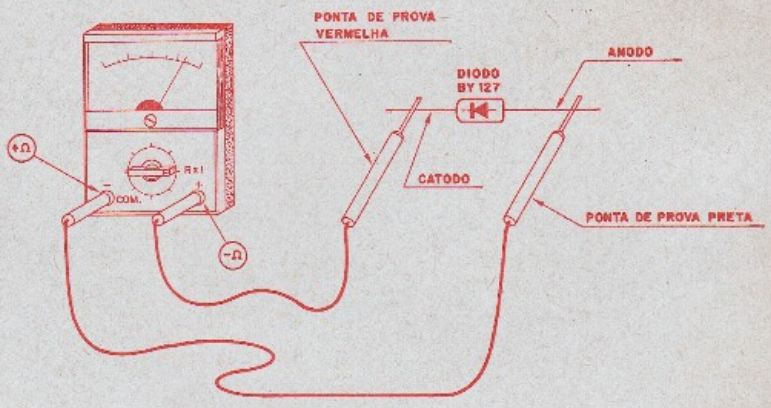


Figura 4

Determinando a polaridade do ohmímetro com o auxílio de um diodo semicondutor.

te método, o multímetro que funciona como voltímetro DC deve possuir uma sensibilidade igual ou superior a 100 kΩ/V, caso contrário as medições, principalmente nos alcances mais altos do ohmímetro (R × 10 k e R × 100 k), não serão corretas. Isto ocorre porque o ohmímetro possui uma resistência interna elevada nos alcances mencionados.

RESISTÊNCIA INTERNA DO OHMÍMETRO (Ri)

O conhecimento da resistência interna de um ohmímetro, nos seus diversos alcances, será útil na determinação da intensidade da corrente de curto-circuito (Ic).

Na fig. 5 reproduzimos o diagrama esquemático do ohmímetro incorporado ao multímetro KAISE SK-110, já mencionado anteriormente.

O "coração" dos ohmímetros comerciais é, basicamente, um "voltímetro DC" com resistência interna elevada. No circuito que estamos analisando (fig. 5), esse voltímetro é constituído pelos componentes incluídos no retângulo tracejado; a sua resistência interna é da ordem de 83 kΩ, dependendo do ajuste feito no potenciômetro de 18 kΩ.

Vamos supor que desejamos medir um resistor desconhecido Rx, de pequeno valor, utilizando o alcance R × 1 do instrumento. Em primeiro lugar colocamos as pontas de prova em contacto, curto-circuitando os terminais do ohmímetro (fig. 6-A), e ajustamos o potenciômetro de 18 kΩ (OHMS ADJ) de tal modo que o ponteiro do medidor se desloque totalmente para o lado direito da escala, indicando 0 Ω (zero ohm); nesta situação, o circuito voltímetrico incorporado ao ohmímetro estará lendo a queda de tensão sobre o resistor de 83 Ω, que vale 3 V.

Em seguida conectamos as pontas de prova aos terminais do resistor Rx (fig. 6-B). O deslocamento do ponteiro será inversamente proporcional ao valor de Rx: quanto maior Rx, menor a queda de tensão sobre o resistor de 83 Ω e, conseqüentemente, tanto menor a deflexão do ponteiro do medidor. Se a resistência ôhmica do resistor que estamos medindo for igual à resistência interna do ohmímetro no alcance considerado (R × 1), isto é, se Rx = 83 Ω, então o valor da tensão lida pelo circui-

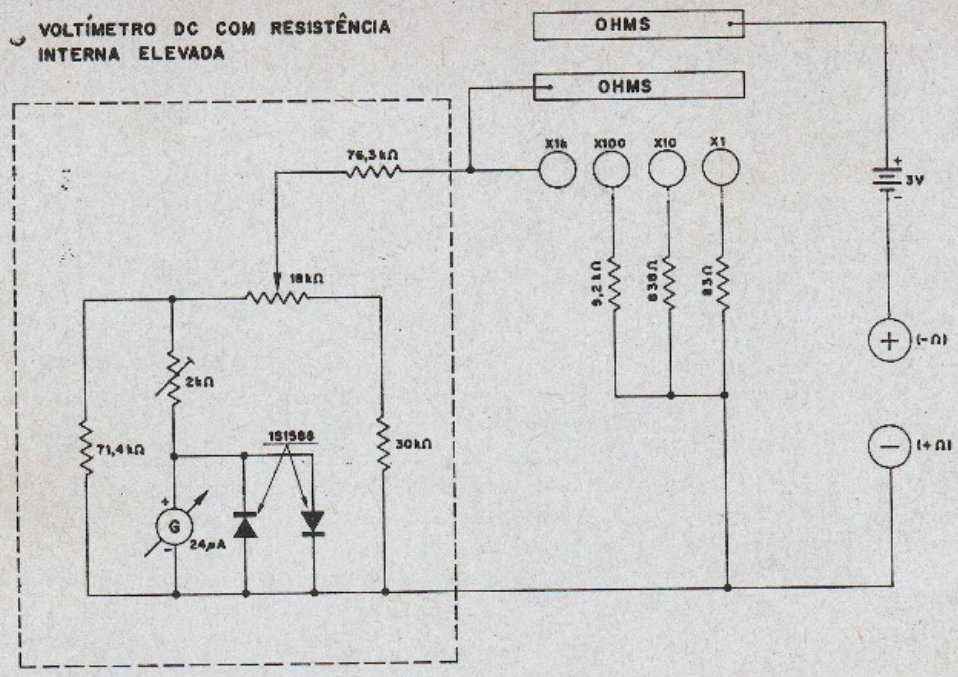


Figura 5

Diagrama esquemático do ohmímetro incorporado ao multímetro KAISE, modelo SK-110.

to voltimétrico será 1,5 V (metade da tensão da bateria do ohmímetro); neste caso o ponteiro irá deslocar-se até o "centro geométrico" da escala, indicando 83 Ω.

A resistência interna de um ohmímetro, para um determinado alcance, pode ser entendida como a resistência ôhmica que aparece em série com a bateria interna do medidor, quando efetuamos o ajuste em zero ohm. O ohmímetro que estamos analisando (fig. 5) possui uma resistência interna de 83 Ω no alcance R × 1; já no alcance R × 100, teremos 9,2 kΩ em paralelo com a resistência de entrada do circuito voltimétrico (aproximadamente 83 kΩ), resultando numa resistência interna de 8,3 kΩ; no alcance R × 1 k teremos Ri = 83 kΩ; enfim, quanto maior o alcance, tanto maior a resistência interna do ohmímetro.

A determinação da resistência interna de um ohmímetro, pela consulta ao seu diagrama esquemático, na maioria das vezes torna-se um pouco difícil.

Um método bem mais simples consiste em ler-se, diretamente na escala graduada em ohms, o valor de resistência que corresponde ao seu "centro geométrico". Este método se baseia no fato de que, ao medirmos um resistor com valor ôhmico igual à resistência interna do ohmímetro, o ponteiro do medidor sofre exa-

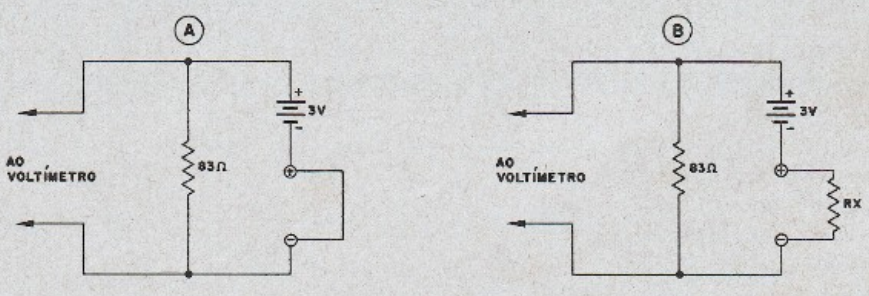


Figura 6

Circuitos equivalentes do ohmímetro analisado no texto (alcance R × 1).

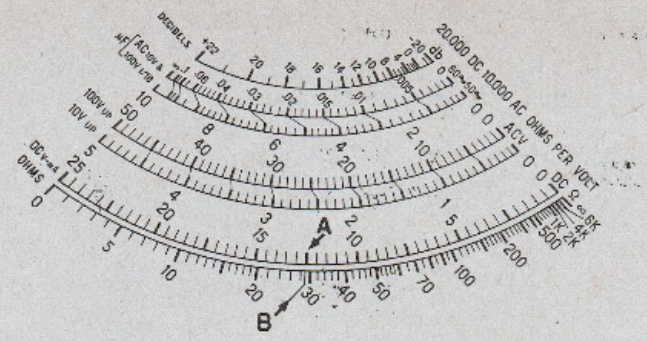


Figura 7

Determinando o centro geométrico da escala de um ohmímetro.

tamente metade da sua deflexão total.

Na fig. 7 mostramos as escalas usadas em vários multímetros encontrados no comércio (HONOR MT-200, CENTRAL 200 H, etc.). O ponto "A" é o centro geométrico da escala que mede grandezas contínuas (DCV-mA), a segunda de baixo para cima; por tratar-se de uma escala linear, no seu centro geométrico teremos a indicação 12,5 (se considerarmos o alcance 0-25). Agora fica mais fácil obter o centro geométrico da escala do ohmímetro (ponto "B", na primeira escala de baixo para cima); a esse ponto corresponde a indicação de 29 Ω, aproximadamente. Assim, o ohmímetro que utilizar as escalas mostradas na fig. 7, terá as seguintes resistências internas:

alcance R × 1 ⟹ Ri = 29 Ω × 1 ⟹ Ri = 29 Ω
alcance R × 10 ⟹ Ri = 29 Ω × 10 ⟹ Ri = 290 Ω
alcance R × 100 ⟹ Ri = 20 Ω × 100 ⟹ Ri = 2,9 kΩ
e assim por diante.

INTENSIDADE DA CORRENTE DE CURTO-CIRCUITO (Ic)

A determinação da intensidade da corrente de curto-circuito pode ser feita através de uma medida direta, com o auxílio de outro multímetro. A disposição dos instrumentos é praticamente a mesma que foi mostrada na fig. 3: a única diferença se refere ao multímetro 1, que neste caso funcionará como miliamperímetro DC. As medições de Ic devem ser feitas em todos os alcances do ohmímetro, a partir do menor (R × 1, R × 10, R × 100, etc.). Antes de cada medição deve-se fazer o ajuste em zero ohm, do modo já mencionado.

Ao medir-se Ic no alcance R × 1, o miliamperímetro DC deve ser usado num alcance elevado (0-500 mA ou 0-600 mA); se necessário passa-se para o alcance imediatamente inferior (0-300 mA ou 0-250 mA). Convém mencionar que no alcance R × 1, como a resistência interna do ohmímetro normalmente é baixa, a intensidade de Ic será bastante alta; nesta situação, caso a bateria do ohmímetro não esteja com sua carga total, o resultado obtido na medição será afetado de um certo erro.

A determinação de Ic também pode ser feita através do cálculo, método bem mais rápido e simples. Conhecidas a tensão da bateria (Eb) e a resistência interna do ohmímetro (Ri) nos diversos alcances, pela Lei de Ohm teremos:

$$Ic = \frac{Eb}{Ri}$$

Por exemplo, vamos considerar o multímetro KEW-66 que utiliza uma bateria de 3 V em todos os alcances do ohmímetro, e cuja resistência interna é de 50 Ω no alcance R × 1 (resistência no centro da escala); assim, teremos:

alcance R × 1 $\Longrightarrow Ic = \frac{3V}{50\,\Omega} = 0{,}06\ A \Longrightarrow Ic = 60\ mA$

alcance R × 10 $\Longrightarrow Ic = \frac{3V}{500\,\Omega} = 0{,}006\ A \Longrightarrow Ic = 6\ mA$

alcance R × 100 $\Longrightarrow Ic = \frac{3V}{5\,k\Omega} = 0{,}6\ mA \Longrightarrow Ic = 600\ \mu A$

alcance R × 1 k $\Longrightarrow Ic = \frac{3V}{50\,k\Omega} = 0{,}06\ mA \Longrightarrow Ic = 60\ \mu A$

TABELA I

CARACTERISTICAS DA SECÇÃO OHMÍMETRO DE ALGUNS MULTÍMETROS COMERCIAIS

MARCA E MODELO	ALCANCES	Ri	Eb	Ic	ALCANCES MAIS "SEGUROS"
KAISE SK-20	R × 1	65 Ω	3 V	46 mA	—
	R × 100	6,5 kΩ	3 V	460 μA	R × 100
	R × 1 k	65 kΩ	3 V	46 μA	R × 1 k
KAISE SK-100	R × 1	18 Ω	3 V	170 mA	—
	R × 10	180 Ω	3 V	17 mA	—
	R × 100	1,8 Ω	3 V	1,7 mA	R × 100
	R × 10 k	180 Ω	3 V	17 μA	R × 10 k
KAISE SK-110	R × 1	83 Ω	3 V	36 mA	—
	R × 10	830 Ω	3 V	3,6 mA	—
	R × 100	8,3 Ω	3 V	360 μA	R × 100
	R × 1 k	83 Ω	3 V	36 μA	R × 1 k
ENGRO 462	R × 1	5 Ω	1,5 V	300 mA	—
	R × 10	50 Ω	1,5 V	30 mA	—
	R × 100	500 Ω	1,5 V	3 mA	R × 100
	R × 1 k	5 kΩ	1,5 V	300 μA	R × 1 k
	R × 10 k	50 kΩ	30 V	600 μA	—
	R × 100 k	500 kΩ	30 V	60 μA	—
HIOKI AF-105	R × 1	90 Ω	3 V	33 mA	—
	R × 100	9 kΩ	3 V	330 μA	R × 100
	R × 1 k	90 kΩ	3 V	33 μA	R × 1 k
	R × 10 k	900 kΩ	22,5 V	25 μA	—
SANWA A-303 TRD	R × 1	25 Ω	1,5 V	60 mA	—
	R × 100	2,5 kΩ	1,5 V	600 μA	R × 100
	R × 1 k	25 kΩ	1,5 V	60 μA	R × 1 k
	R × 10 k	250 kΩ	22,5 V	90 μA	—
KEW 66	R × 1	50 Ω	3 V	60 mA	—
	R × 10	500 Ω	3 V	6 mA	—
	R × 100	5 kΩ	3 V	600 μA	R × 100
	R × 1 k	50 kΩ	3 V	60 μA	R × 1 k

OS ALCANCES MAIS SEGUROS DE UM OHMÍMETRO

Para orientação dos leitores, na Tabela I apresentamos as características elétricas do ohmímetro utilizado em alguns multímetros comerciais, de uso bastante difundido em nosso meio. Em todos esses medidores, a ponta de prova preta (ou COM) corresponde ao pólo positivo da bateria interna do ohmímetro (+Ω).

Analisando a Tabela I concluimos que nem todos os alcances de um ohmímetro devem ser empregados no teste do componentes semicondutores, principalmente em se tratando de um dispositivo para baixa potência.

Como exemplo vamos considerar o transistor bipolar

BF199. Trata-se de um transistor de silício, NPN, para RF, usado no amplificador de FI dos receptores de TV. Alguns dos valores limites fornecidos pelo fabricante são:

tensão inversa base-emissor (coletor desligado) .... $U_{EBO} = 4$ V
corrente de base $I_B = 2$ mA

Se quisermos verificar a resistência direta da junção base-emissor do BF199, empregando o multímetro ENGRO-462, por exemplo, pela Tabela I vemos que os alcances R × 1 e R × 100 desse multímetro não são aconselháveis, pois a intensidade da corrente que circula pelas pontas de prova do ohmímetro, neste tipo de teste (da ordem de 300 mA e 30 mA, respectivamente), é muitas vezes superior ao valor limite especificado pelo fabricante (2 mA).

Por outro lado, se quisermos verificar a resistência inversa da junção base-emissor do BF199, com o mesmo multímetro, pela Tabela I também vemos que os alcances R × 10 k e R × 100 k não são aconselháveis, pois a tensão inversa aplicada à junção, neste tipo de teste (da ordem de 30 V), será muitas vezes superior ao valor limite especificado pelo fabricante (4 V).

Por exclusão concluimos que, no multímetro considerado (ENGRO-462), o alcance "mais seguro" para o teste de semicondutores (principalmente os de baixa potência) é R × 1 k; em alguns casos pode-se usar o alcance R × × 100.

De um modo geral, o alcance "mais seguro" de um multímetro é aquele onde Eb não ultrapassa 3 V e Ic é menor do que 3 mA (normalmente R × 100 e R × 1 k). Com isso estaremos "seguros" de que o componente semicondutor não será danificado durante o teste.

CONSIDERAÇÕES FINAIS

Nos parágrafos anteriores, nosso objetivo foi mostrar os diversos métodos na determinação das características elétricas de um ohmímetro. Com os dados obtidos elaboramos a Tabela I, onde estão relacionados alguns tipos de multímetros comerciais. Uma análise dessa tabela nos revelou quais são os alcances "mais seguros" de cada ohmímetro para o teste de componentes semicondutores.

Se por acaso o leitor possuir um multímetro diferente daqueles incluídos na Tabela I, poderá elaborar a sua própria tabela, baseando-se no que foi dito anteriormente. A escolha do método mais adequado ficará a seu critério. Por exemplo, dependendo da complexidade do multímetro, um exame no seu circuito interno já nos revelará a tensão da bateria (Eb) e a polaridade do ohmímetro nos diversos alcances. Na escala graduada em ohms lemos o valor da resistência correspondente ao seu centro geométrico, e pela Lei de Ohm calculamos Ic para cada alcance. Aí, então, já estaremos em condições de obter os alcances "mais seguros" do ohmímetro.

Finalizando, queremos apresentar os nossos agradecimentos ao Engº Marcos, do Centro de Divulgação Técnico Eletrônico Pinheiros, que gentilmente nos cedeu os manuais dos multímetros KAISE SK-20, SK-100 e SK-110, de onde extraímos várias das informações apresentadas neste trabalho.

Ω

FALECEU L. J. WIJNS, EX-SUPERINTENDENTE DA PHILIPS BRASILEIRA

Faleceu no dia 29 de janeiro, em Eindhoven, Holanda, aos 58 anos de idade, o sr. Ludovicus Josephus Wijns, vice-presidente da N.V. Philips Gloeilampenfabrieken, que foi durante 8 anos diretor-superintendente da Philips Brasileira, cargo que ocupou até 1965. Nascido na Bélgica, o sr. L. J. Wijns entrou para a Organização Philips Belga em 1942, depois de formar-se em Ciências Comerciais e Financeiras. Foi nomeado gerente comercial da organização em Portugal, da qual se tornou, posteriormente, superintendente por 3 anos. Em 1957 assumiu o cargo de diretor-superintendente da Philips Brasileira e, em 1965, foi nomeado diretor-superintendente da empresa na Alemanha. Em 1969 o sr. L. J. Wijns foi eleito membro do Conselho de Direção da Philips Mundial, com responsabilidade na área comercial e, desde maio de 1977, ocupava a vice-presidência da companhia. Por serviços prestados ao Brasil, recebeu a comenda da Ordem do Cruzeiro do Sul, no grau de Oficial. Era também Oficial da Ordem de Orange-Nassau, da Holanda.

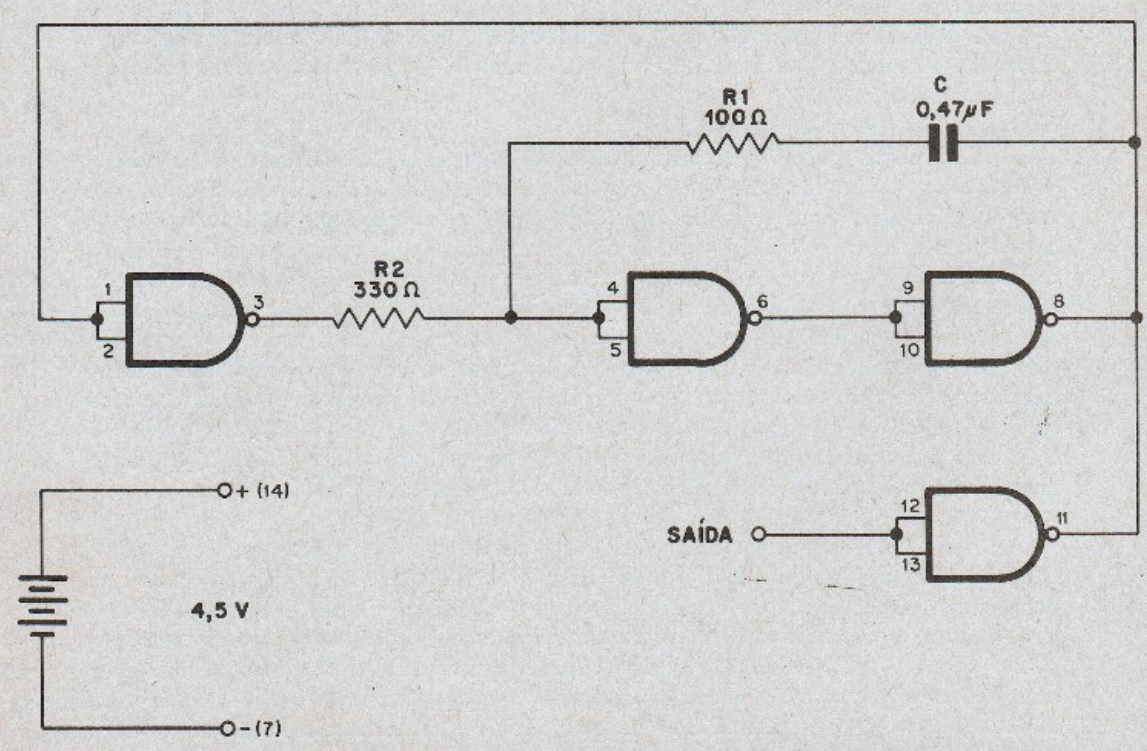
INJETOR DE SINAIS DIGITAL

COLABORAÇAO DO LABORAT. DO INSTITUTO MONITOR

A palavra da moda é digitalizar tudo quanto for eletrônico. Como acreditamos que pode até mesmo chegar o dia em que as pilhas serão digitais, aderimos à moda de tornar complicado o que é simples, ou seja, usar inúmeros componentes para fazer o que pode ser feito com poucos componentes. Não que isso signifique um desperdício de material, pois o "inúmeros componentes" a que nos referimos está contido num circuito integrado que custa menos que os "poucos componentes" que seriam necessários para fazer a mesma coisa de modo discreto. Assim, como curiosidade e também para introduzir o leitor na prática digital, apresentamos um injetor de sinais digital.

É claro que a referência "digital" não deve levar o leitor a pensar em mostradores ("displays"), contadores, micro-processadores e outras complexidades da moderna Eletrônica. A referência digital se faz porque usamos como base para este injetor um circuito lógico TTL, que consiste em 4 portas NE e que pode ser encontrado com bastante freqüência em qualquer equipamento digital de maior complexidade.

No caso, o circuito está projetado para operar como um multivibrador numa freqüência em torno de 4 kHz, que pode ser usada para prova de etapas de áudio de amplificadores, receptores e outros equipamentos, e também na prova de etapas de RF pelo elevado número de harmônicas que as formas de onda retangulares possuem.



Construção

Como em todo circuito digital que se preze, é recomendável a utilização da placa de circuito impresso. Como o número de componentes utilizados é pequeno, o leitor habilidoso não terá dificuldades para sua elaboração. Bastará observar a disposição dos terminais do circuito integrado e pronto.

Justamente para facilidade de alimentação e obtenção do circuito integrado, optamos pelas portas NE TTL, do tipo 7400, que além de seu custo bastante baixo podem ser encontradas em qualquer lugar (menos em quitanda, evidentemente!).

Assim, a alimentação será constituída por três pilhas pequenas ligadas em série (4,5 volts), já que os circuitos TTL são projetados para funcionar de 4,5 a 5,5 V.

É claro que, uma vez montado, o injetor não necessita de ajustes, a não ser que o leitor não goste do som produzido ao ser utilizado, caso em que se tem duas opções:

a) jogar fora o aparelho;
b) substituir o capacitor C, que determina a freqüência, por um de outro valor que lhe dê o som desejado.

Ω

BRASIL TERÁ EM ABRIL A 1ª FEIRA INTERNACIONAL DE ENERGIA

Equipamentos, máquinas, materiais, sistemas e serviços relacionados com pesquisa, exploração e distribuição de recursos energéticos serão os temas da I Feira Internacional de Energia, que se realizará entre 10 e 16 de abril próximo no Parque Anhembi, em São Paulo. O encontro vai reunir fabricantes nacionais e estrangeiros (ou seus representantes comerciais) e entidades governamentais relacionadas com o setor, hoje um dos que mais interessam a todas as nações, mas principalmente à América Latina.

Os produtos ou serviços apresentados da Feira Internacional de Energia estarão organizados nos seguintes setores: pesquisa geológica (inclusive instrumentos de controle e registro); exploração, perfuração, refinação, processamento, transporte e armazenagem de petróleo; energia geotérmica e térmica; energia nuclear; energia hidroelétrica; energia solar; energia eólica; produção, armazenagem e distribuição de gás; mineração e processamento de minérios (carvão, urânio, xisto e areia betuminosos, e outros minerais estratégicos); transporte marítimo, aéreo, com veículos especiais e movimentação de materiais (guindastes, pontes rolantes, empilhadeiras, esteiras transportadoras ou outros sistemas); equipamentos mecânicos (válvulas, bombas, compressores e outros); operações subaquáticas; transferidores de calor e caldeiras; motores e combustão; controle da corrosão e da poluição (química, aérea, radioativa); engenharia, serviços e projetos técnicos; publicações técnicas.

A I Feira Internacional de Energia, que será realizada contemporaneamente à VIII Feira da Eletro-Eletrônica — uma vez que se trata de temas afins — será uma exposição fechada à qual só terão acesso pessoas com autoridade e responsabilidade para realizar compras e escolher equipamentos, máquinas e serviços para suas empresas ou para seus governos, e que serão convidadas pelos expositores, pelos governos federal e estadual e pelos organizadores. Como em todas as feiras deste tipo, não haverá venda de ingressos, nem será permitida a entrada de menores de 16 anos.

AS FASTs EM ESTADO SÓLIDO

(FONTES DE ALIMENTAÇÃO SEM TRANSFORMADOR EM ESTADO SÓLIDO)

AÉCIO FLÁVIO BARALDI SIQUEIRA *

Parte I

O que vem a ser uma FAST? Mesmo para aqueles acostumados a devorar literatura eletrônica em Português ou Inglês cremos que se trate de uma sigla completamente nova, simplesmente pelo fato de ter sido criada para abreviar o que resolvemos designar de FONTES DE ALIMENTAÇÃO SEM TRANSFORMADOR.

Com o rápido e crescente desenvolvimento na tecnologia dos semicondutores, mais especificamente dos transistores de grande potência e alta tensão, foi possível desenvolver estes novos conceitos ou projetos que há muito vinham sendo guardados em "gaveta" à espera do aparecimento da nova tecnologia. Apesar de, à primeira vista, parecerem inéditos dentro do vastíssimo campo da ciência eletrônica, mais especificamente nos circuitos de potência, estão baseados em teorias e resoluções de circuitos tão velhas quanto aquelas utilizadas para o equacionamento de projetos com os já quase esquecidos transistores AD149. Mas, é claro que com o aparecimento dos novos produtos, a evolução de técnica de resolução também evoluiu, novos conceitos surgiram e, na medida do possível, ou pelo menos os essenciais, serão apresentados no artigo a ser exposto.

O que gostaríamos de deixar bastante claro é que a teoria sobre as FASTs em estado sólido foi, em seus conceitos básicos, totalmente desenvolvida por nós, e por isso mesmo e principalmente para aqueles desacreditados da capacidade nacional (ou que crêem apenas em teorias com textos em Inglês), não poderemos fornecer bibliografia a respeito e, se o fizermos, será para pesquisa e complementos de conceitos já conhecidos e que deixaremos de expor.

Mais uma vez vamos frisar que as FASTs já são uma realidade, principalmente as baseadas em redução de tensão à base de capacitância, e que as com base em elementos de estado sólido agora estão começando a despontar; portanto, é algo novo e, como tudo o que é inédito, principalmente em tecnologia, está sujeito a correções ou revisões, devido a falhas inusitadas que só desaparecerão com o tempo, caso sejam favoráveis os novos conceitos.

A teoria sobre as FASTs, da maneira como está sendo desenvolvida, encontra aplicação em quase todo o vastíssimo campo da Eletrônica, mas tentaremos demonstrar que ela, se não hoje possivelmente num futuro próximo, poderá ser de grande utilidade nos processos de servomecanismo ou de controle industrial.

O assunto, para facilidade de compreensão do leitor, vai ser subdividido de u'a maneira tal que destaque todos os temas relevantes do assunto, sem que se perca com isso a seqüência natural que deva ter. Os itens serão:

* Aluno da FEFAAP

A) FASTs EM ESTADO SÓLIDO — INTRODUÇÃO
B) OS TRANSISTORES DE POTÊNCIA
B.I) Generalidades sobre a constituição física
B.II) Aspectos dos parâmetros mais importantes para o seu correto funcionamento
C) APROFUNDAMENTO DOS CONCEITOS E DEDUÇÃO DE FÓRMULAS
D) PROJETO DE UMA FAST
E) ESQUEMA TÓPICO DE UMA FAST

—ooOoo—

A) FASTs EM ESTADO SÓLIDO — INTRODUÇÃO

Antes de iniciarmos a exposição propriamente dita, uma explicação é necessária: sempre que se propõe desenvolver alguma teoria ou projeto inéditos em tecnologia e, principalmente, se esse desenvolvimento cai dentro de "capítulos" da Eletrônica onde os conceitos já estão firmes há anos, como é o caso das fontes de alimentação com transformador, é de se esperar que a nova teoria traga consigo vantagens do ponto de vista técnico, bem como econômico, para que se possa justificar a razão de seu aparecimento.

Realmente, podemos afirmar que desde que surgiram os semicondutores na Eletrônica, eles não decepcionaram os fabricantes de equipamentos eletro-eletrônicos, não só quanto aos "custos finais" de produção como também quanto ao desempenho técnico, principalmente se feitos em larga escala. Uma coisa que gostaríamos de citar com carinho é que os transistores de alta tensão e potência já estão sendo fabricados em sua totalidade no Brasil, ou aqui montados com "chips" estrangeiros, o que constitui, em nossa opinião, um motivo a mais de entusiasmo e incentivo.

Tecnicamente, podemos adiantar que as FASTs permitirão reduzir bastante o fator de regulação e ondulação da fonte, utilizando para isto o mínimo de capacitância na filtragem. Sobre estes aspectos aprofundar-nos-emos mais adiante.

Aqui, neste item, daremos apenas uma idéia geral das partes que envolvem uma FAST e como desempenham seu papel dentro do esquema geral da fonte. A fig. 1 mostra o diagrama em blocos de uma FAST completa.

Para uma orientação geral, os gráficos da fig. 2 mostram as transformações que ocorrem com a forma de onda de entrada (da rede elétrica) nos diversos pontos do diagrama em blocos (fig. 1).

Vamos resumir as funções dos blocos separadamente, fazendo com que o leitor vá assimilando lentamente suas implicações com o circuito geral. Toda informação que estiver truncada ou mal explicada será revista detalhadamente nos itens subseqüentes do artigo.

REOSTATO DE CHOQUE

Dependendo do tipo de FAST, quanto à potência e à tensão que deverão ser entregues à carga, o reostato de choque pode ser simplesmente um resistor de baixo valor ôhmico ou um circuito a semicondutores (os reostatos eletrônicos), capaz de reduzir ou controlar a corrente inicialmente circulante na fonte. Se não existissem os reostatos de choque nas FASTs que deveriam entregar uma alta potência à carga,

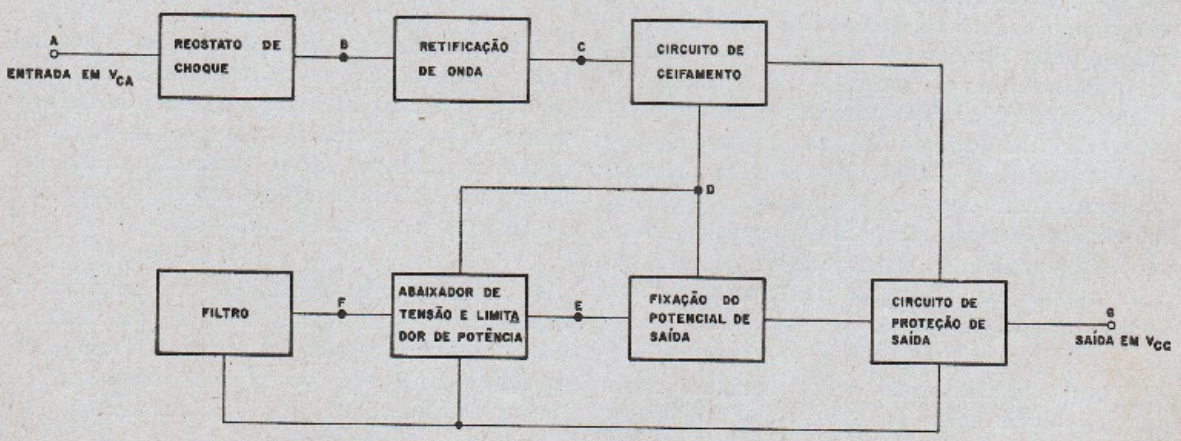


Figura 1

Diagrama em blocos completo de uma FAST.

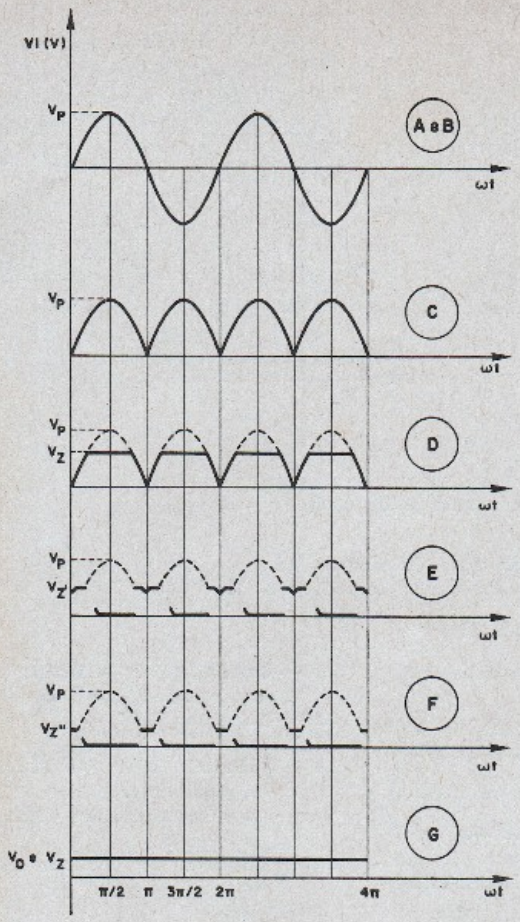


Figura 2

Formas de onda nos diversos pontos do diagrama em blocos da fig. 1, onde:

Vi = tensão alternada de entrada da rede
Vp = Vm = valor máximo da tensão
Vz = nível de ceifamento da tensão
Vz" = nível de fixação do potencial de saída
Vo = tensão de saída

elas ficariam conectadas diretamente à rede de alimentação da CA e, estando a carga ligada a seus terminais de saída e dependendo do tipo de carga, quando se desse partida à FAST a corrente de surto (ou inicial) poderia ser grande demais, o que certamente danificaria os transistores de saída. Daí, prevendo o acontecimento deste fato, incluimos este circuito no esquema geral das FASTs.

RETIFICAÇÃO DE ONDA

Como em qualquer fonte de alimentação, tem a função de retificar a forma de onda entregue pela rede, passando de CA para CC. A retificação usada nas FASTs de estado sólido poderá ser tanto de onda completa como de meia onda, sendo que esta última deverá ser a mais usada, por problemas de dissipação de calor.

CIRCUITO DE CEIFAMENTO ("clipping")

Depois de retificada, a onda proveniente da rede elétrica torna-se pulsante e de período em período atinge um valor máximo ou de pico. O circuito de ceifamento irá "cortar" os picos da onda na base do transistor de saída ou no excitador, fazendo com que nesses pontos de máximo potencial eles fiquem cortados.

ABAIXADOR DE TENSÃO E LIMITADOR DE POTÊNCIA

De todos os blocos este é o mais importante e o que realiza a função básica de uma FAST em estado sólido. Quem se encarrega disto é o transistor de potência e alta tensão em conjunto com o excitador, quando houver necessidade deste. Por enquanto, não poderemos falar mais nada a respeito, porquanto ainda não conhecemos estes modernos dispositivos; daí a necessidade da inclusão neste artigo de um item especial só para eles.

FIXAÇÃO DO POTENCIAL DE SAÍDA

A fixação do nível da tensão de saída é feita exclusivamente por um diodo zener. Então, o potencial na saída deverá ser o mesmo daquele sobre o zener, exceto as quedas de tensão VBE nos transistores excitador e de saída, que deverão ser previstas no projeto de FASTs.

FILTRO

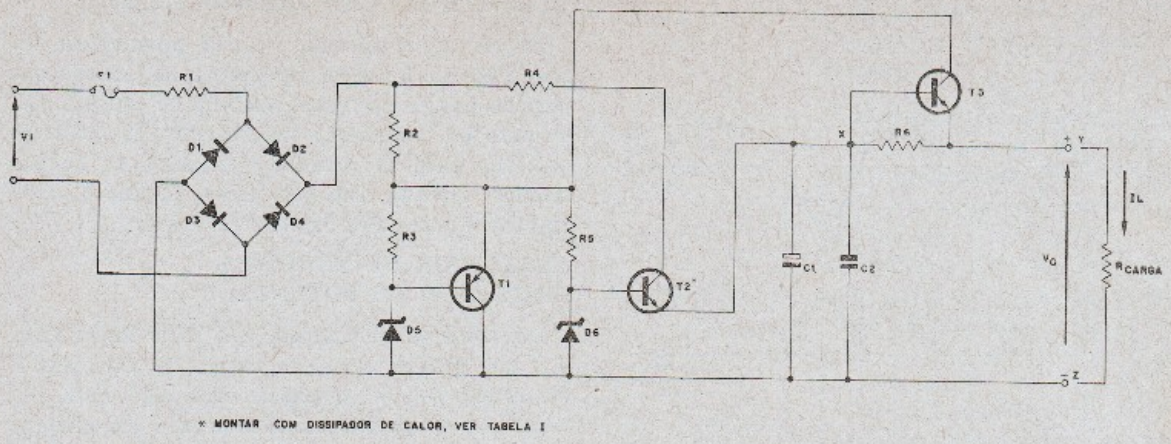
A função da filtragem da tensão de saída, como em toda fonte de alimentação, é realizada por um capacitor eletrolítico, que nas FASTs, como já mencionamos no início do artigo, deverá ter um valor bem menor. Sobre isto voltaremos a falar mais adiante.

CIRCUITO DE PROTEÇÃO DE SAÍDA

Proteje a saída da fonte contra sobrecarga de corrente ou curtos. De todos os blocos da FAST, este é o mais crítico, e vamos explicar porque. Sabemos que em uma fonte de alimentação com transformador, a corrente que circula por ela é limitada pelo secundário do transformador de força. Então, ao se projetar o circuito de proteção, faz-se em função dessa máxima corrente capaz de atravessar instantaneamente a fonte.

Pela faixa de tensão de saída que abrange e corrente máxima que pode fornecer à carga, torna-se ideal para suprir a alimentação de aparelhos de baixo consumo, tanto profissionais como de entretenimento de um modo geral e, oportunamente, quando se fizer necessário alto desempenho e baixo custo.

Aqui nas FASTs, de certa maneira, não há uma limitação de corrente circulante, pois elas



* MONTAR COM DISSIPADOR DE CALOR, VER TABELA I

Figura 3

Esquema prático de uma FAST em estado sólido, onde:

IL = corrente de carga (ver Tabela I)
Vo = tensão de saída, dependente do valor do zener utilizado em D6
Vi = tensão de entrada da rede elétrica, podendo variar desde 100 a 120 V CA

Lista dos componentes

R1 — 10 Ω — 5 W — resistor de fio

R2 — 3,3 kΩ — 5 W — resistor de fio

R3 — 220 Ω — 0,25 W

R4 — 10 Ω — 0,5 W

R5 — 12 kΩ — 0,5 W

R6 — 5,6 Ω — 0,5 W

D1, D2, D3, D4 — 1N4004, BY126 ou equivalente

D5 — diodo zener para 36 V — 400 mW

D6 — diodo zener de 400 mW cujo valor depende da tensão que se queira na saída — maiores referências no texto

T1 — transistor PNP — TIP 32 ou equivalente

T2 — transistor NPN — TIP 49 ou TIP 50

T3 — transistor NPN — BD139 ou equivalente

C1 — capacitor eletrolítico de 220 μF — 25 V

C2 — capacitor de poliéster metalizado de 0,47 μF — 160 V

F1 — fusível para 0,2 A

estão ligadas diretamente à rede, e isto implica na dificuldade de se projetar o circuito de proteção.

Demos, portanto, um breve resumo das funções dos blocos dentro da FAST e, para encerrar este item, ou melhor, para solidificar os conceitos, apresentaremos um esquema bastante simplificado de uma FAST em estado sólido. Esta versão prática vem bem a calhar, pois o artigo, a esta altura, já deve estar se tornando um tanto maçante para o leitor, e também porque abre novas perspectivas para uma compreensão mais ampla da teoria, principalmente para aqueles que gostam de enxergar as coisas na prática.

O circuito da fig. 3 mostra, então, o esquema de uma FAST em estado sólido, que poderá ser montado na prática sem nenhuma inconveniência.

Analisando o esquema geral percebe-se que se for efetuada u'a montagem cuidadosa, seu tamanho final poderá ser igual ao de uma caixa de fósforos, o que resolve o problema de montagens em espaços exíguos, bem como o das tensões induzidas (lembre-se de que, em determinadas montagens, a fonte com transformador não pode ser colocada em qualquer posição no espaço da caixa do aparelho que a utiliza, exatamente devido ao problema de tensões induzidas).

Uma desvantagem desta fonte é quanto à dissipação de calor do transistor T2, que pode em parte ser atenuada se a caixa de montagem for metálica, aproveitando-se sua massa para a convexão de ar necessária à refrigeração.

A tensão de saída é quase a mesma atuante sobre o diodo zener D6 (deve-se considerar uma pequena queda em T2 e R6, que é da ordem de 0,6 a 1,0 V), o que permite então escolher-se qual o potencial que se deseja nos terminais de saída. Isto deve ser feito fixando-se um valor adequado para o diodo zener D6. Fizemos alguns testes com vários zeners em D6 e forneceremos os resultados para uma orientação mais precisa ao eventual montador.

As unidades utilizadas foram peças de 400 mW com 10% de tolerância nos valores nominais de tensão de referência zener:

TABELA I

Tabela dos resultados do teste realizado com a FAST do esquema da fig. 3. A tensão de saída Vo foi de 13,5 V.

IL (mA)	Regulação tensão saída (%)	Fator de ondulação (V RMS)	Área do dissipador do transistor T2* (cm^2)
20	2,2	<0,1	40
50	2,9	0,1	100
100	5,1	0,4	200
150	18,0	0,5	300

* Dissipador de alumínio enegrecido de 3 cm de espessura.

D6	Vo
5V6	4,9 V
6V2	5,5 V
14V2	13,5 V
18V0	17,0 V

O máximo valor de tensão zener que pode ser utilizado em D6 é de 20 V para que a fonte conserve suas características de funcionamento correto. Estas características, envolvendo corrente de carga, regulação de tensão de saída, fator de ondulação e área de dissipação necessária para T2, estão confinadas na Tabela I. A corrente de carga máxima (IL máx.) não deve ultrapassar o valor de 150 mA. Nesta tabela percebem-se as ótimas características da FAST em relação a qualquer similar com transformador, principalmente quanto ao fator de ondulação e regulação de tensão, evidenciadas profundamente pelo fato de termos uma baixa capacitância na filtragem (220 microfarads).

Para um entendimento geral do funcionamento do circuito, faremos uma rápida comparação com o diagrama em blocos da fig. 1. R1 realiza a função descrita pelo bloco REOSTATO DE CHOQUE; D1, D2, D3 e D4 formam o bloco de RETIFICAÇÃO DE ONDA (sendo que aqui o tipo utilizado foi o de onda completa); R2, R3, D5 e T1 constituem o bloco de CIRCUITO CEIFADOR; R5, T2 e R4 o ABAIXADOR DE TENSÃO E LIMITADOR DE POTÊNCIA; D6 o de FIXAÇÃO DO POTENCIAL DE SAÍDA; C1 e C2 o FILTRO e, finalmente, T3 e R6 formam o CIRCUITO DE PROTEÇÃO DE SAÍDA.

Sobre a proteção de saída, gostaríamos de dar mais informação. Nas construções onde é iminente a possibilidade de curto **instantâneo** entre os terminais de saída, recomendamos a montagem do circuito completo, como mostrado no esquema da fig. 3, onde a tensão de alimentação é retirada dos pontos Y e Z. Mas, onde esta possibilidade for remota, pode-se perfeitamente retirar os componentes que compõem a proteção de saída, tornando assim o circuito "mais" flexível e econômico. Neste caso a tensão é retirada dos pontos X e Z.

—ooOoo—

Até aqui desenvolvemos o artigo de u'a maneira muito simplista, sem nos envolvermos em conceitos mais profundos que pudessem conduzir a nova técnica a níveis mais salientes e efetivos dentro da "eletrônica das fontes de alimentação". Assim pretendemos, ou pelo menos desde o início estamos tentando induzir aos leitores. Entretanto, para isto, teremos que ingressar definitivamente por rumos que conduzem aonde estamos propondo chegar, conhecendo para isto com bastante firmeza os componentes que têm sua utilização básica nas FASTs em estado sólido: os transistores de potência e alta tensão, abrangendo desde seu desenvolvimento físico até os parâmetros mais importantes que regem seu funcionamento e comportamento nos circuitos de potência.

(cont. no próx. número)

TELEFONIA

SINALIZAÇÃO EM MULTIPLEX

Waldyr Yassuo Kamakura*

I — INTRODUÇAO

A sinalização em telefonia é um assunto bastante extenso. Por isso, devido à interdependência do multiplex aos demais equipamentos de um sistema de telecomunicações, achamos conveniente apresentar a sinalização em termos um pouco generalizados, apesar deste artigo se destinar ao estudo da sinalização em multiplex.

II — FINALIDADE

Para se realizar qualquer ligação telefônica é necessário, antes de tudo, que se transmita uma informação para estabelecer a conexão e chamar o assinante escolhido. Para tal, uma rede telefônica deve estar equipada com dispositivos que permitam efetuar sinalizações entre as diferentes estações e entre as estações e os assinantes.

Uma rede telefônica pode estar, por exemplo, constituída desde um assinante até o outro assinante, de linhas físicas, estações locais, estações trânsito, multiplex, sistema de transmissão (rádio ou linhas físicas), etc. (fig. 1).

Como entre os assinantes A e B existem diversos tipos de equipamentos, poderão existir nessa conexão diversos tipos de sinais, que veremos a seguir.

III — CLASSIFICAÇÃO DOS SINAIS

Todo o processo de ligação de um assinante (A) até outro assinante (B) é realizado, em qualquer sistema telefônico, através da troca de informações, ou sejam, sinais entre os diversos equipamentos de comutação envolvidos.

De acordo com as suas funções, esses sinais podem ser agrupados em três conjuntos:

a) Sinais acústicos

São os sinais transmitidos, a partir dos órgãos de comutação, diretamente aos assinantes e que são recebidos pelos mesmos sob a forma audível, destinados a informar a situação particular da chamada.

b) Sinais de linha

São os sinais destinados a efetuar a tomada e a supervisão dos circuitos que interligam dois centros de comutação.

c) Sinais de seleção e de controle

São os sinais destinados a efetuar o encaminhamento da

* **Engº da EMBRATEL Região Sul**

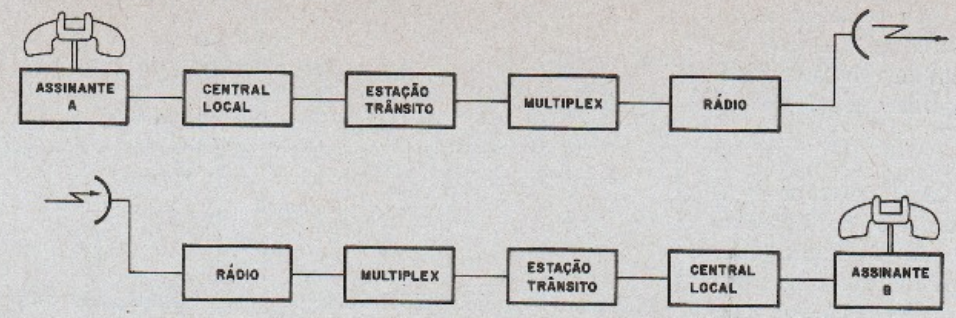


Figura 1

chamada através da rede de comutação, traduzir as condições particulares dos circuitos e órgãos envolvidos, bem como as condições dos assinantes chamados e chamadores.

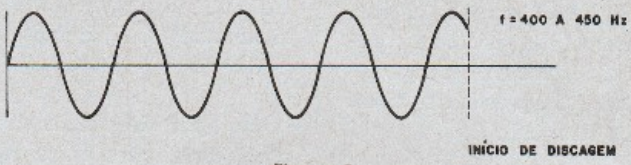


Figura 2

IV — SINALIZAÇÃO ACÚSTICA

1) Definição dos sinais

a) Tom de discar — É o sinal recebido pelo assinante chamador para que este inicie a discagem dos algarismos. É constituído de um tom contínuo de freqüência compreendida entre 400 e 450 Hz (fig. 2).

b) Tom de controle de chamada — É o sinal recebido pelo assinante chamador para indicar que a chamada foi completada e o telefone do assinante chamado está livre. É constituído de uma sucessão de períodos de tom e de silêncio, devendo um ciclo completo ter duração compreendida entre 3 700 ms e 6 500 ms, sendo o período de tom de 20% da duração do ciclo. A freqüência nominal deverá estar entre 400 e 450 Hz (fig. 3).

c) Tom de ocupado — É o sinal recebido pelo assinante chamador para indicar uma das seguintes situações:

1ª) foi completada a cadeia de comutação, mas o telefone do assinante chamado está ocupado;

2ª) há congestionamento no equipamento de comutação ou nos troncos;

3ª) o assinante não completou a discagem dentro do limite de tempo permissível;

4ª) o assinante não observou as regras de discagem.

É constituído de uma sucessão de períodos de tom e de silêncio com período de tom igual ao período de silêncio e de duração compreendida entre 500 ms e 1 000 ms. A freqüência nominal deverá estar compreendida entre 400 e 450 Hz (fig. 4).

d) Tom de número inacessível — É o sinal recebido pelo assinante chamador para indicar uma das seguintes situações:

1ª) a linha do assinante chamado está com defeito;

2ª) o número do assinante chamado é inexistente;

3ª) o número do assinante chamado foi mudado;

4ª) o acesso ao número chamado é negado para sua categoria de usuário.

Este tom é composto de emissões de 250 ms e 750 ms

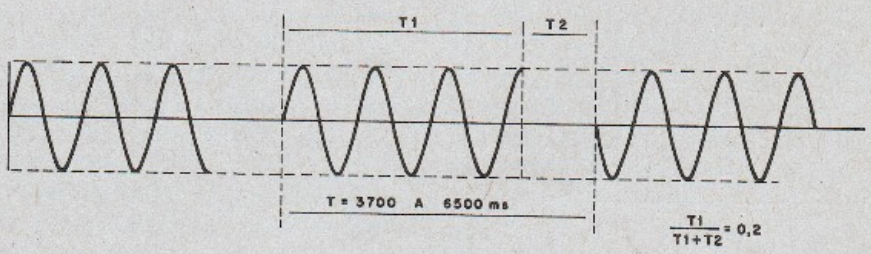


Figura 3

separadas por períodos de silêncio de 250 ms. A freqüência nominal deverá estar compreendida entre 400 e 450 Hz (fig. 5).

e) Corrente de toque — É o sinal enviado ao aparelho telefônico do assinante chamado para acionar sua campainha e indicar que há uma chamada destinada ao mesmo. Os períodos de tom e de silêncio deverão ser idênticos aos estabelecidos para o tom de controle da chamada, porém a freqüência nominal deve estar compreendida entre 16 e 25 Hz (fig. 6).

V — SINALIZAÇAO DE LINHA

Apresentaremos neste capítulo apenas as sinalizações que possam existir entre os equipamentos de comutação e os equipamentos multiplex e entre os próprios equipamentos multiplex.

A sinalização interna dos equipamentos de comutação foge ao escopo deste artigo e portanto não será abordada.

1) Tipos de sinalização

Não devemos confundir TIPOS de sinalização com SISTEMAS de sinalização. Devemos entender TIPOS de sinalização por ESPÉCIE de sinalização e SISTEMAS de sinalização por normas de utilização padronizadas pelo CCITT. Sistemas existentes: sistema nº 3, 4, 5, 5bis, 6, R1 e R2.

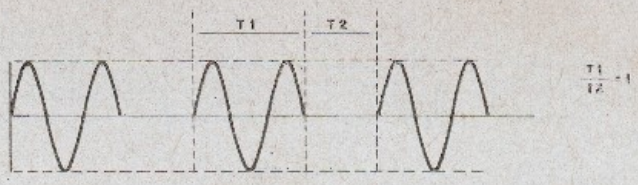


Figura 4

Os tipos de sinalização em geral, existentes entre equipamentos de comutação e equipamentos multiplex e entre multiplex e multiplex, classificam-se em:

- sinalização com corrente contínua
- sinalização com freqüências fora da faixa efetiva de voz
- sinalização com freqüências dentro da faixa efetiva de voz

Sinalização com corrente contínua

Normalmente, este tipo de sinalização é encontrado no circuito entre o assinante e a central (fig. 7), ou entre a central e o multiplex.

A sinalização por corrente contínua poderá ainda ser de dois tipos:

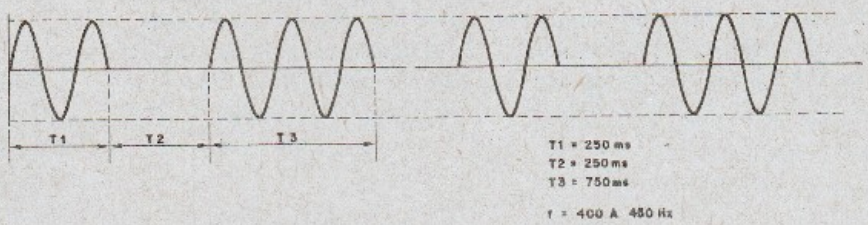
a) sinalização por corrente contínua constante
b) sinalização por corrente contínua pulsada

A conexão entre o assinante e a central é geralmente feita a dois fios.

A sinalização do assinante para a central, no início de uma conexão, é feita primeiramente retirando-se o fone do gancho. Com isso é colocada em série com a linha uma carga de resistência bem baixa que fará circular pela linha, via bateria da central, uma corrente que fará atuar um relé na central, informando a esta o início de uma ligação (fig. 8).

Uma vez informada, a central envia para o assinante um sinal acústico que é o tom de discar. Neste instante, o assinante passa a enviar para a

Figura 5



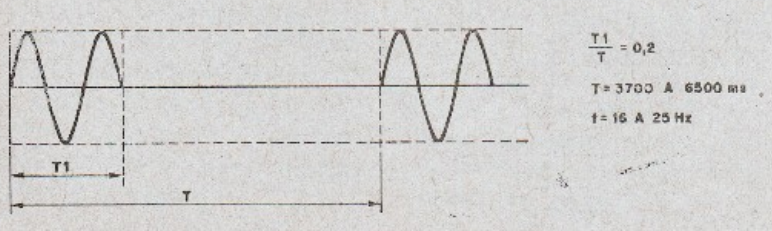


Figura 6

central, por meio do disco, o número do assinante chamado. Esse número é enviado à central através de uma SINALIZAÇÃO CONTÍNUA PULSADA (fig. 9).

Esse mesmo tipo de sinalização poderá existir numa configuração idêntica à da fig. 10. Esse circuito é geralmente utilizado na conexão de um telefone a um PABX distante.

A conexão entre a central (fig. 7) e o mux (multiplex), ou entre o adaptador (fig. 10) e o mux, é feita a 2 ou 4 fios para o circuito de voz e a 2 fios para a sinalização.

Os dois fios para sinalização são denominados de E e M, sendo o fio E que envia informações do multiplex para a central (Exchange) e o fio M que envia informações da central para o Multiplex.

Os fios de voz são denominados de **a** e **b**, no caso a dois fios, e **a**, **b**, **c**, e **d** no caso a quatro fios (às vezes utiliza-se a1, b1 e a2, b2).

A sinalização entre a central e o multiplex pelos fios E e M é geralmente feita por corrente contínua pulsada (fig. 11), e a sinalização entre o adaptador e o multiplex poderá tanto ser:

a) sinalização composta de corrente contínua constante e corrente contínua pulsante, como o da fig. 9, ou

b) sinalização somente por corrente contínua pulsante (fig. 12).

Sinalização com freqüência fora da faixa efetiva de voz

Um canal de voz ocupa uma faixa de 0 a 4 kHz, embora a faixa efetiva de voz seja de 300 a 3 400 Hz.

A sinalização com freqüência fora da faixa de voz poderá ser:

a) sinalização com freqüência abaixo da faixa de voz (entre 0 e 300 Hz);
b) sinalização com freqüência acima da faixa de voz (entre 3 400 e 4 000 Hz).

Sinalização com freqüência abaixo da faixa de voz — Essa sinalização consiste basicamente em um sinal para toque de campainha, com freqüência entre 16 e 25 Hz, e pode existir entre uma central

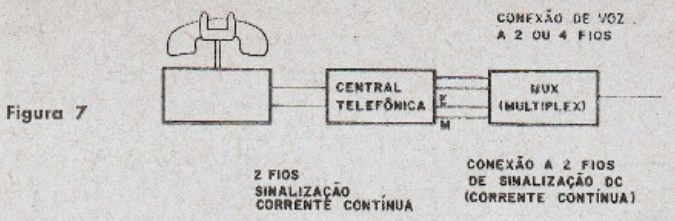


Figura 7

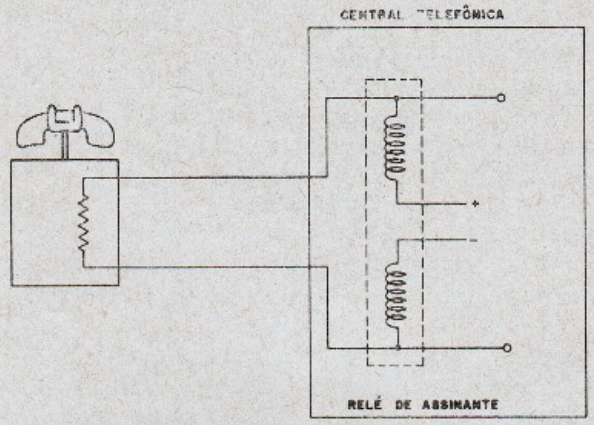


Figura 8

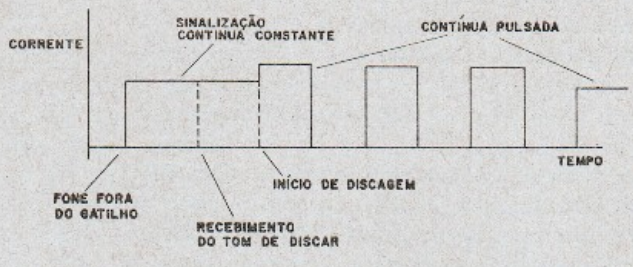


Figura 9

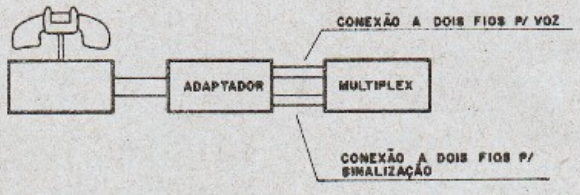


Figura 10

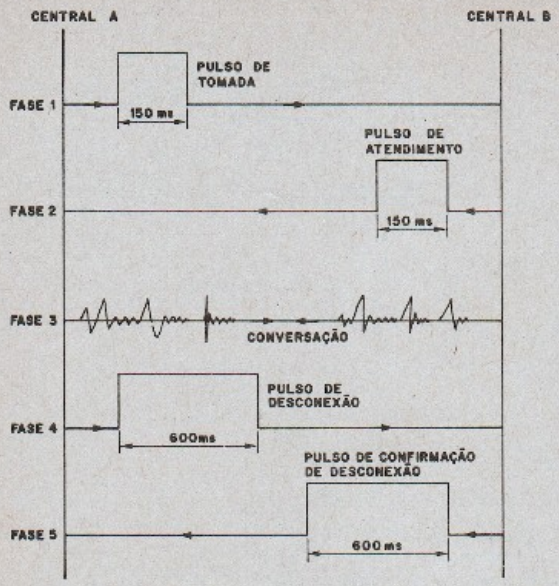


Figura 11

e um assinante ou entre um telefone (ou mesa ou central) e o multiplex, com ou sem adaptador (fig. 13).

Sinalização com freqüência acima da faixa de voz — Essa sinalização consiste geralmente na freqüência de 3 825 (ou 3 850) Hz e é utilizada na troca de informação entre multiplex e multiplex, via sistema de transmissão (rádio, por exemplo). Para a transmissão dessa freqüência o lado transmissor da unidade de canal possui um filtro passa-baixa, que suprime as freqüências acima de 3 400 Hz e a sinalização é injetada após esse filtro.

Esse ponto de injeção é geralmente precedido de um conversor de sinalização (unidades que convertem pulsos de corrente contínua em tons de freqüência desejada e vice-versa).

A injeção de sinalização na unidade de canal é, de maneira geral, realizada por um diodo que está normalmente no corte, devido a uma polarização inversa. Durante a sinalização, um "terra" é aplicado por uma ligação especial para a sinalização (fio M) a essa chave eletrônica. Esse terra faz o diodo conduzir, permitindo a freqüência de 3 825 Hz passar para o equipamento multiplex. Um filtro passa-faixa impede a interferência de sinais espúrios com o gerador de sinalização. Na recepção, um receptor incorporado à unidade de canal converte essa freqüência de 3 825 Hz novamente em terra por meio de um contacto de fechar (relé) e, através de um fio para sinalização (fio E), envia-a para a central ou adaptador.

Na sinalização com freqüência fora da faixa, o tom de sinalização tem que ser detectado em cada ponto onde há uma demodulação de canal, após o que deve ser reinjetado (sinalização "enlace a enlace"). Ademais, esse tipo de sinalização permite a transmissão simultânea do sinal de sinalização e de voz.

Sinalização com freqüência dentro da faixa efetiva de voz — Nesse tipo de sinalização, a freqüência de sinalização está dentro da faixa efetiva da voz, entre 300 e 3 400 Hz. A sinalização, nesse caso, consiste em uma única freqüência ou combinações de duas freqüências.

Na sinalização com uma única freqüência, a freqüência recomendada pelo CCITT, para circuitos internacionais, é de 2 280 Hz. Em sistemas nacionais usam-se também outras freqüências, por exemplo: 2 400 Hz, 2 040 Hz, 3 000 Hz.

Nessa classe de sinalização, existe a possibilidade de que a voz provoque a operação do receptor de sinalização, já que a freqüência de sinalização está dentro do espectro da faixa de voz. Porém, como a voz contém, juntamente com a freqüência de sinalização, simultaneamente, outras freqüências, o receptor de sinalização possui um circuito lógico que bloqueia o receptor sempre que o sinal de sinalização chegar simultaneamente com outras freqüências.

Na sinalização com combinações de duas freqüências não se usa nenhum dispositivo de proteção extra contra a reprodução das freqüências de sinalização pelas freqüências contidas na voz.

Durante a emissão de códigos, o circuito não é usado para efetuar as conversações, não podendo portanto existir simultaneamente sinalização e conversação.

O receptor de sinal é constituído, em princípio, de dois receptores de sinal, sintonizados cada um deles em uma das freqüências de sinalização.

Toda sinalização é iniciada por um impulso de freqüência de duração estipulada e que contém ao mesmo tempo as duas freqüências.

A sinalização com freqüências dentro da faixa foi utili-

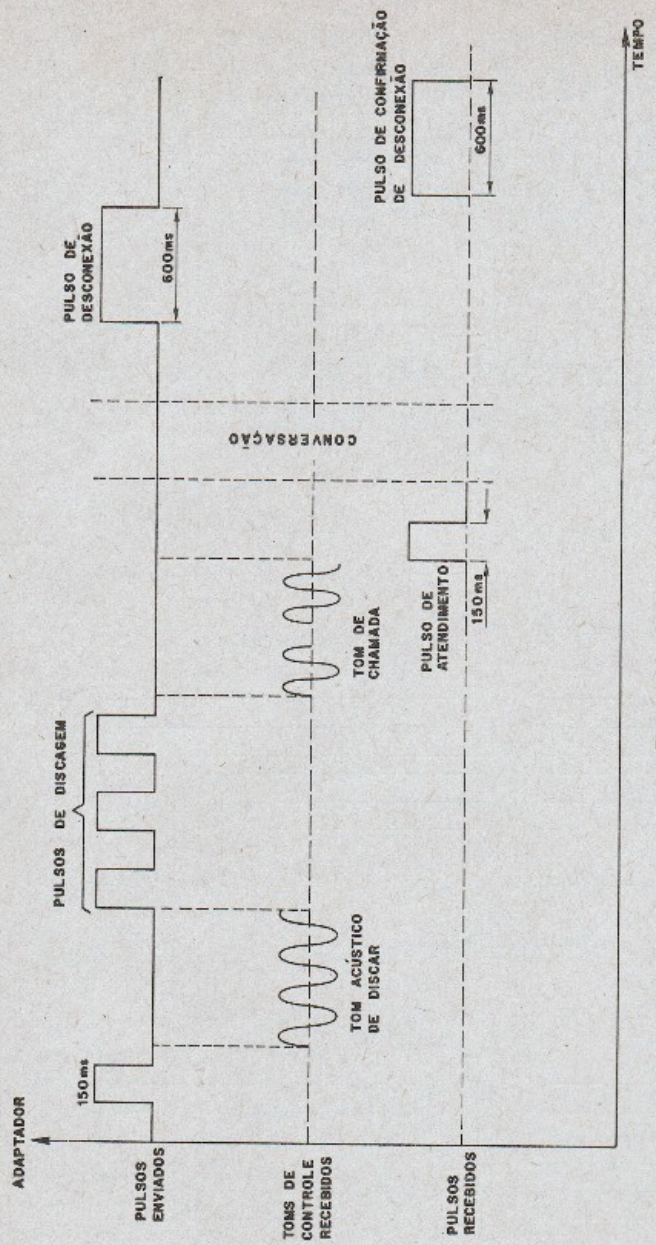


Figura 12

zada nos equipamentos antigos e nos sistemas de ondas portadoras, onde o canal de voz era de menor largura de faixa e, portanto, não comportava sinalização fora da faixa. Atualmente, este tipo de sinalização é muito pouco utilizado em multiplex.

VI — SINALIZAÇAO DE SELEÇAO E DE CONTROLE

Essa sinalização basicamente só existe entre centrais de comutação, não tendo nada a ver com a sinalização do multiplex. Ela é composta de freqüências ou combinações de freqüências transmitidas pelos fios de voz.

A mais utilizada atualmente é a MFC (multifreqüência compelida) ou MFP (multifreqüência propelida). Essa sinalização consiste na combinação de seis freqüências, duas a duas, perfazendo um total de quinze códigos. Na realidade, existem dois conjuntos de quinze códigos, sendo um conjunto formado de combinações de freqüências "baixas" (540, 600, 780, 900, 1 020, 1 140 Hz) e outro conjunto formado de combinações de freqüências "altas" (1 380, 1 500, 1 620, 1 740, 1 800, 1 980 Hz).

O conjunto de freqüências altas é utilizado em sinaliza-

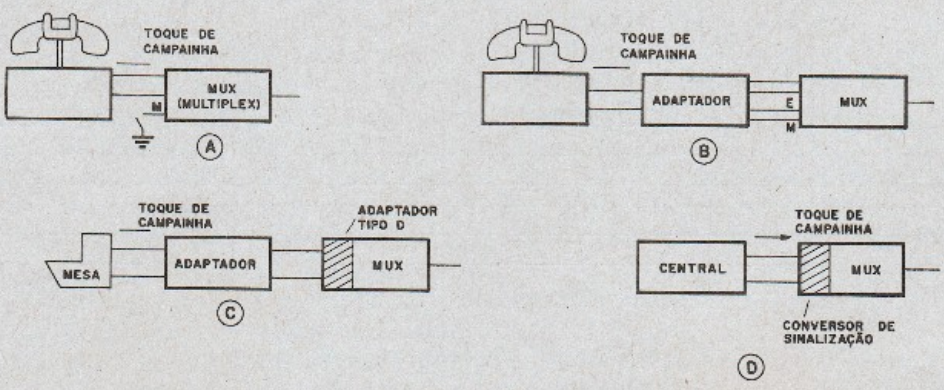


Figura 13

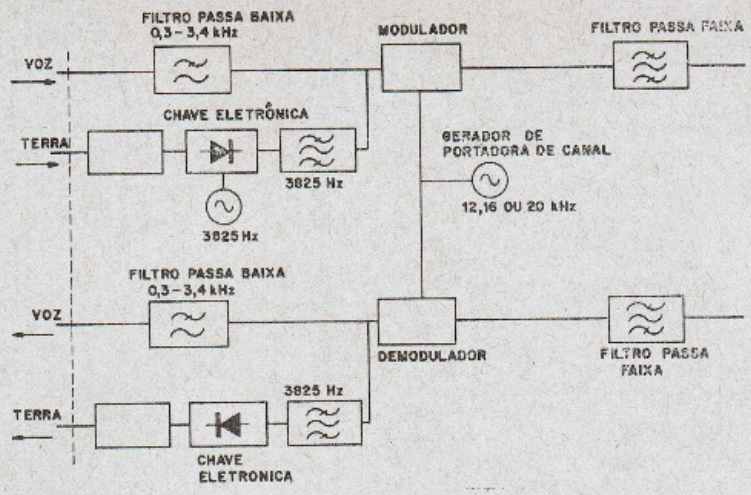
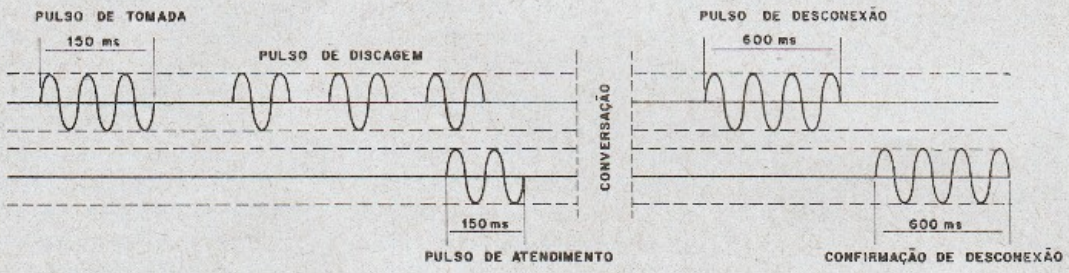
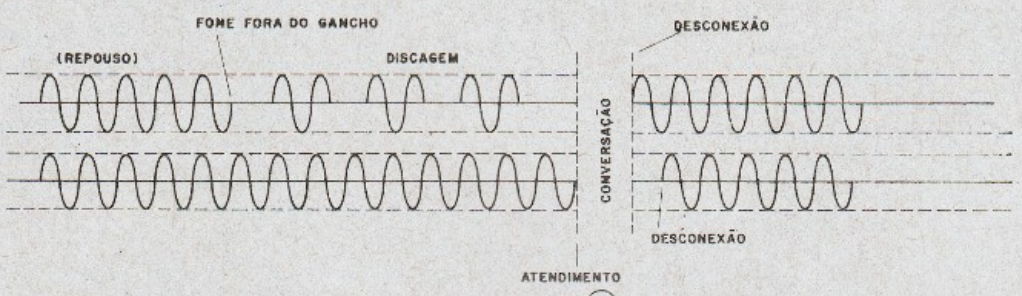


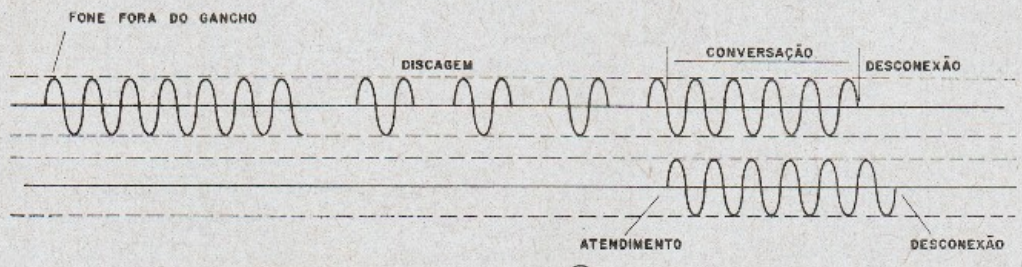
Figura 14



(A)
SINALIZAÇÃO PULSADA



(B)
SINALIZAÇÃO CONTÍNUA + PULSADA TON-OFF



(C)
SINALIZAÇÃO CONTÍNUA + PULSADA TON-ON

Figura 15

ções "para frente", ou seja, no sentido do desenvolvimento da conexão telefônica (A → B) e o conjunto de freqüências baixas em sinalizações "para trás", ou seja, no sentido da conexão já desenvolvida (B → A).

VII — NÍVEL DE SINALIZAÇÃO

Como a sinalização entre central (ou adaptador) e multiplex é quase sempre do tipo por corrente contínua, existe uma conversão dessa sinalização em sinalização por freqüências para sinalização de multiplex a multiplex. Podemos, com isso, destacar também a sinalização por freqüência contínua (constante) e descontínua ou pulsada.

A sinalização por freqüência contínua implica na existência ou ausência de um tom constante durante a conversação. O tom de sinalização pode ser enviado durante a conversação (TON ON ou tom presente) e/ou durante o tempo em que o canal não está sendo usado (TON OFF ou tom ausente).

Na fig. 15 apresentamos alguns esquemas de sinalização por freqüência contínua e pulsada.

Vejamos agora algo sobre níveis de sinalização. Distinguimos dois níveis de sinalização: alto e baixo. A sinalização descontínua tem um nível relativamente alto, geralmente em torno de 5 dBmφ (6 dBmφ segundo NTC 30). Já a sinalização contínua deve ser em nível baixo, pois poderia interferir com o canal de voz se tivesse um nível relativamente alto. O nível baixo é em torno de —18 dBmφ.

Quando, por limitação do equipamento, não se consegue colocar os canais de sinalização contínua com nível baixo de sinalização, costuma-se então limitar o número de canais a serem utilizados, para evitar sobrecargas do meio de transmissão.

Ω

ESTUDE ELETRÔNICA

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

MONTE SEU FM MONO OU ESTÉREO

COM OS MÓDULOS UNITAC

COMPRE O MÓDULO QUE DESEJAR:

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

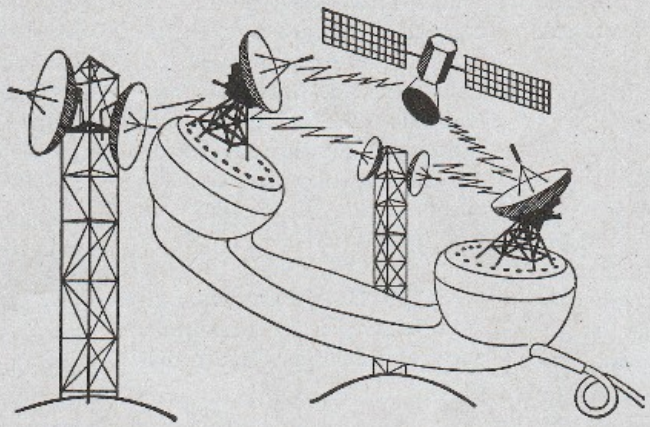
Despesa de frete e correio — Cr$ 30,00 para uma ou mais unidades

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

RADIOTÉCNICA AURORA LTDA.

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

TELECOMUNICAÇÕES



EM PAUTA

Aquilino R. Leal*

XXII — ELETRÔNICA (7)

Para efeito de continuidade, recomenda-se a leitura das publicações anteriores que versaram sobre Eletrônica, respectivamente publicadas nas Revistas nºs 345, 346, 347, 350, 353 e 354.

CONFIGURAÇÃO COLETOR COMUM (continuação)

Uma vez estudada a etapa de entrada desta configuração (Rev. nº 354, pg. 87), só nos resta examinar a etapa de saída e é justamente esta etapa a que apresenta uma outra característica importante da configuração CC, ou seja, a sua baixa resistência de saída.

Com os valores dos componentes usualmente empregados nesta configuração, a resistência de saída depende, basicamente, do valor dos resistores "pendurados" na base do transistor; lembremo-nos de que **qualquer resistência "pendurada" na base apresenta um valor, visto do emissor, igual a (1 — α) vezes o seu valor real.** Isto significa que se tivermos uma resistência total de base R_B igual a 5 kΩ e se o alfa (α) do transistor é 0,995, a resistência de saída será, aproximadamente, (1 — 0,995) × 5 000 Ω = 25 Ω.

CONFIGURAÇÃO BASE COMUM (BC)

Generalidades

A terceira e última forma em que podemos utilizar um transistor é na denominada configuração base comum. A fig. 1 mostra a estrutura básica desse circuito: o sinal de entrada é aplicado ao emissor, enquanto que o de saída é extraído do coletor, estando a base no potencial "terra".

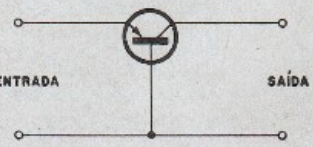


Figura 1

Nesta configuração podemos obter ganho de sinal devido aos seguintes fatores: como a junção do emissor está polarizada diretamente, isto traduz uma baixa resistência de entrada (lembre-se de que a resistência de uma junção quando

Engº de Telecomunicações da TELERJ
Div. de Desenvolv. de Transm. - Transm. Local

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

polarizada diretamente é baixa, ocorrendo o contrário quando polarizada inversamente); por outro lado, a junção do coletor apresenta uma polarização inversa; temos assim uma resistência de saída alta e, desta forma, poderemos colocar uma alta resistência de saída (carga); ora, a corrente de saída é aproximadamente igual à de entrada e, portanto, a relação entre a potência na carga e a de entrada é aproximadamente a relação entre a resistência de carga e a resistência de entrada, advindo daí um resultado numérico superior à unidade, o que se traduz em um ganho.

A resposta deste circuito é bastante diversa das correspondentes às configurações EC ou CC já estudadas. Uma das diferenças é a ausência do ganho em corrente — a intensidade de corrente do sinal fornecida pela fonte externa tem que ser tão grande (na realidade, é ligeiramente maior) quanto a corrente de sinal que se obtém no circuito de coletor. O ganho de corrente da configuração é justamente o alfa do transistor; assim sendo, I_C é sempre menor que I_E.

Uma dúvida que pode surgir é: de que forma obtemos ganho de potência se a corrente de saída é **sempre** menor que a de entrada? O ganho de potência é dado pelos ganhos de corrente e de tensão; neste caso, o ganho de tensão é elevado, chegando, em muitos circuitos, a superar o ganho da configuração EC! Devido ao elevado ganho de tensão, ainda que o de corrente seja pequeno, obtemos um bom ganho de potência.

Como já dissemos, a resistência de entrada desta configuração é baixa, cujo valor típico é da ordem de 25 ohms. A fonte externa de excitação deve fornecer, pois, uma corrente intensa desde uma impedância baixa; por este motivo o circuito deve ser excitado através de um transformador ou através de um circuito seguidor de emissor.

Para contornar o problema da baixa impedância de entrada do circuito, costuma-se ligar em série com o emissor e a fonte externa uma resistência R_S; desta forma a resistência se apresenta aumentada do valor de R_S — resistência de acoplamento. Este procedimento permite excursões moderadas de tensão na entrada e uma variação calculável da corrente através do transistor. Além disso, a fonte de sinal pode ser um circuito mais "simples", tendo que proporcionar uma tensão e corrente moderadas.

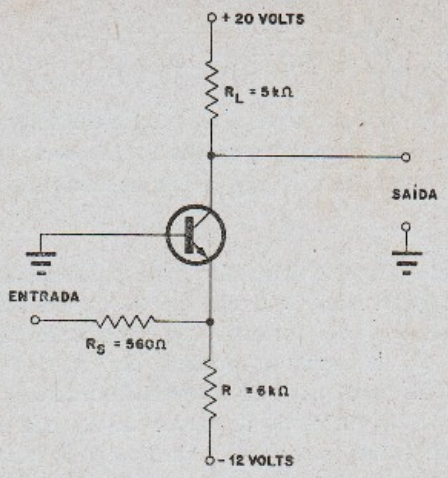


Figura 2

Obviamente, este método de aumentar a resistência de entrada sacrifica o ganho do circuito, mas a maior resistência (impedância) de entrada obtida com este artifício costuma justificar o "sacrifício".

PONTO DE FUNCIONAMENTO ESTATICO (análise) E CIRCUITO CC EQUIVALENTE

Consideremos o circuito da fig. 2, cuja polarização obedece o mesmo método que o apresentado na fig. 2-F do artigo "Eletrônica (3)" — Revista nº 347, pg. 65. As duas resistências R_L e R_B determinam o ponto de polarização, já que não existem resistores de polarização de base. A análise deste circuito nos leva, inicialmente, à determinação da corrente de emissor (I_E): desprezando-se a queda da junção base-emissor, o potencial do emissor é nulo, pois a base é aterrada e, por outro lado, a junção está diretamente polarizada; desta forma a corrente de emissor é:

$$I_E = \frac{V_{BB}}{R_B} \Longrightarrow I_B = \frac{12\ V}{6\ k\Omega} = 2\ mA$$

A queda provocada por R_L é:

$$V_{RL} = I_C \cdot R_L = 2\ mA \cdot 5\ k\Omega = 10\ V$$

já que $I_C \cong I_E$.

O valor de repouso de V_C é igual ao de V_{cc} menos a queda de tensão na resistência de carga:

$$V_C = V_{cc} - V_{RL} = (20 - 10)\ V = 10\ V$$

O fator gama deste circuito é dado por:

$$\gamma = \frac{V_{CB}}{V_{cc}} = \frac{10}{20} = 0{,}5$$

já que o emissor está a uma tensão firmemente fixada pela base ao potencial terra e a tensão de 12 volts (fig. 2) não afeta os limites do coletor.

O circuito CC equivalente ao apresentado na fig. 2 pode ser visto na fig. 3. A resistência de carga e R_{CB} formam um divisor de tensão entre V_{cc} e terra; a corrente de coletor (I_C) ajusta-se para produzir aproximadamente a metade de V_{cc} entre os terminais de R_L e a outra metade entre os terminais de R_{CB} para uma polarização normal. O valor de R_B é selecionado de forma a prover a corrente correta de coletor para estas condições, supondo que o fator gama seja 0,5 para o estado de repouso.

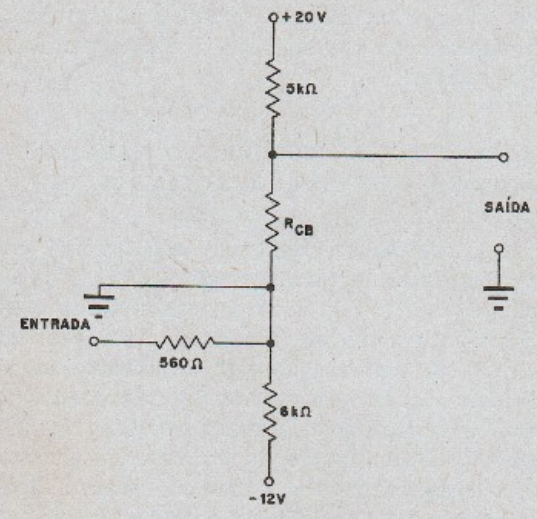


Figura 3

A base está firmemente unida à massa e, em conseqüência, o emissor não poderá variar desviando-se do potencial terra mais que 0,6 volt (no caso de um transistor de silício) quando é aplicado um sinal (veja Revista nº 353, pg. 88).

O valor de R_{CB} pode ser facilmente determinado através do circuito equivalente:

como $I_C \cong 2$ mA e $V_{CB} = 10$ V ($= V_C$, neste caso), vem:

$$R_{CB} = \frac{V_{CB}}{I_C} = \frac{10\text{ V}}{2\text{ mA}} = 5\text{ k}\Omega$$

Para encerrar a análise só nos resta determinar os limites do circuito. Se a tensão do coletor aumenta até V_{cc}, o transistor está em corte (não conduz). Se o transistor está no estado de saturação, somente R_L e V_{cc} determinam a máxima corrente de coletor ($V_{CB} \cong 0$). Assim, a tensão de coletor pode oscilar desde o potencial terra até V_{cc}; como a polarização mantém V_C em 10 volts permanentemente, a excursão do ponto Q pode desviar-se de um para outro lado na mesma amplitude e, portanto, o circuito está polarizado para uma saída máxima de pico a pico (sem carga externa).

Os limites acima analisados, como sabemos, estão caracterizados para os sinais intensos. Os parâmetros do circuito que nos interessam para determinar a resposta a sinais fracos são: a resistência de entrada (impedância) r_i, o ganho de tensão A_v e a resposta de freqüência.

A resistência de entrada para o circuito da fig. 2 é fácil de se determinar: para todos os fins práticos r_i é 560 ohms (veja a fig. 3), ou seja, R_S é a resistência total de entrada; se não existisse R_S, a resistência de entrada seria r_e, neste caso da ordem de 15 ohms; isto constitui, praticamente, um curto-circuito, e eis aí a razão do emprego de R_S.

O ganho de tensão desta configuração é determinado de u'a maneira um pouco diferente das demais configurações e, como dissemos anteriormente, o ganho de tensão é dado por:

$$A_v = \frac{R_L}{R_S} \qquad (I)$$

Para o nosso exemplo:

$$A_v = \frac{5\text{ k}\Omega}{560\ \Omega} \cong 9$$

Obviamente, diminuindo-se o valor de R_S o ganho aumenta substancialmente; se

$R_S = 100\ \Omega$, por exemplo, teríamos:

$$A_v = \frac{5\,000\ \Omega}{100\ \Omega} = 5, \text{ aproximadamente}$$

"Então, quer dizer que se $R_S = 0\ \Omega$, o ganho é infinito?!" Não é bem assim! Vamos com calma! A expressão (I) só é válida desde que R_S seja bastante maior que r_e; se ambos os valores são comparáveis teremos que levar em consideração r_e.

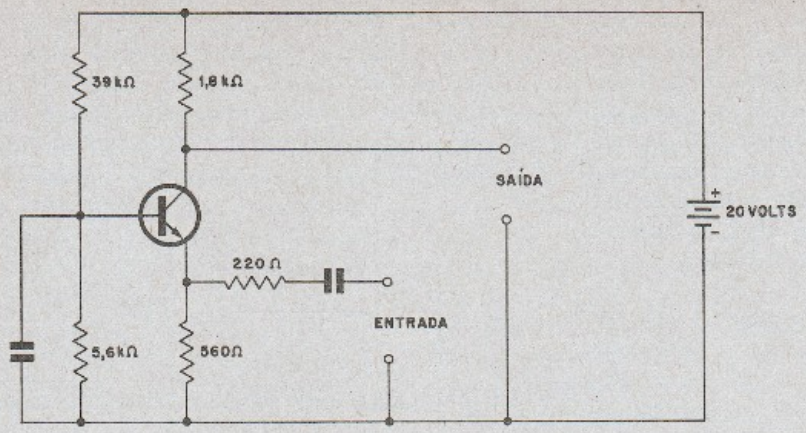


Figura 4

Suponhamos $R_s = 30\ \Omega$; o ganho não seria $5\,000 : 30 \cong 167$, porém $5\,000 : (30 + r_e) = 5\,000 : 45 \cong 111$. "Então, isto quer dizer que o maior ganho é obtido quando $R_s = 0$ e neste exemplo valeria $5\,000 : 15\ \Omega \cong 233$?" Correto! Para o circuito da fig. 2, um sinal de 20 mV aplicado à entrada dará por resultado um sinal de 20 mV $\times$ 9 = 180 mV, aproximadamente, no coletor.

Finalmente, teremos que determinar a resposta de freqüência do circuito. A resposta em baixa freqüência do circuito da fig. 2 se estende até CC, pois não existem capacitâncias de acoplamento. O limite superior é fornecido pelo fabricante; se este nos informa que a freqüência de corte beta para o transistor ($f\beta$ — veja Rev. nº 353, pg. 67) é 10 000 Hz, poderemos calcular a resposta para a máxima freqüência possível; sendo beta (β) 100, temos:

$$f\alpha = \beta \cdot f\beta = 100 \cdot 10\ \text{kHz} = 1\ \text{MHz}$$

Desta forma a maior freqüência possível (3 dB) correspondente a este circuito é 1 MHz — na realidade este limite superior é menor, devido às capacitâncias distribuídas de conexões do circuito e das capacitâncias associadas a cada resistor.

Para fixar os conceitos aqui estabelecidos e definir outros inerentes à configuração BC, consideremos o circuito apresentado na fig. 4; a diferença básica deste para o anterior é a polarização de base.

No estado de repouso o potencial do emissor se mantém em torno de 2,5 volts devido ao divisor formado pelas resistências de polarização da base; esta tensão acarreta uma corrente de emissor (ou coletor) de 2,5 V : 560 Ω ≅ 4,5 mA. Quando o circuito é excitado negativamente surge uma d.d.p. entre os terminais de R_s (220 Ω), igual à tensão do sinal aplicado; isto tende a excitar o emissor negativamente — da ordem de alguns milivolts, possivelmente. A excitação negativa do emissor aumenta o grau de polarização do transistor (esta excitação tem o mesmo efeito que uma excitação positiva de base) e, portanto, a corrente do coletor deve aumentar e V_c se deslocará no sentido do potencial terra do circuito, afastando-se do valor V_{cc} (no caso, 20 volts — fig. 4).

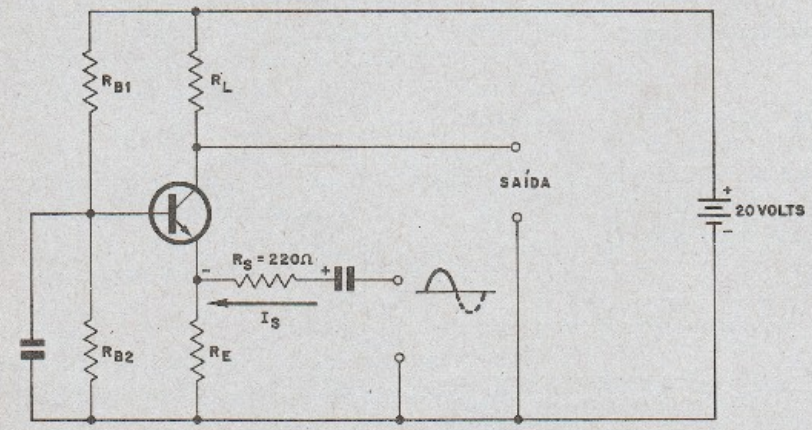


Figura 5

Quando uma variação positiva se faz presente na entrada, o transistor "comuta" e flui menos corrente pelo emissor (a excitação mais positiva do emissor tem o mesmo efeito que uma excitação negativa de base). Com menor corrente de coletor, a tensão de coletor aumenta em direção a V_{cc}. Com esta análise concluimos que **não há inversão de fase, pois a saída "segue" a entrada no que concerne à polaridade.**

Vejamos agora a análise CA, simplificada, para entender de uma forma justa e perfeita o mecanismo de funcionamento do circuito. Suponhamos uma entrada de sinal de 200 mV pico-a-pico e consideremos ser o sinal senoidal. Quando a entrada tende ao pico positivo (+100 mV), a tensão entre os terminais de R_S é 100 mV com uma corrente I_S como a indicada na fig. 5. O valor de pico desta corrente é praticamente:

$$I_S = \frac{V_{RS}}{R_S} = \frac{0{,}1\ V}{220\ \Omega} \cong 0{,}45\ mA$$

(este cálculo depende de que V_E — tensão de emissor — seja perfeitamente constante, o que não é o caso; no entanto, o erro é tão pequeno que pode ser ignorado na maioria das aplicações práticas).

Como V_E é constante, e de acordo com a Lei de Ohm, a corrente em R_E deve permanecer constante, a corrente de coletor deve, então, diminuir em 0,45 mA para que haja o perfeito acomodamento de correntes; realmente, o emissor está excitado ligeiramente no sentido positivo e I_B diminui ligeiramente, pelo que a corrente de coletor deve ser β . I_B entrando através de R_S. Com isto a tensão de coletor aumenta em uma quantidade determinada por R_L e pela variação de I_C; a variação da tensão de coletor é, portanto:

$$\Delta Vc = \Delta Ic \ . \ R_L = 0{,}45\ mA \ . \ 1{,}8\ k\Omega = 0{,}81\ V$$

Então, a tensão de coletor aumenta em quase 1 volt.

Quando a excursão da entrada é negativa, a corrente passa por R_S no sentido contrário e a corrente de coletor deve aumentar. A variação da tensão de coletor é novamente igual à variação da corrente do coletor que tem lugar em R_L; assim:

$$\Delta Vc = \Delta Ic \ . \ R_L = 0{,}45\ mA \ . \ 1{,}8\ k\Omega = 0{,}81\ V$$

Então, a tensão de coletor diminui em 1 volt, aproximadamente.

A variação total da tensão de saída, de acordo com os cálculos acima, é de 1,62 volt (0,81 + + 0,81), enquanto a de entrada é de 0,2 volt. A variação da saída dividida pela variação da entrada corresponde ao ganho fornecido pelo transistor, ou seja, a "quantidade de amplificação".

$$A_v = \frac{1{,}62\ V}{0{,}2\ V} = 8{,}10$$

Fazendo uso da relação (I) teríamos encontrado:

$$A_v = \frac{1\,800\ \Omega}{220\ \Omega} \cong 8{,}18$$

valor este que não está longe do obtido anteriormente por um processo menos exato, porém menos complicado.

Neste exemplo, o ganho não é grande, porém, pode tornar-se maior aumentando-se o valor de R_L e/ou diminuindo-se o de R_S; no entanto, isto requereria mais potência de excitação da fonte, por isto, em muitos casos, o ganho deve ser sacrificado em favor de requisitos mais favoráveis e razoáveis de entrada.

A máxima excursão de coletor é 20 — 2,5, ou seja, 17,5 volts; no entanto, como o transistor está polarizado em um ponto que não corresponde exatamente ao ponto médio da reta de carga, a máxima excursão do coletor é menor que este valor; senão vejamos: em estado de repouso (CC) a tensão de coletor referenciada ao terra do circuito é da ordem de 11,9 volts, podendo variar desde 11,9 volts até 20 volts, ou seja, uma excursão de 8,1 volts em um sentido e de 9,4 volts (11,9 — 2,5) no outro sentido; então, a verdadeira excursão (simétrica) da tensão de coletor é, pois, igual ao dobro da "distância" do ponto Q até o limite mais próximo; no nosso caso, corresponde ao dobro de 8,1, valendo 16,2 volts, ao contrário dos 17,5 anteriormente determinados, desde que, é claro, desejemos uma excursão simétrica.

A máxima variação de entrada é, portanto, $\Delta V_C/A_v$, ou seja, variação máxima de entrada $=$

$$= \frac{\Delta V_C}{A_v} = \frac{16{,}2\ V}{8{,}1} = 2\ \text{volts pico-a-pico.}$$

Um sinal mais intenso de entrada fará com que a tensão de coletor alcance (ou supere) um dos limites.

Pelo que foi examinado até aqui, podemos dizer que o circuito base comum apresenta uma excelente resposta em alta freqüência, boa estabilidade de temperatura e alto ganho de tensão. Seus inconvenientes são a baixa impedância de entrada e falta de ganho de corrente.

Com isto damos por encerrado o estudo preliminar das três configurações possíveis com um transistor; é lógico que a análise dos circuitos encontrados usualmente na prática ainda não se encerrou, nem muito menos a "teoria eletrônica".

No próximo artigo iremos estudar com mais detalhes cada uma das sete formas de polarização usuais para um transistor, conforme foi visto na Revista nº 347, pg. 65, fig. 2 — "Eletrônica (3)".

Ω

COPA DO MUNDO:

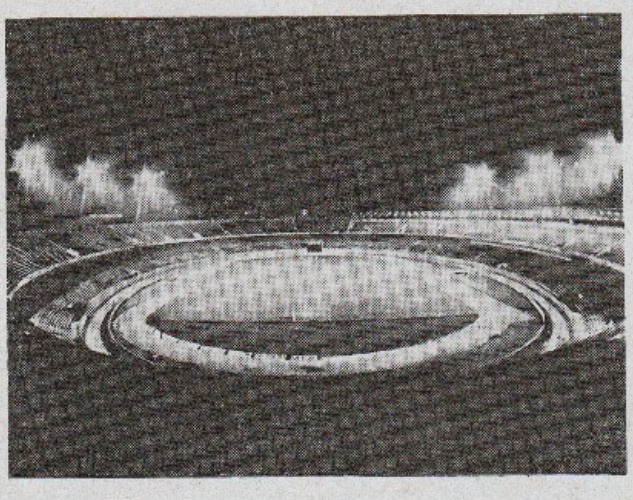
Iluminação dos Estádios Visa a TV a Cores

O 11º Campeonato Mundial de Futebol, cujas fases finais começarão dia 1º de junho próximo, na Argentina, será disputado em seis estádios, em construção ou que estão sendo reformados e ampliados, e que são: os do River Plate e do Velez Sarsfield, em Buenos Aires, e os estádios das cidades de Rosário, Mendoza, Mar del Plata e Cordoba.

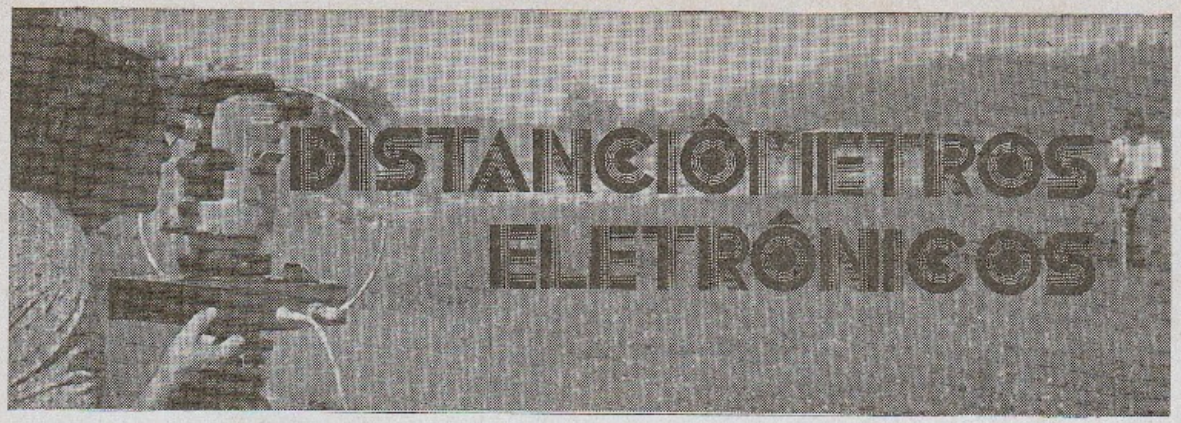
A iluminação de três desses estádios foi projetada e será realizada pela Philips, com ampla assistência de seu Centro de Projetos de Iluminação, em Eindhoven, Holanda, tendo em vista satisfazer plenamente os requisitos para a transmissão dos jogos por TV a cores. Embora a televisão colorida ainda não tenha sido implantada na Argentina, as partidas das fases finais da Copa do Mundo/78 serão transmitidas a cores para todos os países, via satélite. Espera-se que dois bilhões de espectadores de todo o mundo assistam aos jogos pela TV.

O contrato para a iluminação desses três estádios, no valor de cerca de 24 milhões de cruzeiros, prevê o fornecimento de instalações para: a) o estádio em construção no Parque General San Martin, em Mendoza, que terá acomodações para 50 mil espectadores; b) o Estádio Central, situado na região de Lisandro de la Torre, nas margens do Rio Paraná, em Rosário, que está sendo reformado e que terá sua capacidade elevada para 60 mil pessoas; c) o estádio do Velez Sarsfield, em Buenos Aires, que também está passando por reformas e que deverá acomodar 55 800 espectadores.

Esses três estádios serão dotados de instalações para lâmpadas de vapor metálico de alta pressão, similares às que a Philips empregou na iluminação do Estádio Olímpico de Montreal, no Canadá, e em vários dos maiores estádios brasileiros, como o do Morumbi, em São Paulo, o do Beira Rio, em Porto Alegre, o Serra Dourada, em Goiânia, o «Vivaldo Lima», em Manaus, o «José Fragelli» («Verdão») em Cuiabá e o do Santa Cruz, em Recife.



Na iluminação de três dos estádios da Copa do Mundo na Argentina, a Philips empregará um sistema similar ao que adotou no Estádio do Beira Rio, em Porto Alegre (foto).



CARLOS RODRIGUES LADEIRA *

PARTE IV

Operação com os distanciômetros eletrônicos

A precisão decorrente do processo das medidas eletrônicas pode ser expressa, em súmula, por

$$\text{precisão} = a + b \cdot s \cdot 10^{-6} \text{ mm}$$

onde **a** é o erro médio que independe da distância **s** (mm)
b é o erro médio, proporcional à distância, em partes por milhão, ou mm por km

Os valores **a** e **b** são características construtivas dos distanciômetros, decorrentes de diversas causas já analisadas, e são resultado de opções, em que pesam principalmente:

1) o campo de aplicação a que se destinam, o que envolve alcance e precisão desejada;
2) possibilidades tecnológicas de realização, incluindo custo;
3) comodidade de operação, que implica em facilidade de transporte, viabilidade de manutenção e versatilidade.

As soluções adotadas pelos fabricantes já se cristalizaram, dando origem a dois tipos funcionais característicos de instrumentos:

a) para distâncias curtas
b) para grandes distâncias

Estes últimos, por sua vez, são divididos em dois tipos operacionais conforme as ondas portadoras:

1) grupo luz (ou laser)
2) micro-ondas

O gráfico da fig. 18, ligando precisão com distância, vai nos facilitar o exame de cada tipo.

DME para distâncias curtas

Incluem distanciômetros construídos para operar até 500 ou 1 000 metros, e excepcionalmente uns 2 000 ou 3 000 metros. Funcionam, em regra, na faixa do infra-vermelho próximo, o que lhes dá boa penetração atmosférica e permite operar satisfatoriamente durante todo o dia. Os modelos existentes atualmente são automáticos

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

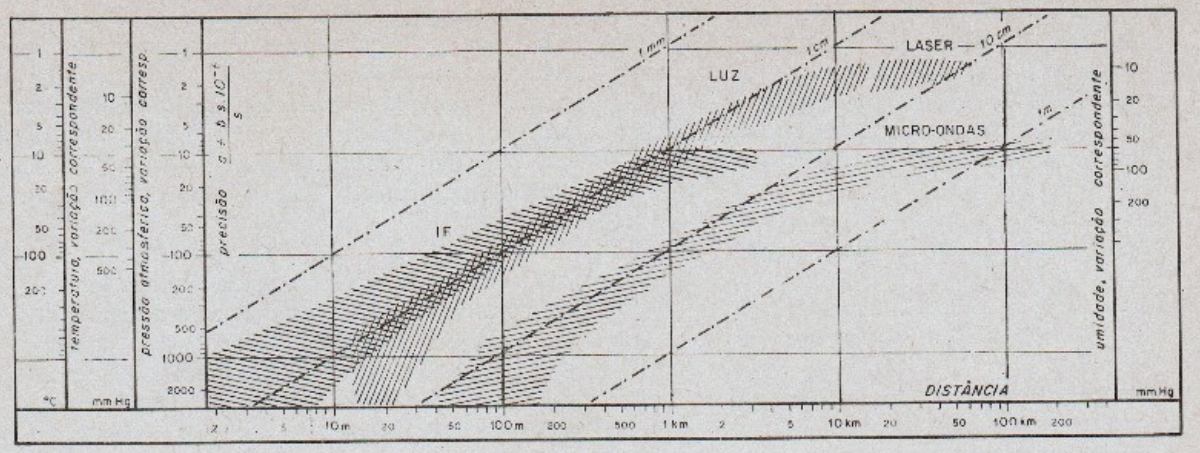


Figura 18

Precisão e campo de operação.

ou semi-automáticos; a distância é obtida em leitura digital direta.

Cobrindo convenientemente o campo topográfico, devem fornecer precisão compatível com as necessidades da topografia, que raras vezes é maior que um centímetro.

Para distâncias curtas o termo a da expressão predomina:

$$b \cdot s \cdot 10^{-6} < a$$

A influência do termo em b, que é afetado pelas variações atmosféricas, é reduzida.

O gráfico da fig. 18 nos mostra que variações da ordem de 10°C na temperatura e 30 mm Hg na pressão atmosférica podem ser toleradas. Se o distanciômetro for calibrado para condições médias de temperatura, os erros de ambiente dependerão quase exclusivamente da altitude local.

As correções remanescentes são realizadas com auxílio de tabelas ou ábacos que devem acompanhar o instrumento. Essas correções incluem, além das correções de propagação, a de freqüência do oscilador (se de temperatura não estabilizada). Em alguns instrumentos a correção pode ser introduzida no distanciômetro por algum controle eletrônico, e a leitura obtida já

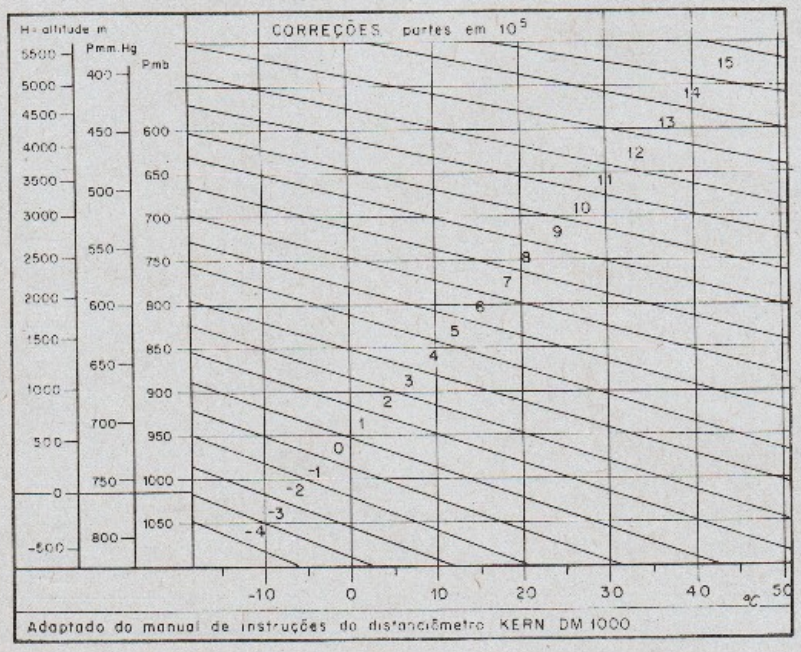


Figura 19

Gráfico de correção (simplificado) que acompanha o distanciômetro DM 1000 da Kern.

é correta (WILD DI 10, WILD DI 3). Na fig. 19 reproduz-se, de forma simplificada, o gráfico que acompanha o DM 1000 Kern. Note-se que sendo as condições de aferição diferentes de 0° e 760 mm, os coeficientes das fórmulas da correção indicada não coincidem com os das fórmulas básicas.

São valores usuais de precisão:

a = 5 a 10 mm
b = 5 a 10 mm/km

DME para distâncias longas a luz

Permitem operar com luz comum ou de mercúrio até uns 10 ou 20 km. É essencial para esse alcance a boa visibilidade e sua eficiência é muito melhor à noite.

Crescendo a distância, o termo em **b** predomina. A resolução é próxima ao milímetro. O valor de **a** é da ordem de uns 10 mm. O valor de **b** deve corresponder ao limite teórico de precisão (10^{-6}). O valor especificado é em regra uns 2 mm/km e, para que seja atingido, devem ser efetuadas cuidadosamente todas as correções relativas ao índice de refração. Para isso, temperatura e pressão atmosférica devem ser colhidas nas duas extremidades da linha, a menos de 1°C e 3 mm Hg, respectivamente. A influência da umidade permanece abaixo do limite de precisão (10^{-6}).

A substituição da luz comum por um feixe laser permite melhorar o alcance para uns 50 km, em condições propícias. Neste caso a correção de umidade, embora sem grande significado isoladamente, terá uma contribuição estatística em séries de medidas, melhorando a dispersão dos erros. As leituras necessárias dos psicrômetros para cálculo dessas correções deverão ser feitas pelo menos nos dois extremos da linha.

As correções a serem aplicadas aos resultados são calculadas por fórmulas derivadas das fundamentais, ou ábacos que acompanham os instrumentos. Na fig. 20 é apresentado, a título de exemplo, um ábaco a pontos alinhados que fornece as correcões atmosféricas, válido para o

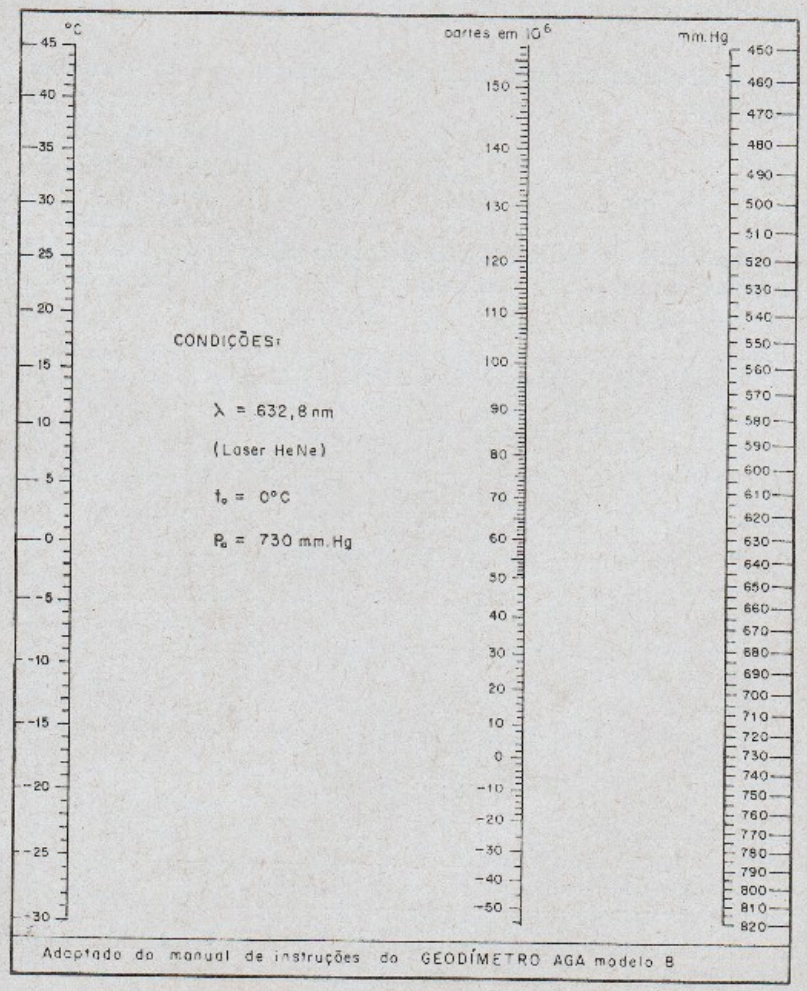


Figura 20

Nomograma para correção atmosférica, válido para o geodímetro modelo 8 da AGA.

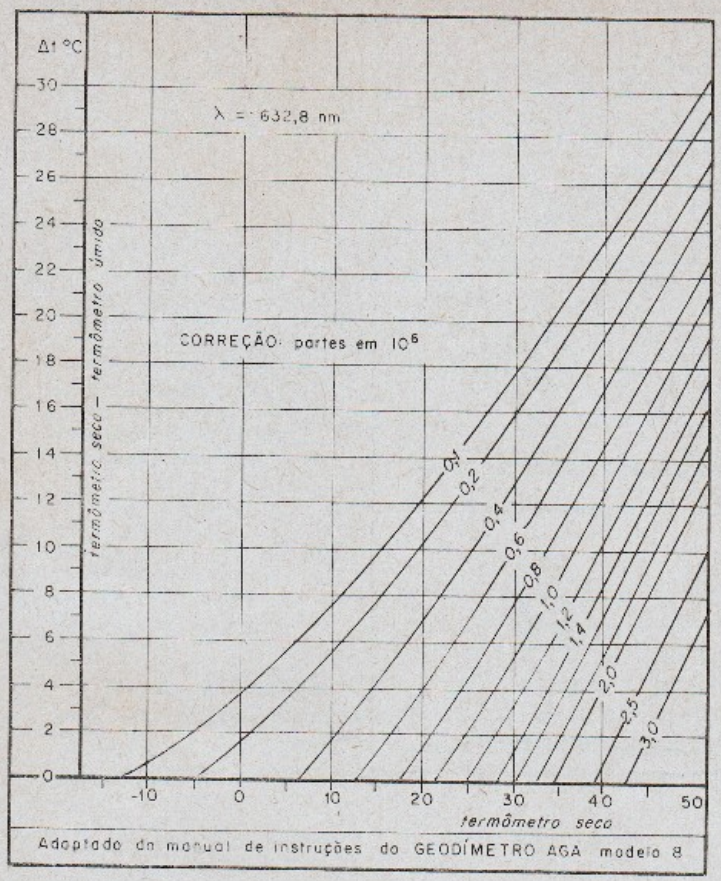


Figura 21

Gráfico para correção de umidade, válido para o geodímetro modelo 8 da AGA.

geodímetro modelo 8 da AGA, que opera com laser de 632,8 nm. Na fig. 21 mostramos o gráfico para a correção de umidade, diretamente em função das leituras do psicrômetro, para o mesmo instrumento.

DME para distâncias longas a micro-ondas

Como acontece com os distanciômetros do grupo luz, o valor de b predomina. As influências de temperatura e pressão atmosférica são da mesma ordem. Mas, como já sabemos, a influência da umidade é umas 100 vezes maior neste tipo de radiação. A correção respectiva torna-se absolutamente necessária.

Sendo o cone de dispersão bastante grande (uns 6°), a pontaria óptica precisa torna-se desnecessária. Uma vez constatada a desobstrução da linha de propagação, a orientação eletrônica é suficiente e, evidentemente, não é crítica. A penetração das micro-ondas é excelente, permitindo a operação em quaisquer condições atmosféricas com ótimo rendimento elétrico.

A experiência tem mostrado que a eficiência cai ao longo de superfícies de água ou neve.

As incertezas do trajeto e da influência das variações ambientes, como indicadas na Revista anterior (nº 358), limitam a precisão, atingindo valores b ≅ 10 mm/km ou mais. Como o interesse dos distanciômetros de micro-ondas tem se limitado a longas distâncias, não há preocupação de que a seja muito pequeno, sendo comum a ≅ 100 mm. A resolução não passa, em geral, do centímetro.

Tendo em vista o perigo de reflexões no solo, experiências com o MRA 1 sugeriram que se mantenha o afastamento de:

3	m	acima	do	solo	até	0,5	km
5	m	"	"	"	"	3	km
7	m	"	"	"	"	10	km
12	m	"	"	"	"	20	km

Convém lembrar que o retorno das ondas é feito com um retransmissor, geralmente igual ao emissor e intercambiável com ele. Isto implica na necessidade de dois operadores de mesma categoria, sem mencionar um possível encarecimento do equipamento.

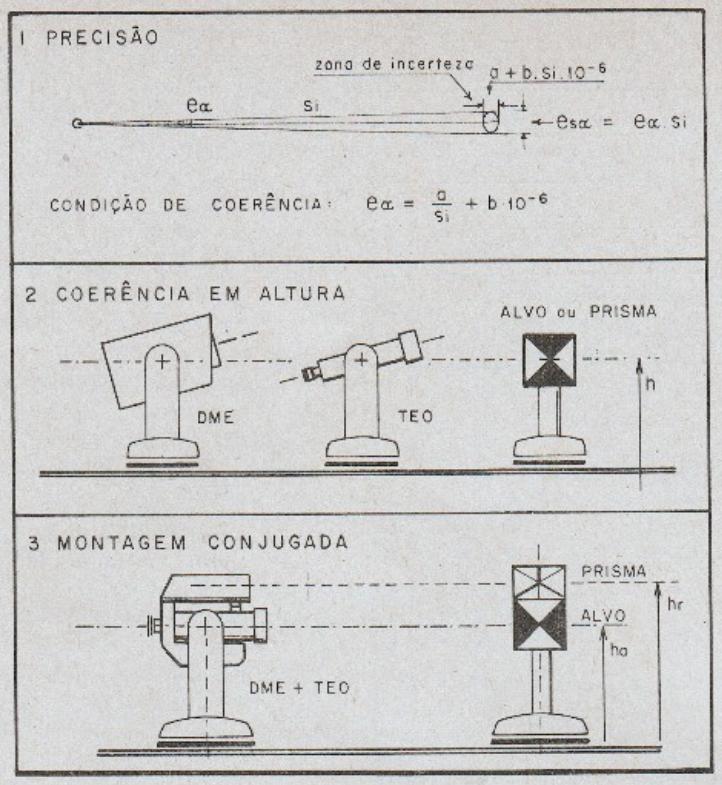


Figura 22

Distanciômetro e teodolito. (A) Precisão. (B) Coerência em altura. (C) Montagem conjugada.

Distanciômetro e teodolito

As medidas de distâncias em topografia e geodésia estão invariavelmente ligadas à medida de ângulos. Duas considerações deverão ser feitas:

1) É de esperar que exista uma certa coerência na precisão de ambas.

A definição de um ponto à distância **s**, determinado por um ângulo α (fig. 22-A), sofre uma incerteza:

$$\Delta x = \Delta\alpha \cdot s \qquad (\Delta\alpha \text{ em radianos})$$

proveniente da incerteza $\Delta\alpha$, no ângulo α, na direção transversal à distância **s**. Se esta distância for medida com um distanciômetro eletrônico, o ponto padecerá de uma incerteza:

$$\Delta y = a + b \cdot s \cdot 10^{-6}$$

longitudinal, na direção de **s**.

A posição do ponto será definida dentro de uma elipse de semi-eixos x e y. Lembrando da teoria dos erros, relações entre x^2 e y^2 correspondem aos inversos dos pesos relativos das duas medidas.

É desejável que

$$\Delta x = \Delta y$$

ou

$$a + b \cdot s \cdot 10^{-6} = \Delta\alpha \cdot s$$

Para distâncias grandes

$$\Delta\alpha = b \cdot 10^{-6} \quad \text{ou} \quad \Delta\alpha'' \cong 0{,}5 \cdot b$$

Nos instrumentos eletro-ópticos, onde b = 1,4 a 2 mm/km, o teodolito deverá ter, portanto, uma precisão "efetiva" de 1".

Para distâncias curtas, caso da topografia, a predomina e $\Delta\alpha = \frac{a}{s}$.

Com a = 10 mm e s = 500 m: $\Delta\alpha \cong 5''$
para s = 100 m: $\Delta\alpha \cong 0{,}5'$

Estes valores definem bem a classe de teodolitos a empregar.

2) Resta saber se convém juntar as duas funções — teodolito mais distanciômetro — em um único instrumento. A solução da questão resulta mais uma vez de uma opção em que diversos fatores estão envolvidos:

a) Problemas construtivos — Nos primeiros instrumentos construídos, seu volume e peso impediriam qualquer possibilidade de reunião. A tecnologia atual tornou isto possível.

b) Ociosidade e custo — A união dos dois instrumentos faz com que, praticamente, um deles esteja sempre ocioso. Dado o custo elevado de ambos, esta ociosidade, desde que não seja compensada pelo tempo perdido normalmente na instalação e preparo para operação, se traduz em maior custo e, portanto, menor rendimento econômico do trabalho.
Na verdade, só a análise do rendimento de trabalho a esperar, tendo em vista principalmente o conjunto de tarefas que se pretende solicitar dos instrumentos, permitirá decidir da maior ou menor conveniência dessa unificação.

A solução prática, dada pelos fabricantes, toma três rumos diversos:

1) Para longas distâncias, os distanciômetros são maiores e as condições de medida de ângulos e distâncias nem sempre são iguais; não há, portanto, conveniência na unificação. Os distanciômetros desta classe não têm recursos para medida de ângulos. A precaução de eliminar os erros provenientes da troca de teodolito com o distanciômetro é assegurada com o uso sistemático de equipamentos de centragem forçada. Além disso, deve existir coerência na altura (fig. 22-B) dos instrumentos e acessórios.

2) Para trabalhos de cobertura de detalhes no campo topográfico, torna-se conveniente a utilização simultânea do distanciômetro e do teodolito. Toda uma série de instrumentos, em regra na faixa do infra-vermelho, está sendo construída de forma a serem acoplados ao teodolito. O acoplamento é feito de forma a eliminar problemas de diferença de alturas entre distanciômetro, refletor, teodolito e alvo (fig. 22-C). Como exemplos: o DI-3s da WILD, o ELDI-2 da Zeiss Ob., o DM-500 da Kern, etc.

3) Nas mesmas condições indicadas no item anterior, existem alguns instrumentos que conjugam as duas operações. Como exemplos: o SM-11 da Zeiss Ob., o 3810 da HP, o 7T da Aga, etc. O Ref Elta da Zeiss Ob. reúne as qualidades do SM-11 a um sistema registrador automático, de fita.

(conclui no próx. número)

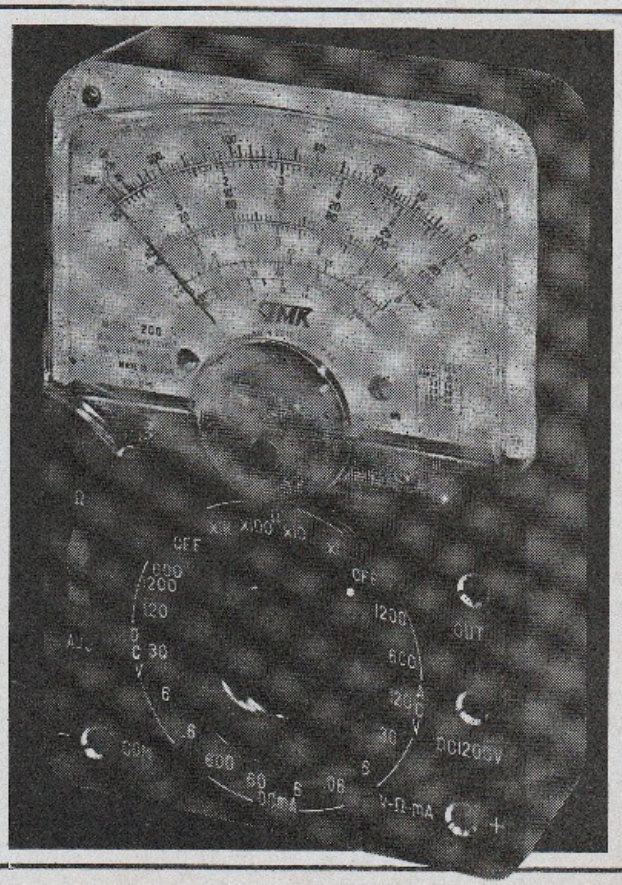
COMPACTO, ROBUSTO E DE ALTA SENSIBILIDADE.

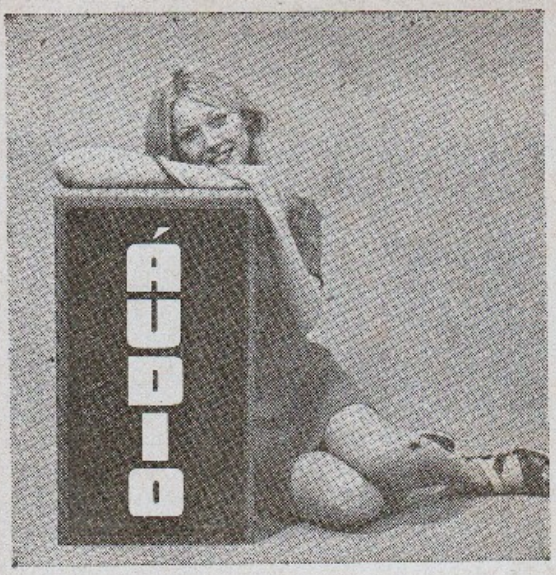
- CC. Volts: 0-0.6-6.0-30-120-600-1200 V. (20.000 ohms/volt).
- CA. Volts: 0-6.0-30-120-600-1200 V. (10.000 ohms/volt).
- CC. Miliamperes: 0-60 microA: 0-6.0-60-600 mA.
- Ohms: 0-10K — 100 K — 1M — 10 M (60, 600, 6K, 69K no centro).
- Capacitância: 0.002 — 0.2 micro F.
- Decibéis — 20 até 63 dBm
- Dimensões: 91 x 131 x 39 mm.
- Acompanha um par de cabos e instruções de uso.

À VENDA EM TODAS AS CASAS DO RAMO.

MOD. 200

TMK





SISTEMAS DE ALTO-FALANTES MÚLTIPLOS

Colaboração da IBRAPE

Princípios da divisão de freqüência

Os sistemas de alto-falantes múltiplos, como já sabemos, proporcionam o melhor desempenho acústico possível, uma vez que cada alto-falante é especialmente projetado para cobrir uma porção limitada do espectro de freqüências. Para se obter tal desempenho deve-se assegurar que o sinal elétrico de entrada, para os diferentes alto-falantes, é dividido de tal maneira que cada alto-falante receba apenas os sinais que ele esteja apto a reproduzir. Em um sistema duplo, ou de dois canais, o sinal é dividido em duas partes: as baixas freqüências para o alto-falante de graves ("woofer") e as altas freqüências para o alto-falante de agudos ("tweeter"). Em um sistema triplo, ou de três canais, em que o sinal é dividido em três partes, o alto-falante de médios ("squawker") recebe as freqüências do centro da gama de áudio, enquanto que os sinais recebidos pelo "woofer" e pelo "tweeter" possuem menor largura de faixa.

Em alguns sistemas de alto-falantes foi empregada, no passado, divisão do espectro de áudio-freqüências em cinco partes; atualmente, entretanto, isso não se faz mais necessário em face do desempenho dos modernos alto-falantes.

Para manter uma resposta contínua em toda a gama de áudio, as características individuais de freqüência de cada um dos alto-falantes deverão se sobrepor ligeiramente às dos outros. Os pontos em que essas freqüências se cruzam são chamados de **pontos de transição** ("cross-over points") e a freqüência em que isto ocorre é chamada de **freqüência de transição** ("cross-over frequency"). Ao se determinar a freqüência de transição e o grau de atenuação em ambos os lados da mesma, devem-se levar em consideração as características de freqüência dos alto-falantes, pois é importante que cada um deles gere a quantidade correta de energia acústica para a parte

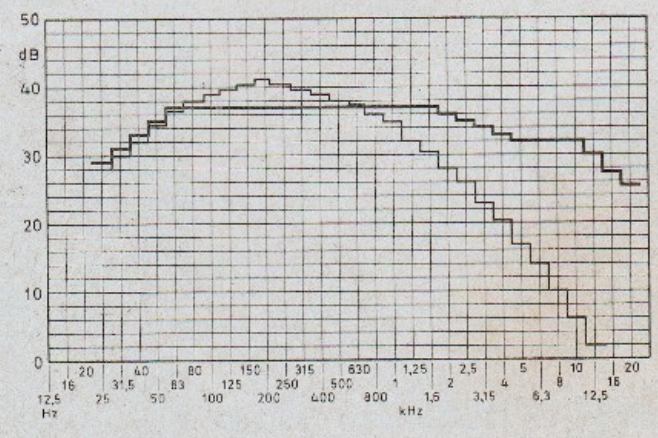


Figura 1

Em traço fino: Espectro de ruído IEC/DIN para teste de alto-falantes. Em traço grosso: Novo espectro de ruído recomendado para teste de alto-falantes levando em consideração a música moderna.

do espectro de áudio que ele está cobrindo.

É igualmente importante que os alto-falantes sejam escolhidos em função de suas sensibilidades e capacidades de manejo de potência quando usados em combinação com os demais.

Requisitos de energia

O fator mais importante no projeto de qualquer sistema de alto-falantes múltiplos é a **energia** que cada alto-falante deve irradiar. A menos que seja mantido um correto equilíbrio de potência na saída acústica combinada de todos os alto-falantes do sistema, o resultado final será inaceitável. Durante muitos anos foram efetuados testes para determinar os níveis de potência tanto de instrumentos individuais como de orquestras completas. O resultado desses testes foi o estabelecimento daquilo que está sendo agora claramente definido como padrões através de todo o mundo. Embora ocorram ligeiras diferenças nesses "padrões", todos eles são baseados, em princípio, no conteúdo energético da música.

Na Europa, os padrões IEC/ /DIN definem claramente o espectro de ruído que é utilizado para o teste de alto-falantes e de sistemas de alto-falantes. Esse espectro está mostrado na fig. 1 e é baseado nos níveis de energia necessários através de todo o espectro de áudio, a fim de que se obtenha a correta reprodução de música.

Entretanto, o desenvolvimento desses padrões resultou de medições efetuadas principalmente com música orquestral. Recentemente, foram efetuadas medições em apresentações populares, tendo-se chegado a diferentes conclusões. A música "pop" possui um diferente conteúdo de energia em relação à música orquestral clássica; de acordo com os últimos resultados comprovados, há muito mais energia presente em freqüências acima de 800 Hz do que a que foi medida originalmente.

A fim de se efetuarem testes em alto-falantes e sistemas de alto-falantes de maneira que seus desempenhos sejam satisfatórios para **todos** os tipos de música, inclusive a moderna música "pop", o sinal de teste foi modificado de maneira a incluir os efeitos de maior energia nas altas freqüências. O novo espectro de teste também está mostrado na fig. 1, enquanto que os detalhes do filtro intermediário estão mostrados na fig. 2.

O conteúdo de energia é de especial interesse para nós neste caso, uma vez que é de considerável importância no projeto de sistemas de alto-falantes múltiplos. A fig. 3 nos dá um dos resultados de testes levados a efeito com música moderna. Foi utilizado um amplificador de potência com controles separados para graves e agudos, o controle de graves proporcionando uma variação de ±16 dB e o de agudos ±12 dB. Nas curvas da fig. 3 estão indicadas várias combinações de ajustes dos referidos controles, uma vez que se supõe que o sistema de alto-falantes deva manejar corretamente o sinal do amplificador sob todas as condições de ajustes dos controles.

Na fig. 3-a vemos que a energia para o "woofer", em 700 Hz, pode se situar entre 80% e 98% do total; pela fig. 3-b vemos que a energia para o "squawker" deve estar entre 30% e 60% do total na faixa de 650 Hz e 3 000 Hz; e, conforme se observa na fig. 3-c, o "tweeter" deve manejar de 18% a 70% da potência total em 3 000 Hz.

Pode-se então combinar esses resultados de tal maneira que seja possível determinar-

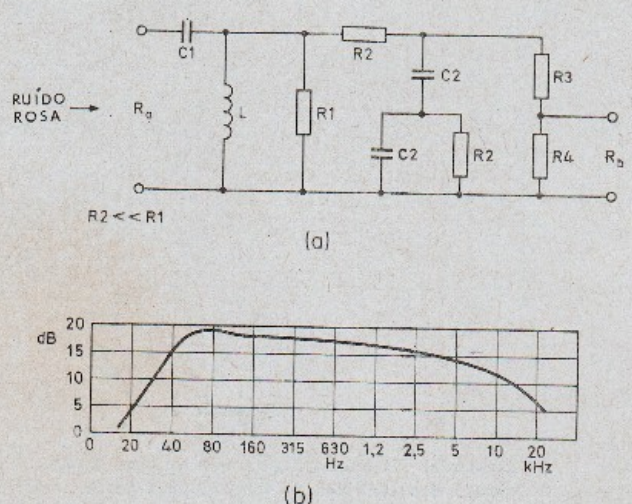


Figura 2

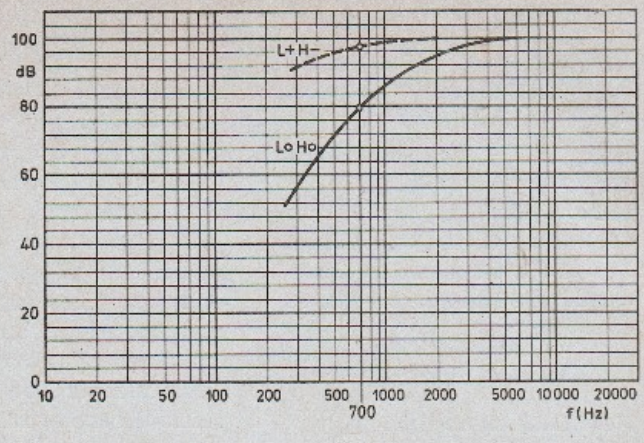
Detalhes do filtro intermediário para produzir um novo sinal de teste: (a) detalhes do circuito; (b) característica de freqüência do filtro.

-se facilmente os requisitos de potência em qualquer freqüência. Na fig. 4, que é o resultado de um estudo detalhado de inúmeras anotações, observa-se que numa freqüência de transição de 1 200 Hz, por exemplo, 75% da energia está sendo fornecida ao "woofer" e (se considerarmos um sistema de dois canais) 25% é fornecida ao "tweeter". Assim, para uma entrada de 20 W o "woofer" deve manejar 15 W e o "tweeter" 5 W.

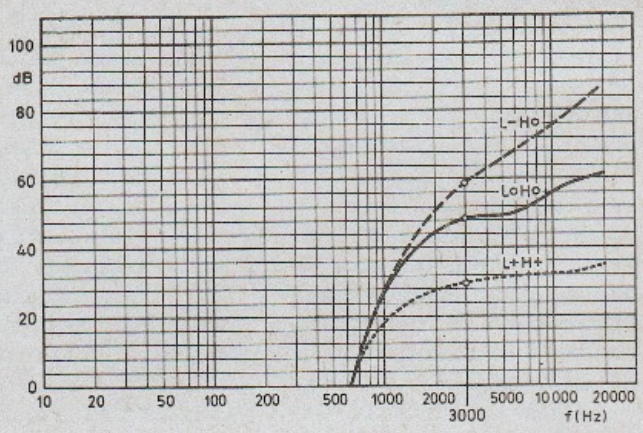
Se considerarmos um sistema de três canais, de 40 W e com freqüências de transição de 630 Hz e 2 500 Hz, a potência do "woofer" será de 25,6 W (64%), a do "squawker" será de 8,8 W (22%) e a do "tweeter" será de 5,6 W (14%). Evidentemente, nossa escolha da freqüência de transição não depende apenas das características de freqüência dos alto-falantes; devemos também levar em consideração os requisitos de potência. Se nossos requisitos de potência não puderem ser satisfeitos na freqüência de transição de nossa escolha, e se ao deslocarmos a freqüência não tivermos a margem de que necessitamos, então deveremos utilizar um outro alto-falante de maior potência, ou dois (ou mais) do tipo originalmente escolhido, conectados adequadamente a fim de se obter a impedância desejada.

Redes de filtro de transição

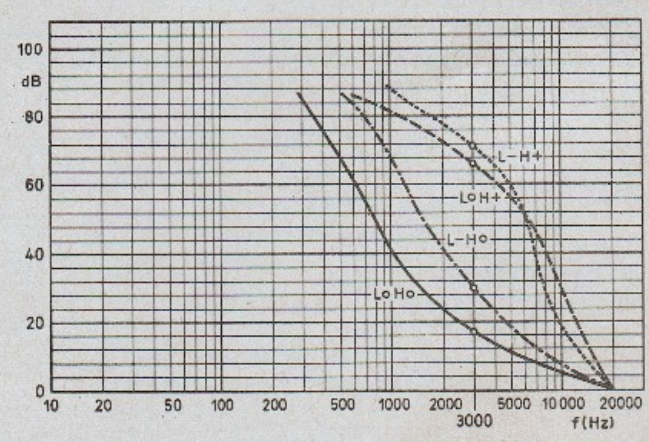
A escolha da freqüência de transição é um compromisso entre as respostas de freqüência e de potência dos alto-falantes individuais e a suavidade da transição entre um alto-falante e outro à medida que o sinal de áudio é dividi-



(*a*) ENERG. NO WOOFER



(*b*) ENERG. NO SQUAWKER



(*c*) ENERG. NO TWEETER

Figura 3

Resultados de testes típicos em música moderna. Os ajustes dos controles de tom do amplificador estão indicados da seguinte maneira: L+, graves na posição máxima; LO, graves na posição plana; L—, graves na posição mínima; H+, agudos na posição máxima; HO, agudos na posição plana; H—, agudos na posição mínima.

do. Existem dois métodos básicos de divisão de sinal:

— sistemas eletrônicos de transição
— redes passivas de filtro

Quando é empregado um sistema eletrônico de transição, dispõe-se normalmente de ajustes individuais dos níveis de sinal para cada alto-falante, de maneira que se pode conseguir facilmente um correto equilíbrio tonal. Com redes passivas de filtro a suavidade da transição entre os alto-falantes não atinge a mesma perfeição dos sistemas eletrônicos. Entretanto, por razões econômicas, temos que nos ater às redes passivas.

Existem dois tipos básicos de circuitos utilizados em redes passivas de filtro. O primeiro tipo consiste de filtros passa-altas e passa-baixas, separados, arranjados em série ou paralelo de maneira a proporcionar uma saída de quatro terminais a partir de uma entrada de dois terminais. O segundo tipo, conhecido como **rede de resistência constante**, parece-se com o primeiro tipo, mas possui diferentes valores para os componentes. A vantagem dos filtros do tipo de resistência constante é que não apenas a impedância de entrada permanece constante dentro de toda a gama de freqüências, mas, nos sistemas de dois canais, componentes similares podem ter valores similares.

A aproximação "clássica" para o projeto de filtros é baseada na teoria da linha de transmissão, utilizando uma impedância interativa ficticia e parâmetros interativos. A impedância interativa é similar à impedância característica de uma linha de transmissão; efetuando-se a terminação de um filtro com essa impedância faz-se com que uma impedância idêntica apareça, refletida, na entrada. Mas, na prática, a impedância característica é sempre um valor real ou complexo, e pode mesmo ser tornado constante ou independente da freqüência. A impedância interativa, por sua vez, não pode ser simulada por qualquer impedância real; na freqüência de corte ela pode ser zero ou infinita, na banda passante ela é real e resistiva e varia de valor, e numa banda de parada ela é uma reatância imaginária, positiva ou negativa.

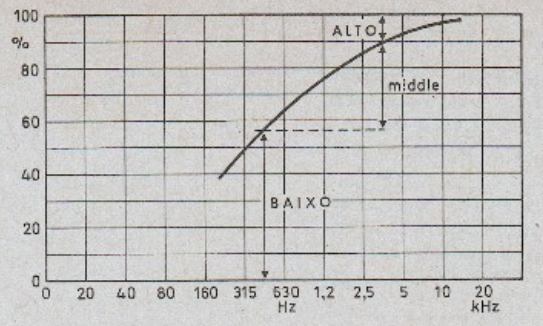


Figura 4

Distribuição de potência utilizando o novo sinal de teste.

Em vista da similaridade das duas quantidades, é errôneo supor-se que se terminando a última secção de um filtro clássico com uma resistência constante venha a se ter a impedância correta refletida para a entrada, através de qualquer número de filtros projetados para o valor correto. Entretanto, nas vizinhanças da freqüência de corte isso deixa de ser verdadeiro, e o uso de filtros convencionais de meia secção (passa-altas e passa-baixas) do tipo de derivação **m** tem dado os meios para aplicações em al-

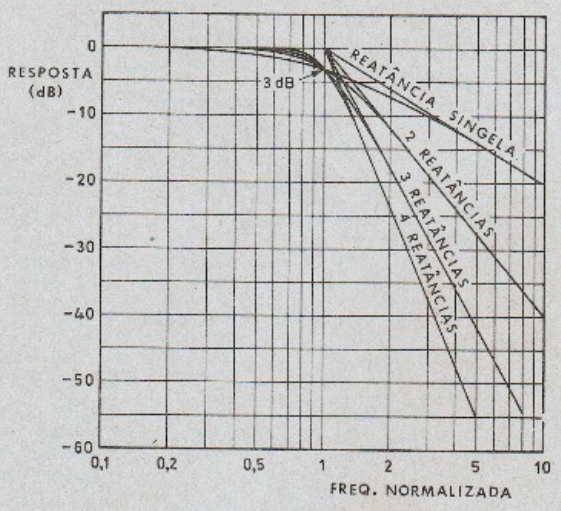


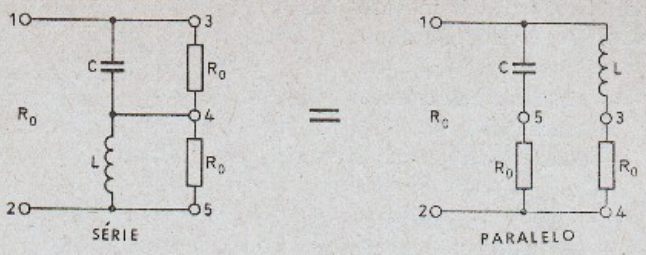
Figura 5

Forma básica de resposta de um «tipo de resistência constante» na secção passa-baixas de um filtro de transição, de acordo com o número de elementos de reatância empregados.



Figura 6

Quando os valores dos componentes são selecionados de maneira a fazer $R_0 = \sqrt{(L/C)}$, a impedância apresentada nos terminais de entrada é uma resistência R_0.



ta fidelidade dos tipos de resistência constante.

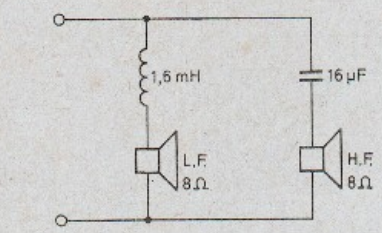
Redes de resistência constante para sistemas de dois canais

As aplicações das redes de filtro de transição para alta fidelidade são caracterizadas pelas seguintes peculiaridades em suas respostas de transferência:

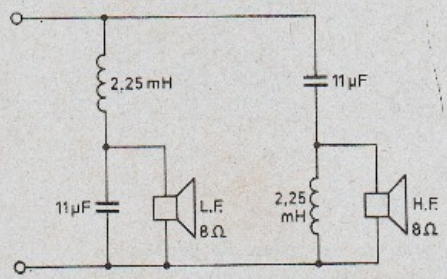
— a atenuação na freqüência de transição é de 3 dB;
— a rampa ("slope") da característica de transferência na freqüência de transição é a metade da última rampa;
— a última rampa é assintótica a uma linha reta traçada através do nível zero no ponto de transição e possuindo uma inclinação de 6 dB/oitava, multiplicada pelo número de elementos reativos, conforme se mostra na fig. 5;
— quando dois filtros, possuindo respostas complementares, são alimentados por uma fonte comum e as suas duas saídas são corretamente terminadas, a **potência total** nas saídas será constante em toda a banda passante;
— quando dois filtros complementares são corretamente terminados, a impedância apresentada em sua entrada comum será uma resistência constante igual a cada resistência de terminação;
— a resposta de transferência de fase, na freqüência de transição, é a metade do último valor;
— a diferença de fase entre as **saídas** complementares é constante, dependendo do número de elementos reativos.

As características de transferência de redes multi-reatâncias estão claramente ilustradas na fig. 5. O desempenho básico de uma rede do tipo de resistência constante, na secção passa-baixas de um filtro de transição, está mostrada para diferentes números de elementos reativos.

As redes de resistência constante são derivadas dos circuitos mostrados na fig. 6. Se os valores dos componentes forem escolhidos de maneira a fazer $R_0 = \sqrt{(L/C)}$, a impedância apresentada nos terminais de entrada será constante e igual a R_0 em todas as freqüências. Nas freqüências abaixo de $f_0 = 1/2\pi\sqrt{(L/C)}$ toda a potência de entrada é entregue aos terminais 3 e 4; nas freqüências acima de f_0, toda a potência de entrada é entregue aos terminais 4 e 5. De ambos os lados da freqüência f_0, a rampa das características de atenuação aproxima-se de 6 dB/oitava. Isto é normalmente muito baixo para ser de qualquer valor real, e pode ser melhorado aumentando-se o número de elementos reativos na secção de filtro. Inúmeros alto-falantes, de projeto corrente, requerem normalmente filtros com uma característi-



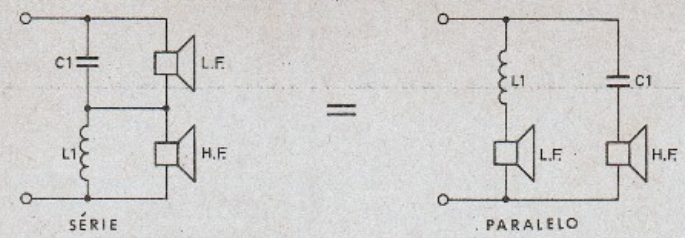
(a)



(b)

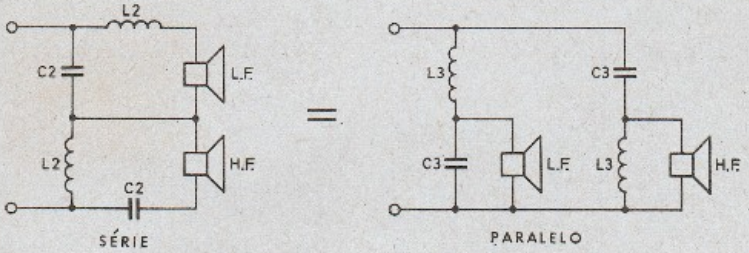
Figura 7

(a) Filtro de transição para um sistema de dois canais. A atenuação é de 6 dB/oitava, simétrica; a freqüência de transição é de 1 000 Hz. (b) Filtro de transição para um sistema de dois canais. A atenuação é de 12 dB/oitava, simétrica; a freqüência de transição é de 1 000 Hz.



6 dB/ oitava

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_0 R_0} \qquad L_1 = \frac{R_0}{2\pi f_0}$$



12 dB/ oitava

$$C_2 = \frac{1/2}{2\pi f_0 R_0} \qquad C_3 = \frac{1}{2\pi f_0 R_0 1/2}$$

$$L_2 = \frac{R_0}{2\pi f_0 1/2} \qquad L_3 = \frac{R_0 1/2}{2\pi f_0}$$

Figura 8

Redes de filtro de transição de resistência constante para sistemas de dois canais.

ca de atenuação de 12 dB/oitava, a fim de poderem ser utilizados em aplicações de alta fidelidade.

Os valores das indutâncias e capacitâncias podem ser determinados, no caso simples do filtro de 6 dB/oitava, multiplicando-se R_0 e f_0:

$$R_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{(LC)}}$$

$$R_0 f_0 = \frac{L}{C} \times \frac{1}{2\pi \sqrt{(LC)}}$$

de onde

$$C = \frac{1}{2\pi f_0 R_0} \quad \text{e}$$

$$L = \frac{R_0}{2\pi f_0}$$

e de onde

$$C = \frac{159\,000}{f_0 R_0}\ \mu\text{F} \quad \text{e}$$

$$L = \frac{159\, R_0}{f_0}\ \text{mH}$$

onde f_0 é dado em hertz e R_0 em ohms.

No caso de filtros com reatância singela, entretanto, a reatância de cada componente é tornada igual a R_0 na freqüência de transição. Para filtros possuindo duas reatâncias por secção (tipos de 12 dB/oitava), os componentes têm valores que tornam suas reatâncias iguais a $\sqrt{2}$ vezes R_0, no caso de circuito paralelo, e $1/\sqrt{2}$ vezes R_0 no caso de circuito série. Isto significa que ambas as indutâncias têm o mesmo valor, e ambas as capacitâncias têm o mesmo valor no mesmo filtro. A fig. 7 mostra dois circuitos práticos em que a freqüência de transição é de 1 000 Hz. A fig. 8 mostra os arranjos para filtros de transição para sistemas de dois canais; na Tabela I são dados valores dos componentes, para diferentes freqüências de transição, para filtros de 6 dB/oitava, enquanto que na Tabela II são dados os valores para filtros de 12 dB/oitava.

TABELA I — Valores dos componentes para os filtros de 6 dB/oitava da fig. 8

f_0 (Hz)	R_0* (Ω)	L_1 (mH)	C_1 (μF)
500	5	1,6	64
	10	3,2	32
	20	6,4	16
700	5	1,1	45
	10	2,3	23
	20	4,5	11
1000	5	0,8	32
	10	1,6	16
	20	3,2	8
1200	5	0,7	26
	10	1,3	13
	20	2,6	7
1600	5	0,5	20
	10	1,0	10
	20	2,0	5
2000	5	0,4	16
	10	0,8	8
	20	1,6	4
2400	5	0,3	13
	10	0,7	7
	20	1,3	3

TABELA III — Valores dos componentes para os filtros de 12 dB/oitava da fig. 8

f_0 (Hz)	R_0* (Ω)	L_2 (mH)	C_2 (μF)	L_3 (mH)	C_3 (μF)
500	5	1,1	90	2,2	45
	10	2,2	45	4,5	22
	20	4,5	22	9,0	11
700	5	0,8	64	1,6	32
	10	1,6	32	3,2	16
	20	3,2	16	6,4	8
1000	5	0,5	45	1,1	22
	10	1,1	22	2,2	11
	20	2,2	11	4,5	5,5
1200	5	0,47	37	0,94	19
	10	0,94	19	1,87	9,4
	20	1,87	9	3,75	4,7
1600	5	0,35	28	0,7	14
	10	0,7	14	1,4	7
	20	1,4	7	2,8	3,5
2000	5	0,28	22	0,56	11
	10	0,56	11	1,1	5,5
	20	1,1	5,5	2,2	2,8
2400	5	0,23	19	0,47	9,4
	10	0,47	4,7	0,94	4,7
	20	0,94	9,4	1,87	2,3

* **Correspondem às impedâncias nominais de alto-falantes de, respectivamente, 4 Ω, 8 Ω, e 16 Ω.**

(conclui no próx. número)

SEUS PRODUTOS SÓ SERÃO
VENDIDOS SE FOREM DIVULGADOS.

MONITOR

PROMOÇÕES E PUBLICIDADE LTDA.
FONE: 220-7422 — S. PAULO

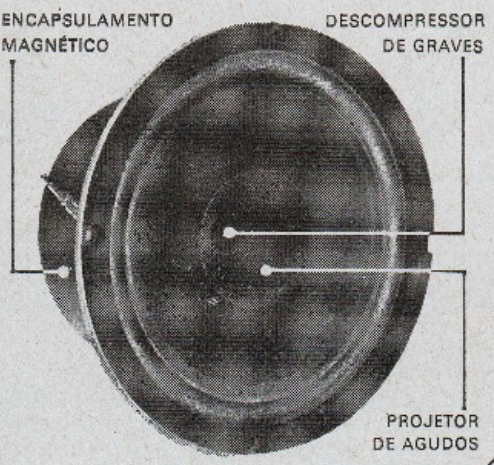


EXISTEM MUITOS MOTIVOS GRAVES E AGUDOS PARA VOCÊ PREFERIR

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 ERA ACOUSTICS CORP. New Jersey, N. J. - U.S.A.

JÁ SAIU:

EXPERIÊNCIAS E BRINCADEIRAS COM ELETRÔNICA
por Newton C. Braga

VOLUME 3 — 11 brincadeiras — 96 páginas.
Cr$ 35,00

Podemos fornecer ainda da mesma série:
VOLUME 1 — 13 brincadeiras — 96 páginas.
Cr$ 20,00
VOLUME 2 — 10 brincadeiras — 95 páginas.
Cr$ 25,00

Recomendamos para os estudantes:

MANUAL DE TIRISTORES E DIODOS IBRAPE
118 páginas (texto em Inglês).
Cr$ 15,00

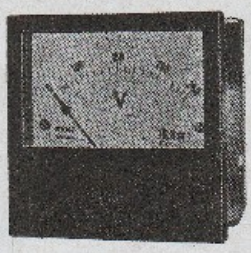
MANUAL DE TRANSISTORES IBRAPE
Dados e curvas para projeto — 146 páginas (texto em Inglês).
Cr$ 20,00

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

ASSINE

REVISTA MONITOR de Rádio e Televisão

RENZ



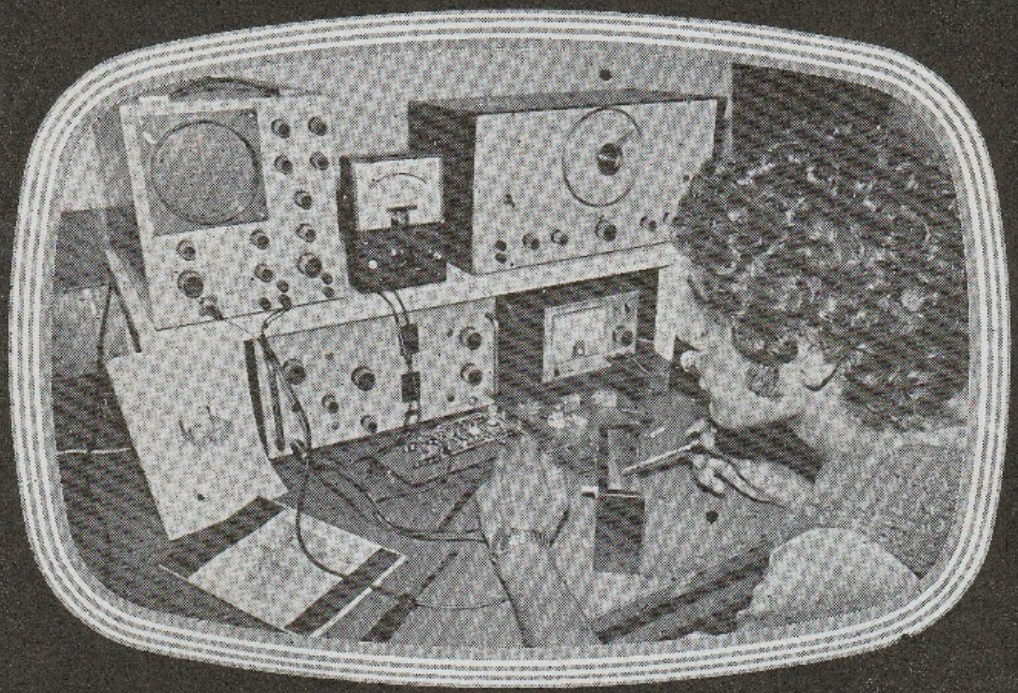
Medidas: 85 × 85 × 33 mm.
Voltímetros: 0 — 6 V até 0 — 500 V
Amperímetros: 0 — 1 A até 0 — 100 A
Miliamperímetros: 0 — 100 mA até 0 — 750 mA
Classe 1,5% (ferro móvel)

Ind. e Com. de Medidores Elétricos RENZ Ltda.
R. Guaraní, 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

O MAIS ATUALIZADO CURSO DE

Rádio, Transistores Televisão (branco e preto e a cores) por Correspondência



Nossos cursos são registrados no Dep. de Ensino Técnico do Est. de S. Paulo sob n.º 5 COR.



O INSTITUTO MONITOR, pioneiro no Brasil do ensino de eletrônica e eletrotécnica, por correspondência, lança o mais prático, atualizado e eficiente curso de eletrônica.

Nele são ministrados todos os conhecimentos teóricos e práticos de Rádio, Televisão branco e preto e a cores, Som, Instrumentação, etc., desde os fundamentos básicos, até às modernas técnicas dos semicondutores (transistores e circuitos integrados).

Não hesite. Confie-nos sua preparação profissional.

Com o material fornecido gratuitamente, você fará mais de 30 experiências, montando pelo método APRENDA FAZENDO, osciladores, intercomunicadores, etc. finalizando com um receptor de 3 faixas e seguidor de sinais, tudo transistorizado

OUTROS CURSOS PROFISSIONAIS

ELETROTÉCNICA	DESENHO MECÂNICO
ELETRICISTA DE AUTOMÓVEL	DESENHO ARQUITETÔNICO
ELETRICISTA ENROLADOR	DESENHO ARTÍSTICO
ELETRICISTA INSTALADOR	E PUBLICITÁRIO

Você recebe grátis todo o material necessário aos seus estudos.

INFORME-SE HOJE MESMO: UTILIZE UM DOS CUPONS ABAIXO.

Nº ____ **INSTITUTO MONITOR**
Rua Timbiras, 263 - Cx. Postal 30.277 - S. Paulo

Sr. Diretor: Solicito enviar-me GRÁTIS o folheto sobre o curso de:
RÁDIO, TRANSISTORES TV (preto e branco e cores)

NOME _____
RUA _____ N.º ____
CIDADE _____ EST _____

Nº ____ **INSTITUTO MONITOR**
Rua Timbiras, 263 - Cx. Postal 30.277 - S. Paulo

Sr. Diretor: Solicito enviar-me GRÁTIS o folheto sobre o curso de:
_____
(indicar o curso desejado).

NOME _____
RUA _____ N.º ____
CIDADE _____ EST _____

CIRCUITOS INTEGRADOS NA TELEVISÃO

CONCLUSÃO

João Michel*

Amplificador operacional

Como procuramos explicar nos artigos anteriores, um circuito integrado linear é formado quase que inteiramente de circuitos diferenciais. A maioria dos circuitos integrados lineares obedece a um padrão de características e por isso convencionou-se chamar a todos os CI lineares, que obedecem a essas características, de **circuitos operacionais** ou **amplificadores operacionais.** Os circuitos integrados lineares aplicados à televisão são geralmente do tipo operacional, às vezes com implementações que os tornam aptos para executar determinadas ou específicas funções.

As características de um amplificador operacional são as seguintes: alto ganho, faixa larga de amplificação, amplificador diferencial de entrada, alta impedância de entrada, impedância baixa de saída e resposta linear desde CC até freqüências bastante elevadas.

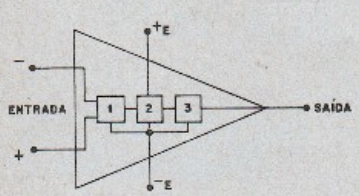


Figura 1

Estrutura básica de um amplificador operacional.

A fig. 1 mostra a construção básica de um amplificador operacional.

A forma simbólica mostrada na figura é a mesma utilizada para representar CI lineares ou amplificadores operacionais. O bloco nº 1 representa um amplificador diferencial; o bloco nº 2 representa um amplificador de tensão e o bloco nº 3 representa um amplificador de saída. Esses são os circuitos que compõem a maioria dos amplificadores operacionais em uso atualmente.

A alimentação do circuito inteiro é feita através de uma fonte positiva e de uma fonte negativa, geralmente de +5 a +15 e de —5 a —15, respectivamente. Observe as entradas marcadas (—) e (+). Um sinal que penetre a entrada (—), na saída aparecerá com polaridade invertida, isto é, se entrar positivo, na saída será negativo; se entrar negativo, na saída aparecerá positivo.

Qualquer sinal penetrando a entrada (+) aparecerá na saída com a mesma polaridade que possuía na entrada. Não há, neste caso, qualquer inversão de polaridade. A entrada (—) costuma ser chamada de entrada com inversão e a entrada (+) costuma ser chamada de entrada sem inversão.

Pode-se então imaginar um amplificador operacional como um bloco amplificador composto geralmente de três estágios, o primeiro sendo um amplificador diferencial que possui características especiais, como alta impedância, resposta de freqüência tão boa como para responder até a uma tensão contínua, e uma possível entrada diferencial, isto é, uma entrada com dois terminais. Esta última característica é utilizada em circuitos especiais onde se deseja eliminar um ruído qualquer que acompanhe o sinal que se quer amplificar. Como a entrada do circuito é diferencial, o circuito amplificará a "diferença" entre os seus dois pólos de entrada.

Suponha, por exemplo, que se deseja amplificar um sinal com freqüência de 500 Hz. Este sinal, como se sabe, é audível. Acontece que, por necessidade de projeto, é necessário que se use um amplificador de alta impedância de entrada, como é o caso de um CI operacional. Como a entrada do nosso amplificador é de alta impedância e o sinal a ser amplificado (500 Hz) é de baixa intensidade ou baixo nível, existe grande possibili-

* Professor do SENAI

dade de captação e amplificação de ruído de 60 Hz, que está sempre presente em aplicações onde o sinal que se queira amplificar é de baixo nível.

Aplicando-se o sinal de 500 Hz a ser amplificado entre os pólos (+) e (—) de entrada, teremos alto fator de amplificação desse sinal, porque um amplificador diferencial amplifica a diferença entre os dois pólos de entrada. Como o ruído de 60 Hz está presente nos dois pólos com a mesma intensidade, isto é, ele aparece num dado instante com a mesma intensidade e polaridade em cada pólo, em relação à massa, então, este ruído de 60 Hz não conseguirá penetrar no amplificador porque o amplificador diferencial cancela qualquer tensão ou sinal que seja igual nos dois pólos de entrada.

O segundo estágio do nosso bloco operacional é um amplificador de tensão com alto ganho. Este estágio é composto geralmente de vários transistores ligados em pares Darlington.

O estágio final (amplificador de saída) é ligado em configuração seguidor de emissor complementar, produzindo assim uma baixa impedância para a saída do amplificador operacional. Um amplificador com baixa impedância de saída pode fornecer uma corrente relativamente alta para alimentar um outro circuito que sirva de carga.

O ganho de tensão de um amplificador operacional é de cerca de 100 000, mas pode atingir, às vezes, até 200 000. Todas as referidas características tornaram os amplificadores operacionais um elemento indispensável nos computadores analógicos, onde os mesmos podem manipular ou processar tensões ou correntes que simulam variáveis físicas, tais como fluxo de óleo, pressão de líquidos ou gases, ou mesmo atrito entre dois corpos.

Com apropriada aplicação de realimentação entre saída e entrada ou quaisquer dois pontos do circuito amplificador operacional, é possível executar-se uma infinidade de operações, não só matemáticas como também de processamento de sinais.

Amplificador operacional aplicado a funções especiais

Graças às suas características, que o tornam quase um amplificador ideal, pode-se, com circuitos especiais de realimentação, aplicar um amplificador operacional para executar tarefas específicas. A fig. 2 mostra três formas de utilização para um amplificador operacional. Em (A) vê-se um circuito de multivibrador astável. Um multivibrador astável é um circuito oscilador que produz ondas de tensão rentangulares sem necessidade de qualquer sinal ou impulso de comando externo. Um exemplo de multivibrador astável pode ser encontrado num circuito de varredura vertical de um televisor. Em (B) pode-se ver um amplificador operacional funcionando como amplificador de faixa estreita ou como filtro ativo de freqüência. Este tipo de aplicação seria o caso de um amplificador de crominância de um televisor a cores. Em (C) temos um amplificador operacional trabalhando como circuito integrador.

Como se pode ver, com aplicação adequada de componentes ligados externamente ao bloco amplificador diferencial, pode-se conseguir uma grande variedade de circuitos e de características.

Para aplicações à televisão já se encontram os mais variados tipos de CI operacionais, desde simples circuitos que executam a função de um ou dois estágios do receptor, até sofisticados blocos integra-

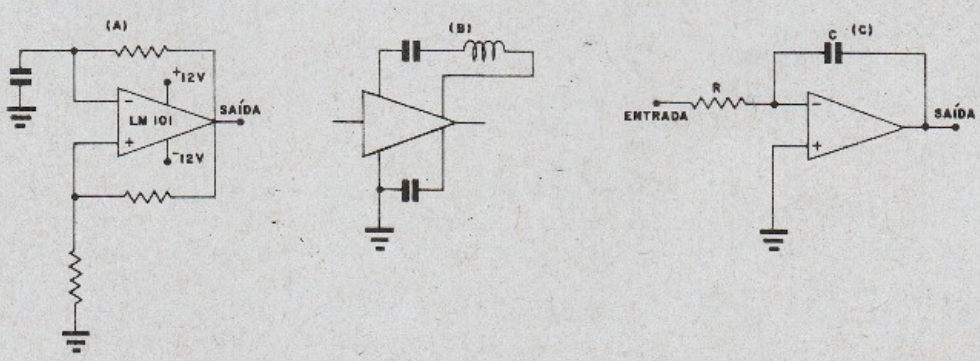


Figura 2

Aplicações do amplificador operacional.

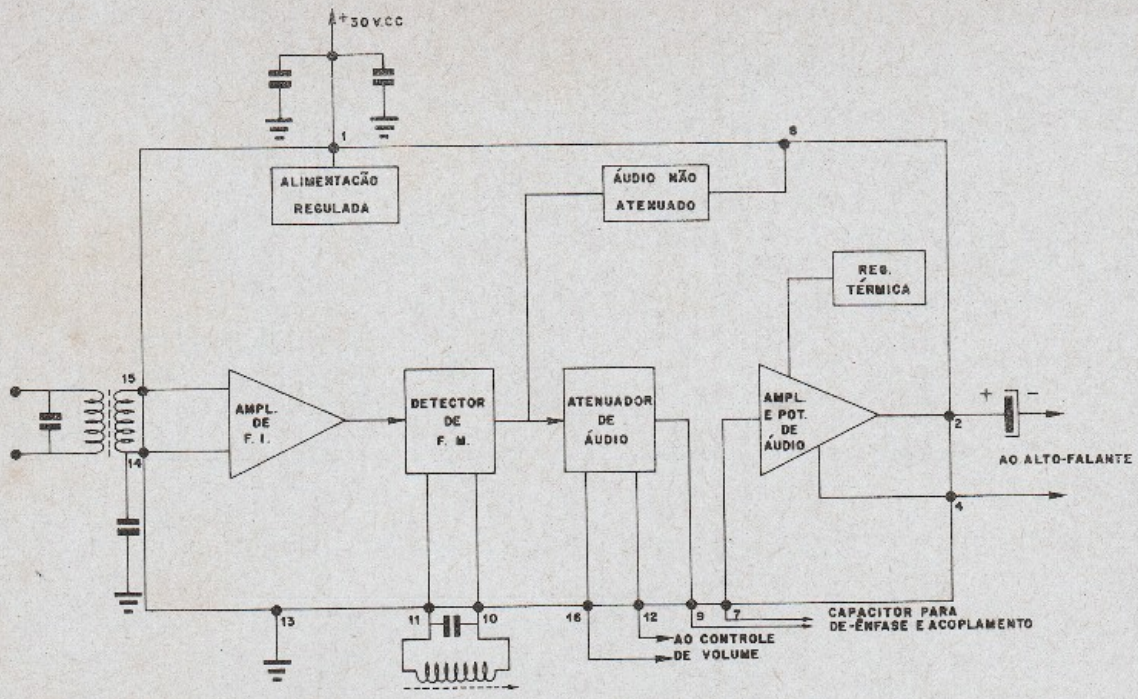


Figura 3

CA3134 da RCA. Contém um sistema completo de som para televisão.

dos que perfazem um sistema inteiro.

A fig. 3 mostra um CI especialmente construído para executar a tarefa de um inteiro sistema de áudio para TV. Este circuito é fabricado pela RCA e contém em seu interior um estágio amplificador de FI de áudio com limitador, um detector de FM e um amplificador de áudio inteiro, incluindo a saída de potência. Além desses estágios principais, o bloco também possui um circuito para regulagem da tensão de alimentação, um circuito de atenuação de áudio e um regulador térmico de corrente.

O sinal de FI de som que será aplicado ao circuito pode ser retirado através de um transformador acoplador, diretamente do estágio amplificador de vídeo do televisor. Com ligação externa de um controle de volume, um alto-falante, uma simples bobina com núcleo variável para ajuste do detector de FM e alguns poucos componentes, tem-se um econômico e seguro sistema de áudio para o televisor.

A tensão contínua para alimentar o circuito pode ter valor desde 12 volts até 30 volts. A corrente quiescente, ou de repouso, é de apenas 30 mA. O estágio de saída de áudio pode fornecer uma potência de saída de até 3 watts

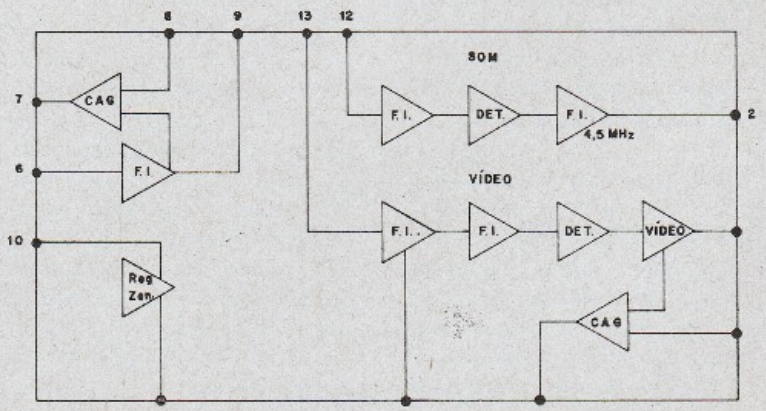


Figura 4

Sistema de vídeo em um só bloco. CA3068 da RCA.

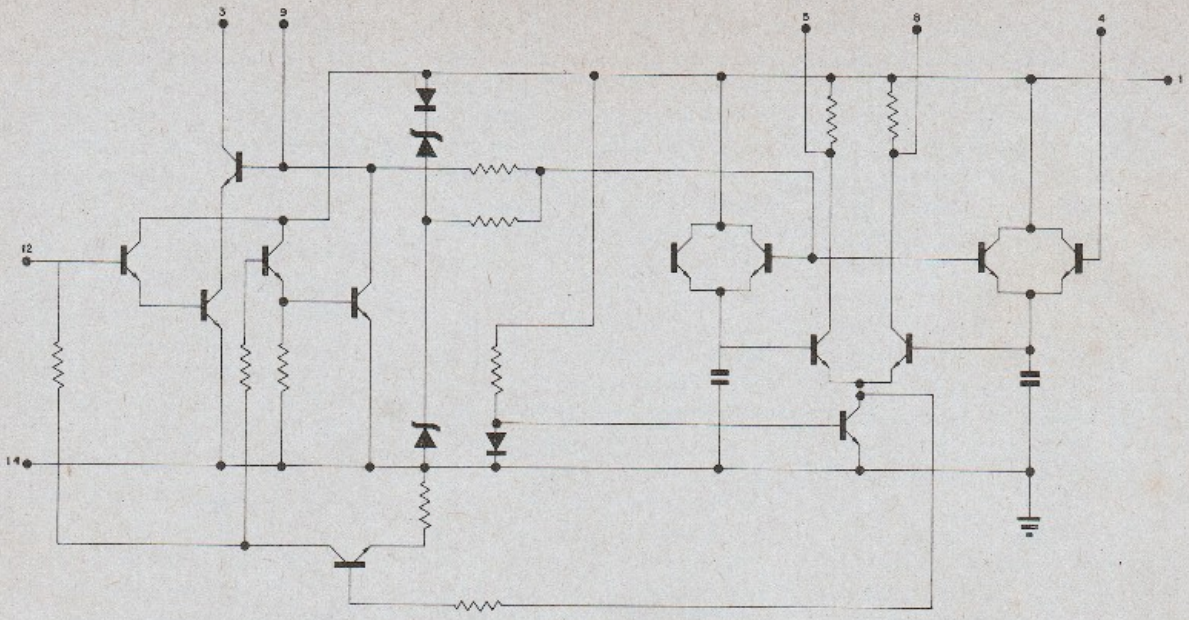


Figura 5

Circuito do CI AFT (1002) da Philco.

para excitar um alto-falante de 8, 16 ou 32 ohms de impedância. Este CI é encapsulado em um bloco do tipo "dual-in-line" com 16 terminais de ligação.

A fig. 4 mostra um outro tipo de CI, também produzido pela RCA. Este operacional é o CA3068. Com 20 terminais de ligação e com uns poucos componentes auxiliares externos, este circuito integrado pode executar a tarefa de um sistema inteiro de vídeo, incluindo FI de vídeo, detector de vídeo, amplificador de vídeo, CAG e FI de som. Além do grande recurso que proporciona, este CI tem excelentes características de imunidade a ruídos, econômica regulagem interna para alimentação CC e ganho de tensão.

Nos modernos televisores a cores já podemos encontrar diversos tipos de CI lineares executando os mais variados tipos de processamento dos sinais de cor. Um circuito que está sendo muito usado atualmente, tanto nos televisores em branco e preto como nos coloridos, é aquele que promove um ajuste automático eletrônico da sintonia fina. Um circuito integrado operacional comporta-se muito bem para essa tarefa. É o caso, por exemplo, do CI 1002, chamado AFT ("Automatic Fine Tuning"), ou seja, controle automático de sintonia, que é aplicado nos televisores Philco. A fig. 5 mostra o circuito interno de um 1002 AFT.

Este circuito é constituído de um amplificador de FI, um detector balanceado, um amplificador diferencial, um regulador de tensão a zener e um amplificador de CAG.

A fig. 6 mostra o modelo 1003, que é um circuito demodulador de crominância. Na figura vê-se o diagrama básico desse CI. O circuito contém, além dos dois demoduladores síncronos de R-Y e B-Y, circuitos amplificadores de R-Y e B-Y, um circuito de chave PAL, um multivibrador biestável ("flip-flop") e um circuito de matriz.

Geralmente os fabricantes de televisores colocam seus circuitos integrados em soquetes apropriados. Dessa forma, a reposição de um suposto CI defeituoso pode ser feita fácil e rapidamente, sem necessidade da perigosa tarefa de dessoldar um CI do circuito impresso, onde existiria grande possibilidade de danificação do integrado e do circuito impresso.

Teste de CI

Para testar as boas condições de funcionamento de um CI pode-se utilizar uma de duas maneiras: uma é em condições dinâmicas de funcionamento, onde o CI será testado dentro de condições onde o mesmo está sujeito à influência de componentes externos que auxiliam o seu desempenho; este é o caso de medições feitas com o CI ligado ao próprio circuito onde está trabalhando, ou seja, faz-se as medições sem tirar o CI do circuito; a outra maneira de teste é feita de forma estática, ou seja, retira-se o CI do

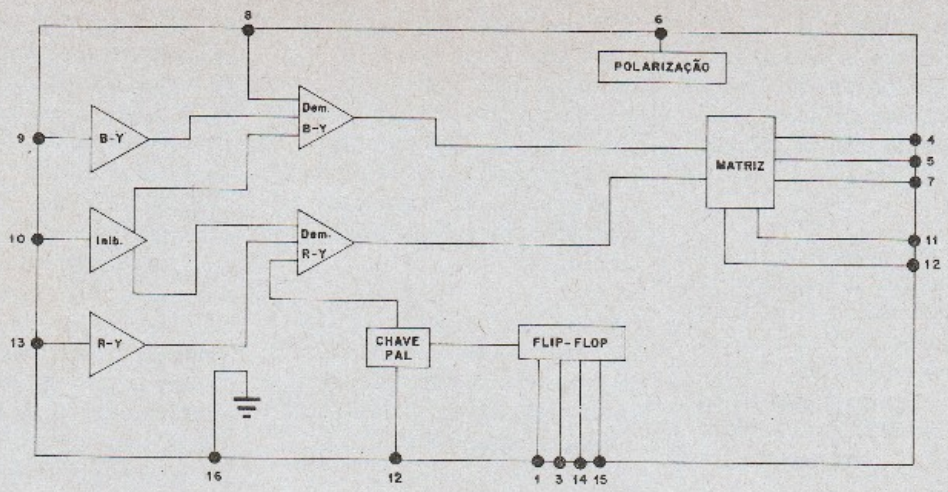


Figura 6

Diagrama básico do 1003, demodulador de crominância.

circuito real onde o mesmo se encontra em trabalho e coloca-se num outro circuito, previamente preparado para um teste estático. O circuito próprio para o teste estático é geralmente fornecido pelo fabricante do CI. Cada um desses tipos de teste tem o seu mérito. Convém ao leitor optar pelo que mais se adapte à situação particular.

Às vezes é fácil retirar-se um CI que se encontra em seu respectivo soquete e testá-lo num circuito preparado para o teste estático; outras vezes o CI encontra-se soldado no circuito impresso do televisor e a sua retirada já implicará numa possível destruição do mesmo. Convém, neste caso, que as medições sejam feitas com o CI em seu lugar original de trabalho (teste dinâmico).

A fig. 7 mostra um circuito de teste estático fornecido pela Philco e que permite o teste estático do CI 1002 (AFT). Na mesma figura, juntamente com o circuito de teste, pode-se ver uma tabela onde são mostradas as várias tensões que poderão ser tomadas com o referido teste. As ligações e componentes vistos na figura podem ser feitas num soquete, neste caso de 14 pinos, e que está montado num chassi apropriado. A fonte de tensão para alimentação, como se pode ver, é de + 30 volts CC.

Cuidados com o CI

Desde o manuseio de pesados transformadores, largas partes de soldagem ou fácil colocação de uma válvula em seu soquete receptor até a delicada tarefa de teste dos dias

Pino	Máxima tensão (volts)	Mínima tensão (volts)
1	12,8	10,9
2	2,0	3,0
3	12,8	10,9
4	3,0	2,0
5	8,0	5,0
6	-	-
7	-	-
8	8,0	5,0
5 ao 8	+1,0	-1,0
9	3,0	2,0

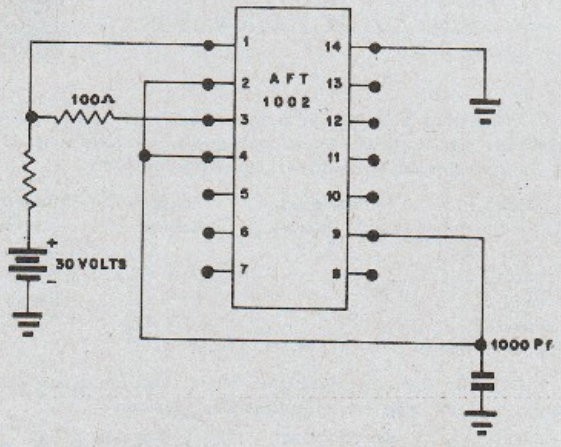


Figura 7

Circuito e tabela para teste estático do 1002.

atuais, os métodos de trabalho em Eletrônica têm-se modificado muito. Os elementos semicondutores de hoje merecem muito de nossa atenção ao manuseá-los.

O circuito integrado é um dos elementos a requerer a maior delicadeza e atenção que possamos dispensar a um componente eletrônico. Vamos fornecer algumas sugestões sobre os cuidados que se deve dispensar a um circuito integrado.

Em primeiro lugar deve-se ter muita atenção quando se necessite montar ou repor um CI em circuito. Muito cuidado ao identificar cada um dos terminais e ao colocá-lo no lugar de funcionamento. Uma ligação trocada ou a posição invertida do CI pode danificá-lo completamente.

Nunca tente retirar ou colocar um CI em seu lugar de trabalho sem antes desligar qualquer fonte de tensão que o alimente. Primeiro, desligue o aparelho onde o mesmo se encontra, em nosso caso o televisor, antes de retirá-lo do circuito.

Não faça medições de tensão com voltímetro de baixa impedância de entrada. Um voltímetro do tipo eletrônico é sempre conveniente.

Não provoque curto-circuitos entre seus terminais e massa, principalmente os terminais de saída e fonte de alimentação. Circuitos integrados do tipo COS/MOS podem ser danificados apenas no ato de manuseá-los ou ao se efetuar uma solda em seus pinos.

O campo eletrostático produzido por nosso corpo em contacto com os pinos do CI poderia provocar uma alta tensão transiente que poderia ser fatal para o CI. Convém, sempre que se tenha necessidade de manusear um CI do tipo COS/MOS e que não possui proteção interna própria, engendrar algum artifício para manter a mão em contacto com o chassi do aparelho. Também a ponta do ferro de soldar, no ato de solda de algum pino do CI do tipo COS/MOS sem proteção, deve estar ligada ao chassi do circuito.

Cuidado também deve ser tomado, quando fazendo um teste estático, para não deixar as tensões ou correntes excederem os valores estipulados pelo fabricante do CI. Este lembrete se aplica a qualquer tipo de CI.

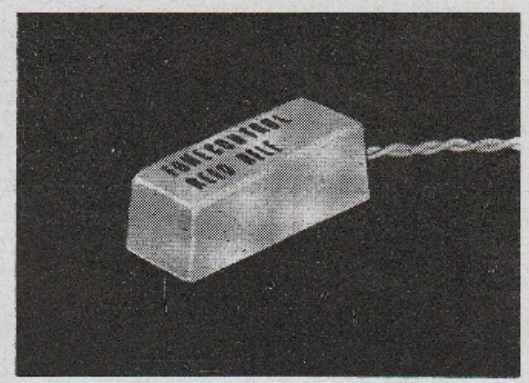
Ω

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.

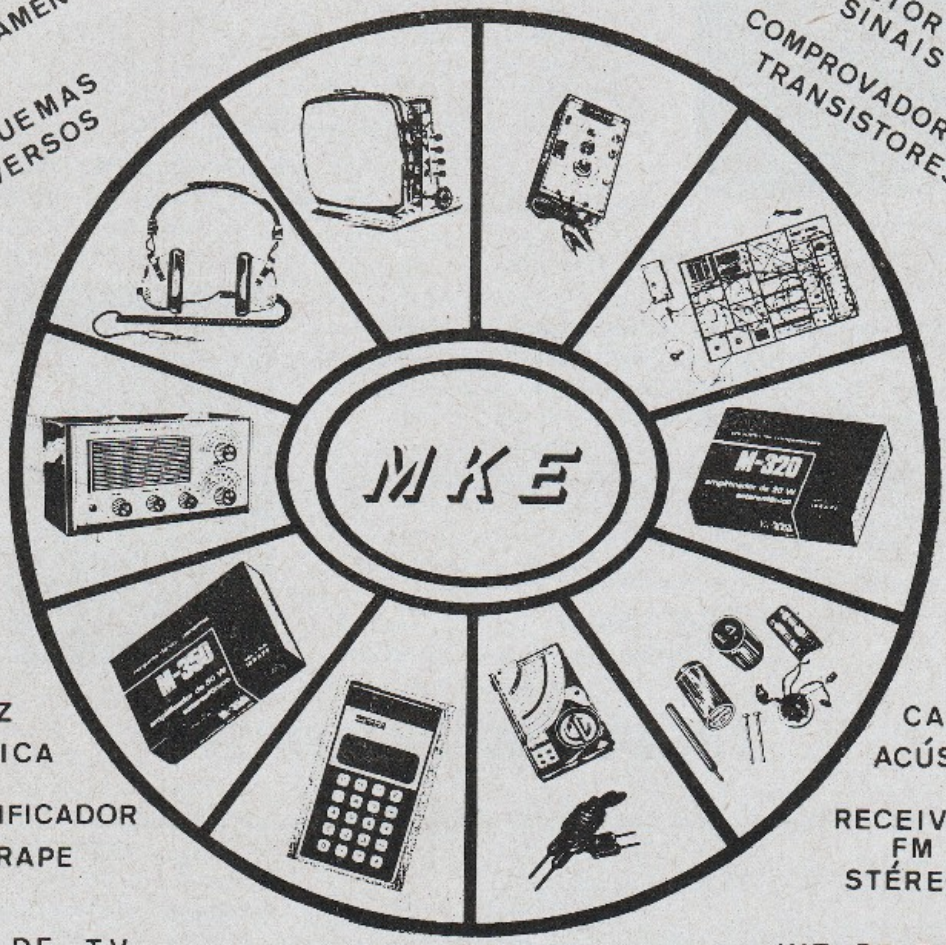
FONECONTROL ELETRÔNICA — IND. COM. LTDA.

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

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

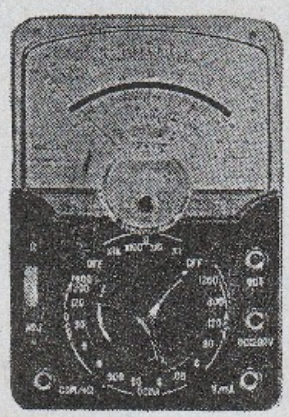
SOLICITE **GRÁTIS** NOSSO CATÁLOGO

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

RMRT - 03-78

NOME_____
ENDEREÇO_____
BAIRRO_____
CEP_____ CIDADE_____ ESTADO_____

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.

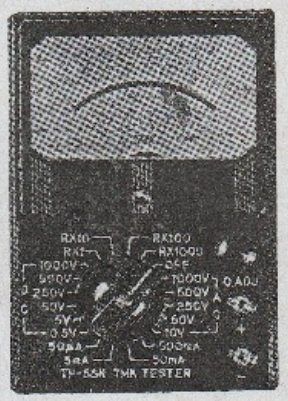
Cr$ 1.560,00 (imposto incluso)
(despesa de frete Cr$ 30,00)

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$ 30,00)



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$ 30,00)

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

O DISPARADOR SCHMITT

Adolfo Toyomaro Ichiki

O disparador Schmitt, também chamado de "Schmitt trigger", tem capacidade de produzir pulsos de ampliture constante a partir de pulsos de amplitude variável e aleatória, como os sinais analógicos, pulsos e mesmo os pulsos digitais com interferência (ruídos ou deformações), etc.

Na fig. 1-A é mostrado o circuito do disparador Schmitt, com duas fontes para sua polarização e também com o controle do nível de disparo. Na fig. 1-B mostramos também os pulsos de entrada e de saída.

Análise do circuito

Vejamos o estado de funcionamento do disparador Schmitt (abreviadamente ST, de "Schmitt trigger") sem sinal na entrada; neste caso, Q1 não funciona, porque não existe polarização em sua base e Q2 conduz como se fosse um amplificador normal, com polarização na base dada pelo divisor de tensão (fig. 2-A), que satura Q2. A tensão que aparece na base de Q2 deve ser suficiente para levar Q2 à saturação.

Este é o estado de repouso do ST, Q1 no corte e Q2 conduzindo; então, na saída teremos sempre uma tensão próxima de zero, ou melhor, igual a

$$e_{saída} = VRE + VCES2$$

Se injetarmos agora um sinal O na entrada, não haverá mudança de estado, pois Q1 continuará no corte. Entretanto, se aplicarmos um pulso positivo, Q1 conduzirá bloqueando Q2, pois em seu coletor aparecerá a tensão VCS1 = VRE + VCES1, que não será suficiente para manter a polarização na base de Q2, pois no emissor de Q2 aparecerá também a tensão VRE, dada sobre RE pela cor-

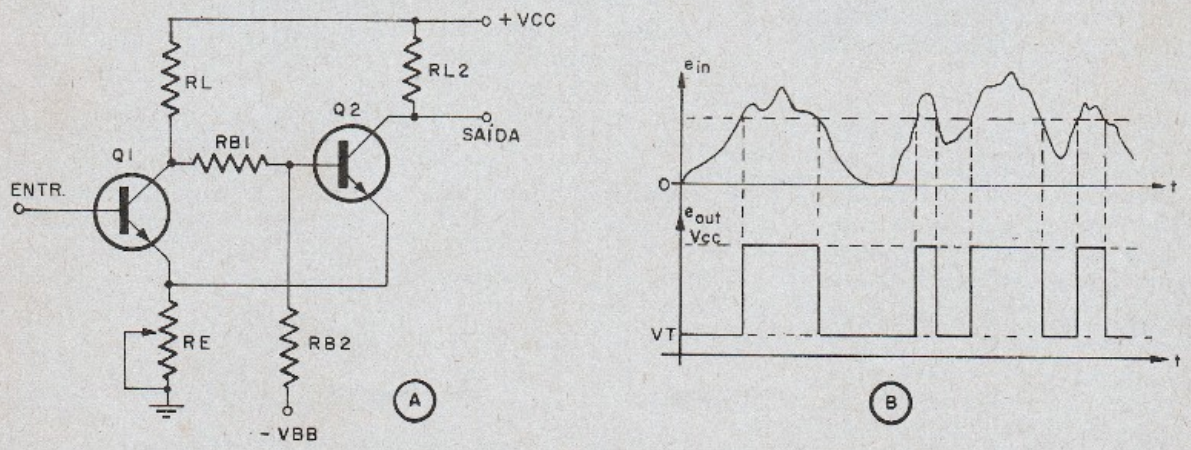


Figura 1

(A) Circuito do disparador Schmit (ST). (B) Pulsos de entrada e saída do disparador Schmitt.

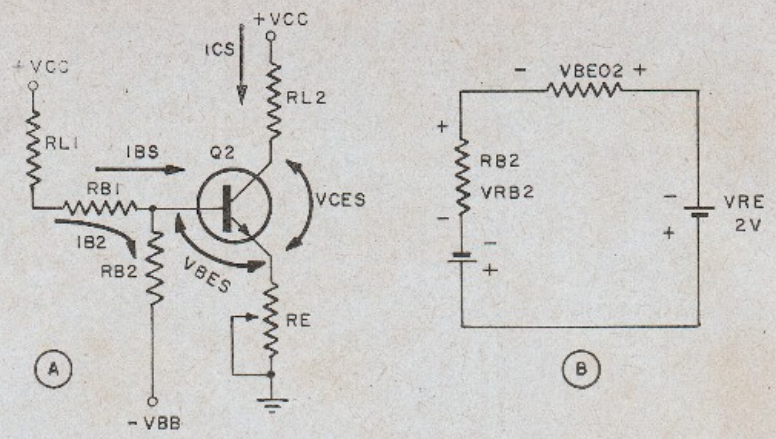


Figura 2

(A) Circuito parcial do ST para mostrar a polarização de Q2 em repouso. (B) Circuito para a determinação de VBE02.

rente de Q1. Para que o transistor Q2 entre em corte é preciso que a tensão do emissor de Q2 seja maior que a tensão da sua base.

O sinal positivo injetado na entrada deverá ser suficiente para atingir a tensão de disparo (VT), isto é, é preciso que seja maior que a tensão VRE + VBES1

$$VT \geqq VRE + VBES1$$

A tensão VRE, considerada aqui, é a queda de tensão em RE dada pela corrente de emissor de Q2, que na hora do disparo está conduzindo. A tensão VBES1 é a tensão base-emissor de Q1 em saturação, que no caso é de 0,7 V, pois empregamos transistores de silício. RE é um potenciômetro, através do qual podemos variar o nível de disparo do ST.

Enquanto perdurar o sinal na entrada, Q1 conduzirá e Q2 estará no corte, mas no instante em que o sinal for retirado, ou cair abaixo do nível VT, haverá a mudança de estado, retornando ao estado de repouso, com Q2 conduzindo e Q1 no corte. A saída estará ao nível +Vcc, ou seja, ao nível 1, enquanto houver sinal na entrada, e depois volta à tensão VRE + VCES2. Estes dois níveis são constantes, não variando no decorrer do tempo; por isso o ST consegue transformar e manter os níveis constantes.

Projeto

No projeto vamos determinar exatamente os valores e os níveis em que ocorrer a comutação, bem como a sua manutenção.

Suponhamos que temos em mãos os transistores, e que ambos sejam iguais, para facilitar nosso projeto.

Os parâmetros dos transistores são: Q1 = Q2, VCES = = 0,3 V, ICS = 10 mA, VBES = 0,7 V e IBS = 200 μA. Os outros dados que temos normalmente são: Vcc = = 15 V, VBB = —15 V e VT = 2 V (tensão de disparo escolhida para um nível qualquer necessário para o projeto).

1º passo

A partir de VT podemos determinar VRE:

$$VT \geqq VRE + VBES1$$

$$VT = VRE + VBES1 \cong VRE$$

2º passo

Obtido o valor de VRE, podemos calcular RE:

$$RE = \frac{VT - VBES1}{IES2} \cong$$

$$\cong \frac{VT}{IES2} \cong \frac{VRE}{ICS2}$$

pois

$$IES2 = ICS2 + IBS2$$

mas IBS2 comparado com ICS2 é desprezível; substituindo os valores vem:

$$RE = \frac{VRE}{ICS2} =$$

$$= \frac{2\ V}{10\ mA} = 200\ \Omega$$

3º passo

Cálculo da dissipação de RE:

$$PRE = VRE;\ ICS2 =$$
$$= 2 \cdot 10 \cdot 10^{-3} = 20\ mW$$

Podemos, portanto, empregar um trimpot ou potenciômetro de carvão, linear, de 200 ohms. Não vamos utilizar neste projeto valores comerciais.

4º passo

Cálculo de RL2.

Podemos determinar o valor de RL2 pela circuitação, apli-

cando a Lei de Kirchoff à malha do coletor, quando o ST está em repouso (Q2 conduzindo):

$$Vcc = VRL2 + VCES2 + VRE$$

de onde

$$VRL2 = Vcc - (VCES2 + VRE)$$

mas

$$VRL2 = ICS2 \cdot RL2$$

portanto,

$$ICS2 \cdot RL2 = Vcc - (VCES2 + VRE)$$

$$RL2 = \frac{Vcc - (VCES2 + VRE)}{ICS2}$$

Substituindo os valores, obtemos:

$$RL2 = \frac{15 - (0,3 + 2)}{10 \cdot 10^{-3}} =$$

$$= 1,27 \text{ k}\Omega$$

Como Q1 = Q2, podemos considerar que RL1 = RL2 = 1,27 kΩ.

5º passo

Cálculo da dissipação de RL2:

$$PRL2 = RL2 \cdot ICS2^2 = VRL2 \cdot ICS2 =$$
$$= 1,27 \cdot 10^3 \, (10 \cdot 10^{-3})^2 = 0,127 \text{ W}$$

$$PRL2 = 127 \text{ mW} \cong 1/4 \text{ W}$$

6º passo

Cálculo de RB2.

Em repouso, Q2 está conduzindo; então VBES2 está dando esta condição, logo a queda de tensão em RB2 é igual a

$$VRB2 = VRE + VBB + VBES2,$$

por Kirchoff. Substituindo os valores, resulta:

$$VRB2 = 2 + 15 + 0,7 = 17,7 \text{ V}$$

o que significa que para saturar Q2 em repouso é preciso que em RB2 haja uma queda de 17,7 V.

No projeto consideramos que a corrente de sangria ("bleeder") Ib2, que flui pelo circuito, é igual à décima parte da corrente ICS2. Evidentemente, poderíamos escolher uma corrente Ib2 ao acaso, bem pequena.

$$Ib2 = 0,1 \cdot ICS2 = 0,1 \cdot 10 \cdot 10^{-3} = 1 \text{ mA}$$

A corrente de fuga (corrente reversa de saturação) ICO poderá ser desprezada, pois é da ordem de microampères.

Por RB2 flui apenas a corrente de sangria Ib2, quando Q2 está saturado; então,

$$RB2 = \frac{VRB2}{Ib2} =$$

$$= \frac{17,7 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 17,7 \text{ k}\Omega$$

7º passo

Cálculo da dissipação de RB2:

$$PRB2 = VRB2 \cdot Ib2 = 17,7 \cdot 10^{-3} = 17,7 \text{ mW}$$

Portanto, um resistor de 1/8 W é suficiente. Aqui, conforme já mencionamos, não estamos considerando valores comerciais.

8º passo

Cálculo de RB1.

Em RB1 haverá uma queda de tensão VRB1 igual à diferença entre VC1G e VB2G, onde VC1G é a tensão do coletor de Q1 em relação à massa e a tensão VB2G é a queda de tensão na base de Q2 em relação à massa.

$$VRB1 = VC1G - VB2G$$

mas, pelo circuito,

$$VC1G = Vcc - VRL1$$

onde

$$VRL1 = RL1 \, (IBS2 + Ib2)$$

$$VRL1 = 1,27 \cdot 10^3 \, (0,2 \cdot 10^{-3} + 1 \cdot 10^{-3}) = 1,524 \text{ V}$$

então,

$$VC1G = 15 - 1,524 = 13,476 \text{ V}$$

e a tensão

$$VB2G = VBB + VRB2$$

$$VB2G = -15 + 17,7 = 2,7 \text{ V}$$

Substituindo os valores de VC1G e de VB2G obtidos na expressão de VRB1, temos VRB1 = 13,476 − 2,7 = 10,776 V.

Agora podemos determinar o valor de RB1, que é:

$$RB1 = \frac{VRB1}{Ib2 + IBS2} =$$

$$= \frac{10,776}{0,2 \cdot 10^{-3} + 1 \cdot 10^{-3}}$$

$$= 8,98 \text{ k}\Omega$$

Calculamos todos os componentes do ST, quando estava

em repouso; precisamos agora verificar se esses valores são adequados para o funcionamento correto do ST no outro estado, ou seja, quando Q1 conduz, pois às vezes o ponto de trabalho na outra condição não é adequado e ambos os transistores conduzem simultaneamente.

Cálculo da corrente de sangria Ib1, quando Q1 conduz — Aplicando a Lei de Kirchoff, obtemos a expressão:

$$Vcc - Ib1\ (RL1 + RB1 + RB2) + VBB - ICS1\ .\ RL1 = 0$$

de onde

$$Ib1 = \frac{Vcc + VBB - ICS1\ .\ RL1}{RL1 + RB1 + RB2} =$$

$$= \frac{15 + 15 - 10\ .\ 10^{-3}\ .\ 1{,}27\ .\ 10^{3}}{1{,}27\ .\ 10^{3} + 8{,}98\ .\ 10^{3} + 17{,}7\ .\ 10^{3}} =$$

$$= 6{,}189\ 6$$

$$Ib1 \cong 0{,}62\ mA$$

Agora temos condições de calcular o novo valor de VBE02, que deverá levar Q2 ao corte.

9º passo

Cálculo de VBE02, tensão de corte base-emissor de Q2.

Aplicando a Lei de Kirchoff ao circuito, temos:

$$VBB + VRE - VBE02 - VRB2 = 0$$

$$VBE02 = VBB + VRE - Ib1\ .\ RB2 =$$

$$= 15 + 2 - 0{,}62\ .\ 10^{-3}\ .\ 17{,}7\ .\ 10^{3} = 6{,}646 \cong 6{,}65\ V$$

À primeira vista o leitor poderá julgar que o cálculo ou a polarização está errado, pois VBE02 apresentou-se como uma tensão positiva. O resultado foi positivo devido ao sentido de circuitação, feito no sentido anti-horário, bem como a convenção adotada. Realmente a base de Q2 está polarizada inversamente, ou seja, no corte.

Para aqueles que ficaram em dúvida, vamos re-desenhar a malha considerada para calcular a polarização da base de Q2. Na fig. 2-B damos a malha de onde poderemos obter a equação pela circuitação no sentido anti-horário. Os receptores têm sinal negativo na saída e os geradores sinal positivo. Na circuitação, escolhido arbitrariamente um sentido, seguimos sempre nesse sentido tomando o sinal de saída. Como a resposta de VBE02 foi positiva, significa que a polarização adotada estava correta; vamos agora, só para tirar a prova, considerar o sinal contrário a VBE02 e obteremos uma resposta negativa, indicando que a polaridade é contrária.

$$VBB + VRE + VBE02 - VRB2 = 0$$

$$VBE02 = VRB2 - (VBB + VRE) =$$

$$= 0{,}62\ .\ 10^{-3}\ .\ 17{,}7\ .\ 10^{3} - (15 + 2) =$$

$$= VBE02 = -6{,}026\ V$$

Concluimos, portanto, que o projeto está correto, pois não há possibilidade de Q2 conduzir simultaneamente com o transistor Q1.

N.R. — O autor se propõe a abordar, nos próximos artigos, outros tópicos, tais como: multivibradores biestável, astável e monoestável; portas e outros circuitos de pulsos; projetos diversos; instrumentação analítica; sistemas digitais, etc.

Ω

Livros de Rádio, TV Hi-Fi e Eletrônica?

-Disto nós entendemos!

Pudera! Com mais de 50 anos de prática, com o maior e melhor estoque do Brasil, este assunto é conosco. Temos livros (neste ramo) de todas as editoras brasileiras. E também os temos, por importação direta, das principais editoras estrangeiras da nossa especialidade

Não somos (apenas) uma livraria técnica

Temos, dentro da técnica, uma especialização definida. Aliás, só operamos dentro desta especialização; nenhuma outra mais. Por isto,

Temos de tudo, em todos os níveis

Em nosso ramo, é claro! Temos livros elementares para iniciantes.
Livros de grau médio para estudantes.
Livros de nível superior para universitários e engenheiros.
E livros e mais livros para aplicações práticas, montagens, consertos, instalação e utilização de rádios, televisores, antenas, equipamentos de Som, instrumentos de prova — manuais de características, equivalências e substituições de válvulas, diodos, transistores, circuitos integrados, etc., etc. Em português, espanhol, inglês e outros idiomas.

Nosso atendimento é perfeito

Seja pessoalmente, nas nossas livrarias do Rio ou de São Paulo, ou pelo reembolso postal, você será atendido com eficiência e rapidez. E, nem é preciso dizer, com aquela correção que você deseja. Pois somos do Grupo Editorial Antenna, que serve ao Brasil desde 1926. Peça gratuitamente nossos catálogos e listas de preços.

LOJAS DO LIVRO ELETRÔNICO

Uma Organização do Grupo Editorial ANTENNA

RJ: Av. Marechal Floriano, 148 — 1.° — Rio
SP: R. Vitória, 379/383 — S. Paulo
Reembolso: C. Postal 1131 — 20000 — Rio, RJ

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

Compre em Loja Altamente Especializada

CINESCÓPIOS

Branco e Preto
e
Colorido

SYLVANIA

PHILCO

RCA



IBRAPE

KINETRON

SEMP

A **ATLAS** oferece um grande e variado estoque de material eletrônico pelos melhores preços. Somos **Revendedor Autorizado** das melhores marcas.

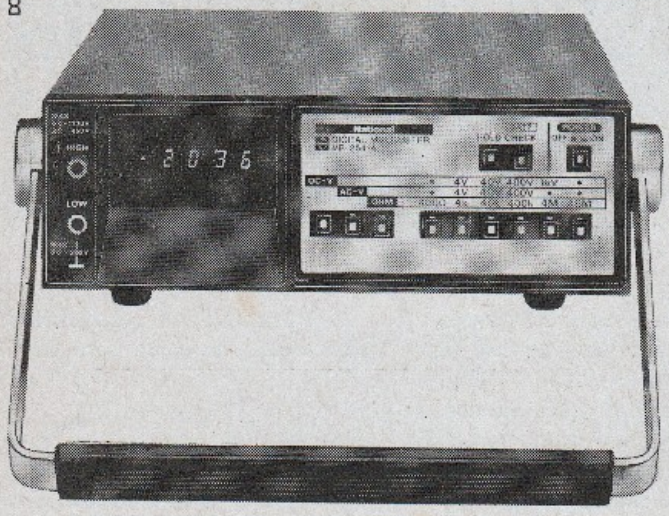
Remetemos para todo o país
Descontos especiais para revendedores

ATLAS COMPONENTES ELETRÔNICOS LTDA.

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

Números exatos à vista.

Multímetro Digital National. VP-2541A



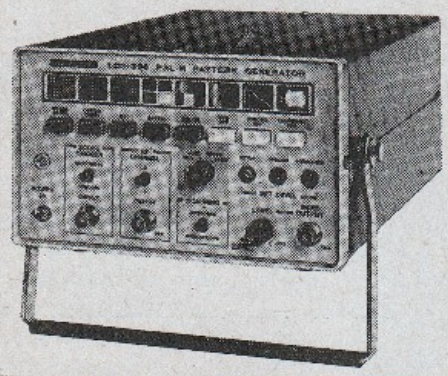
- Medição de corrente (amperagem) alternada e contínua.
- Entrada de alta impedância.
- 8 h. de funcionamento contínuo a bateria.
- Circuitos integrados de larga escala.
- Dígitos verdes de alta luminosidade.
- Supressão automática de zeros.
- Display máximo 4000.
- Peso 2 kg.

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.

LEADER



GERADOR DE BARRAS COLORIDAS
SIST. PAL-M MOD. LCG 396

- 9 padrões para testes
- Sintonia nos canais 2 e 3
- saída triger para scope H e V
- saída de vídeo 0-3 V a 75 H
- raster vermelho, azul, verde e branco

DISTRIBUIDOR

RÁDIO EMEGÊ S. A.

Avenida Rio Branco, 301 — Fone: 220-3811
Rua Santa Ifigênia, 218 — FONE: 221-0324
Caixa Postal 8725 — 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.

Aplicações de Integrados Conversores Tensão/Freqüência

Colaboração do Dpto. Técnico da **TELEIMPORT**

CONCLUSÃO

Conversão freqüência/tensão

Uma freqüência de entrada pode ser convertida em uma tensão CC proporcional empregando-se o RC4151. A CA de entrada liga repetitivamente o comparador interno e aciona o mono-disparo. Com isto são gerados pulsos de corrente de saída no pino 1, com amplitude e largura precisas. Esses pulsos de corrente possuem um valor médio CC proporcional à freqüência do sinal CA de entrada. A configuração do circuito está mostrada na fig. 9.

A corrente de saída I_O terá a forma de pulsos, com amplitude de V_R/R_S e largura T_P de 1,1 R_OC_O. O valor médio da tensão de saída será de

$$[V_O]_{AVG} = -\frac{V_R}{R_S}\frac{T_P}{T} R_B = -\frac{1{,}1\ R_O\ C_O\ R_B\ V_R}{R_S} F_{IN}$$

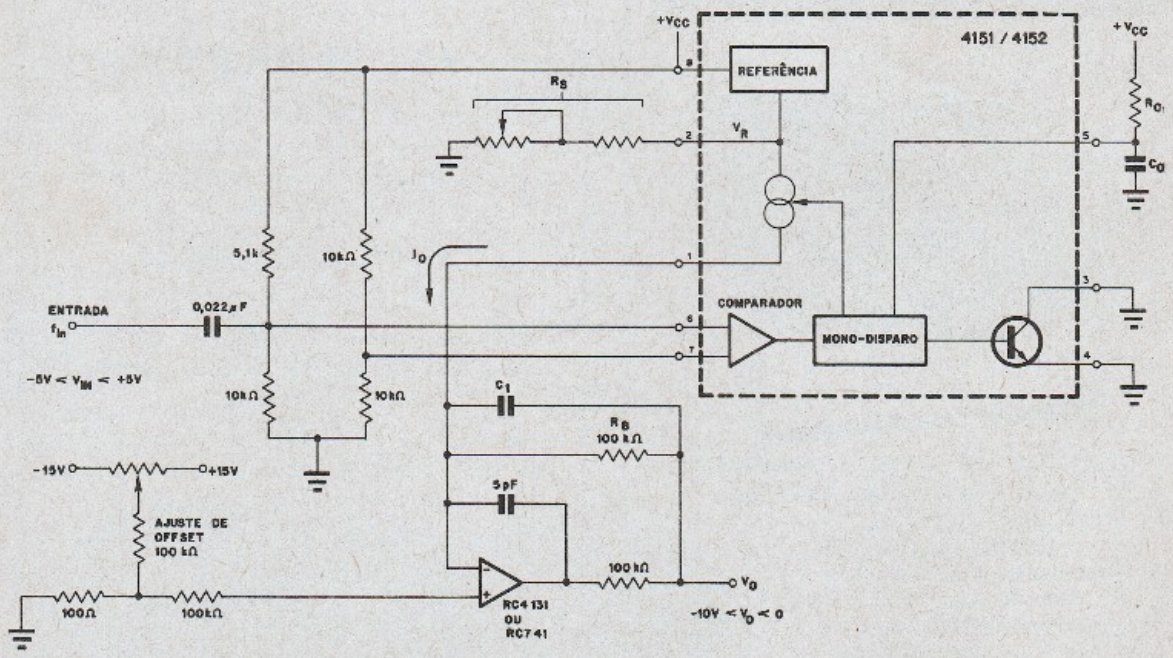


Figura 9

Conversor freqüência/tensão.

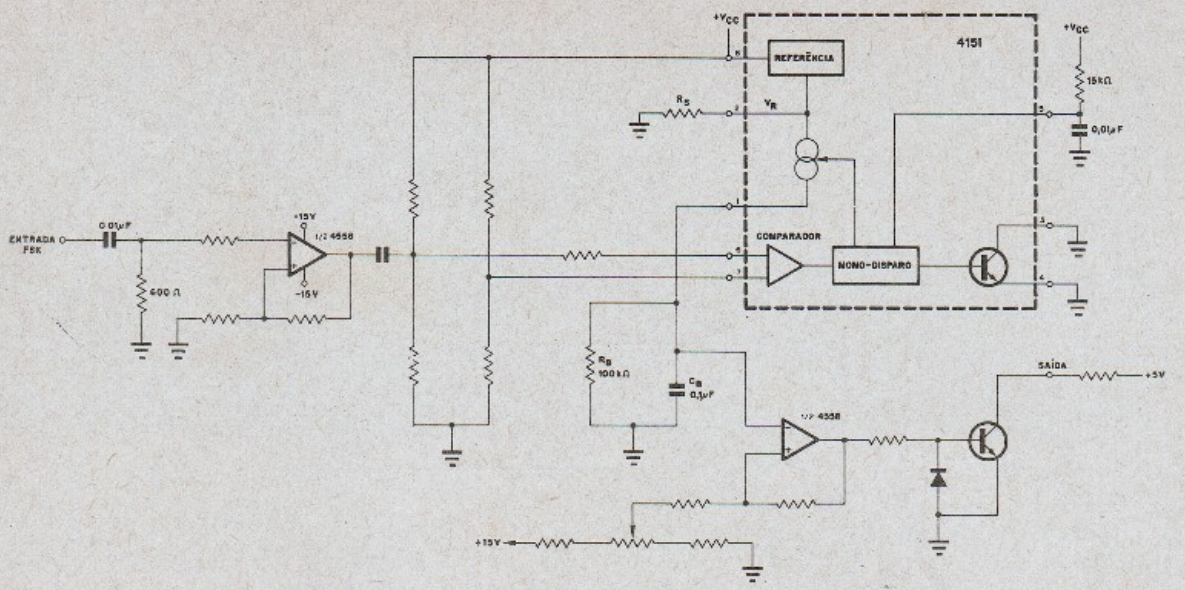


Figura 10

Demodulador de FSK utilizando o VFC 4151.

A média é efetuada pelo capacitor C_1. Geralmente se faz a largura do pulso a maior possível a fim de reduzir a ondulação na saída.

O modo VFC é muito útil para demodulação de FSK. Nos sistemas de FSK a entrada é um sinal de CA que é comutado entre duas freqüências. A saída de um demodulador FSK é um nível lógico binário indicando qual a freqüência que está presente. A fig. 10 mostra o circuito de um demodulador de FSK utilizando o VFC 4151.

Utiliza-se u'a metade de um amplificador operacional duplo 4558 para condicionar e amplificar o sinal de entrada; o amplificador de entrada possui realimentação positiva para fazê-lo atuar como comparador. Os pulsos de saída do VFC 4151 possuem amplitude e largura precisas e são medidas por R_B e C_B. A outra metade do amplificador operacional duplo 4558 é também ligada como um comparador com histerese; ela excita um transistor que proporciona a saída lógica.

A escolha de valores específicos de componentes para o demodulador FSK dependerá da rejeição de ruído desejada e do tempo de resposta requerido. A gama de freqüências de entrada também afetará a escolha dos valores dos componentes.

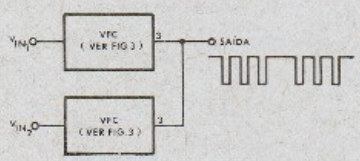


Figura 11

Gerador de pulsos comandado.

Gerador de pulsos

O VFC 4151 pode ser utilizado diretamente como um gerador de pulsos, de gama ampla, controlado por tensão; a freqüência de repetição de pulsos pode ser facilmente variada dentro de uma ampla gama. Utilizando-se duas unidades 4151 em uma configuração "wired-OR" é possível gerar-se salvas repetitivas de pulsos. Salvas de pulsos são muitas vezes necessárias para testes lógicos. O circuito está mostrado na fig. 11.

Multiplicador analógico

Com apenas um VFC 4151 e um amplificador operacional quádruplo pode-se construir um acurado multiplicador altura de pulso/largura de pulso. Com uma polarização adequada, o multiplicador pode ser configurado como um dispositivo de quatro quadrantes e escalonado para uma saída de ± 10 V. A tensão de saída será $V_x V_y/10$, onde V_x e V_y variam dentro de uma gama de ± 10 V.

A fig. 12 mostra o circuito de um multiplicador altura de pulso/largura de pulso. A entrada V_x modula a largura do pulso de saída do 4151, e a saída deste (pino 3) é modulada em amplitude pelo termo V_y. O valor médio dessa saída modulada em amplitude contém

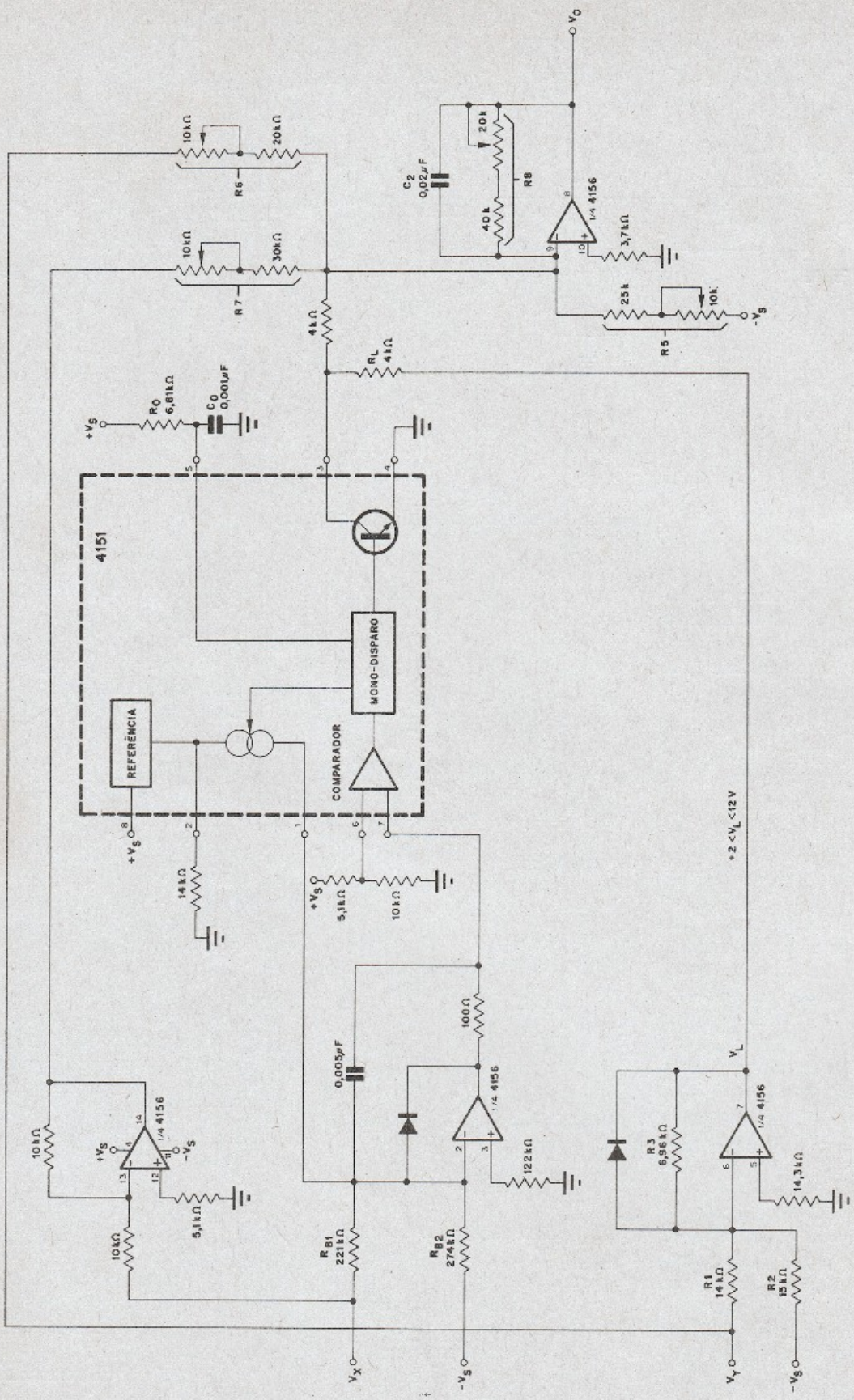


Figura 12

Multiplicador altura de pulso/largura de pulso.

o produto V_xV_y e vários termos lineares. Esses termos lineares indesejáveis são subtraídos e o ganho é ajustado de forma que a tensão de saída V_O seja igual a $V_xV_y/10$.

A equação para a modulação da largura do pulso é

$$-\frac{V_x}{R_{B1}}+\frac{V_S}{R_{B2}}=\frac{V_R}{R_S}\frac{T_p}{T}$$

onde T_p é o intervalo de tempo em que o transistor de saída do 4151 está saturado. O coletor do transistor de saída é alimentado pela tensão V_L, que é

$$V_L=-\frac{R_S}{R_1}V_y+\frac{R_3}{R_2}V_S$$

O valor médio da tensão de saída V_O é

$$[V_O]_{Avg.}=\left[\frac{R_6}{R_5}V_S+\frac{R_6}{R_4}V_y-\frac{R_6}{R_7}V_x+\left(1-\frac{T_p}{T}\right)\frac{R_6}{2R_L}V_L\right]$$

O produto desejado é contido no último termo da equação acima

$$\left(1-\frac{T_p}{T}\right)\left(\frac{R_6}{2R_L}\right)V_L=\frac{R_6}{2R_L}V_L-\frac{R_6}{2R_L}\left(-\frac{R_6}{R_{B1}}\frac{V_x}{V_R}+\frac{R_6}{R_{B2}}\frac{V_S}{V_R}\right)$$

$$\left(-\frac{R_6V_y}{R_1}+\frac{R_3V_S}{R_2}\right)=-\frac{R_6}{2R_L}\frac{R_6}{R_{B1}}\frac{R_3}{R_1}\frac{V_xV_y}{V_R}+\ldots$$

Os termos lineares indesejáveis podem ser eliminados pela escolha adequada de R_5, R_6 e R_7. O fator global de escala é determinado por R_6. As relações necessárias para a eliminação dos termos lineares indesejáveis são as seguintes:

(1) Para anular a introdução de V_y, faz-se

$$\frac{R_6}{R_4}=\frac{R_6}{2R_L}\left(\frac{R_3}{R_1}-\frac{R_6}{R_{B2}}\frac{R_3}{R_1}\frac{V_S}{V_R}\right)$$

(2) Para anular a introdução de V_x, faz-se

$$\frac{R_6}{R_7}=\frac{R_6}{2R_L}\frac{R_6}{R_{B1}}\frac{R_3}{R_2}\frac{V_S}{V_R}$$

(3) Para anular o "off-set" da saída, faz-se

$$\frac{R_6}{R_5}=\frac{R_6}{2R_L}\left(-\frac{R_6}{R_2}+\frac{R_6}{R_{B2}}\frac{R_3}{R_2}\frac{V_S}{V_R}\right)$$

Com os termos lineares eliminados, o valor médio da saída será

$$V_O=\frac{R_6}{2R_L}\frac{R_6}{R_{B1}}\frac{R_3}{R_1}\frac{V_xV_y}{V_R}$$

A relação de R_6/R_L é geralmente escolhida de maneira que $V_O=V_xV_y/10$. Os valores apresentados no diagrama esquemático foram selecionados de maneira que tanto V_x como V_y tenham uma gama de ± 10 V e V_O seja igual a $V_xV_y/10$. Foi atribuído um valor de 15 V para $+V_S$. O integrado 4151 foi operado dentro da gama de 10 kHz a 100 kHz a fim de melhorar a capacidade de resposta de freqüência do circuito total, mas ele pode ser operado na prática dentro da gama de 1 kHz a 100 kHz. Existe inerente ao projeto um compromisso na escolha do capacitor de filtro de saída C_2. Aumentando-se seu valor, reduz-se a ondulação de saída, mas haverá degradação da resposta de fre-

qüência do multiplicador. O circuito, da maneira mostrada na fig. 12, é indicado para diversas aplicações onde V_x e V_y variem lentamente. Para as demais aplicações pode-se adicionar um filtro multi-pólos Butterworth, a fim de proporcionar uma filtragem adicional.

A precisão depende de inúmeros fatores. Ajustando-se dinamicamente R_m, R_s e R_r reduzem-se os erros nos termos lineares. A linearidade do VFC é excelente, mas a comutação do transistor introduz algum pequeno erro de linearidade.

As técnicas de fabricação híbrida são atraentes para este circuito porque existem apenas algumas pastilhas ativas. A maioria dos circuitos ativos está contida nas pastilhas do amplificador operacional quádruplo 4156 e do VFC 4151.

Desenvolvimentos futuros

Os circuitos de VFC monolíticos, tais como o Raytheon 4151, oferecem notável versatilidade de aplicações. À medida que se forem tornando viáveis novas funções sob forma de circuitos integrados, mais atraentes se tornarão os usos dos circuitos VFC monolíticos em novas aplicações. O crescente nível de densidade funcional e versatilidade beneficiará particularmente a indústria de circuitos integrados híbridos

(Este artigo foi baseado no trabalho original de Tom Cate — Gerente de Mercadologia de Produtos Avançados — Raytheon Semiconductor — Mountain View, California, U.S.A.).

Ω

O Instituto Monitor mantém vários cursos práticos à sua escolha.

Solicite informações ou venha pessoalmente à

RUA DOS TIMBIRAS, 263 - CEP 01208 - S. PAULO - SP

Sr. Diretor de Empresa:

Todos sabem da importância que a publicidade tem nos dias de hoje. V. Sa., habituado que está a lidar com o público em geral, a realizar negócios de grande vulto, não pode ignorar que um produto bem vendido é um produto bem divulgado.

Não sabemos sua opinião a respeito, mas podemos dizer que somos uma equipe especializada em bem vender os produtos que anunciamos, divulgando para todo o Brasil não só a qualidade dos mesmos, mas também a imagem que V. Sa. quer formar de sua empresa.

Se V. Sa. duvida dessas afirmativas, informe-se junto às grandes indústrias eletrônicas nossas clientes. Saberá então que contamos a verdade.

MONITOR PROMOÇÕES E PUBLICIDADE LTDA.
FONES: 220-7422 — 220-7449

IDIM Kit

UMA JANELA ABERTA AO MUNDO DA ELETRÔNICA

CONJUNTOS DE COMPONENTES PARA MONTAGEM

IDIM-KIT

01 REGULADOR DE LUZ ELETRÔNICO - 110-220 V

02 INTERRUPTOR CREPUSCULAR - 110-220 V

03-A REGULADOR DE LUZ TEMPORIZADO - 110-220 V

04 TACÔMETRO PARA AUTOMÓVEL - 6-12 V

05 LUZES PSICODÉLICAS - 110-220 V

07 ANTI-ROUBO DE AUTOMÓVEL - 12 V

08 LUZ ESTROBOSCÓPICA - 110-220 V

09 IGNIÇÃO ELETRÔNICA A DESCARGA CAPACITIVA - 12 V

11 AMPLIFICADOR 10 W - 110 V

12 AMPLIFICADOR PARA AUTOMÓVEL 15 W - 12 V

13 ALERTA ACÚSTICO DE VELOCIDADE (ANTI-MULTA)

15 MULTIMODOS LUMINOSOS - 110-220 V

Solicite Catálogo

DESCONTOS ESPECIAIS P/ ESCOLAS

IDIM-KIT

AV. SANTO AMARO, 5186

C.P. 21 421 - BROOKLIN

01000 - SÃO PAULO

NOSSA CAPA

A MELHOR PROTEÇÃO PARA O TELEVISOR A CORES

Como o televisor a cores é um aparelho caro, requerendo maiores cuidados para sua manutenção (pois torna-se elevada a despesa para consertos), sabedores disto os fabricantes de TV, através de seus departamentos de ASSISTÊNCIA TÉCNICA, têm divulgado aos usuários de TV a cores a necessidade dos mesmos protegerem seu televisor, usando **estabilizador automático de núcleo saturado, de preferência com a «onda corrigida»**, para que assim tenham em casa toda a tranqüilidade possível. Mesmo com a sobrecarga para uso de geladeiras, ferros elétricos, chuveiros, etc., seu TV nada sofrerá e mesmo em caso extremo de um curto-circuito em toda a residência ou descarga elétrica, o estabilizador não permitirá a passagem excessiva de corrente e, em conseqüência, nada sofrerá o televisor, permanecendo em perfeitas condições de uso.

Com a finalidade de garantir ao consumidor melhor aproveitamento do seu TV, as fábricas de TV a cores fizeram, em seus laboratórios, testes nos estabilizadores à venda no mercado, para que assim pudessem comprovar a qualidade dos mesmos e evitar que, usando o estabilizador, tivesse o consumidor diminuídas as condições ideais de funcionamento do TV.

Assim sendo, usando a marca aprovada pela fábrica de TV a cores o consumidor obterá, além da garantia integral do TV a cores, melhor padrão de imagem, com as cores se mantendo firmes e constantes no vídeo. Não sofrerão oscilações na tensão, evitando com isto fechamento do quadro no sentido vertical e horizontal, e ainda que a imagem corra constantemente.

A MELHOR MARCA

Com o objetivo de atender a todas as exigências de fabricantes e usuários de TV a cores, a VETA ELETROPATENT S.A. desenvolveu o **VETACOLOR com onda corrigida**, o mais completo estabilizador automático de núcleo saturado para TV a cores, o qual foi submetido a testes e aprovado para uso em todas as marcas de televisores (a cores) de 12" até 26".

Assim, o consumidor poderá comprar o mais completo estabilizador para TV a cores, com a onda corrigida e aprovado pelos fabricantes de TV, pelo mesmo preço dos demais aparelhos que estão no mercado, que não têm os requisitos necessários e iguais ao **VETACOLOR.**

Também sabedores da grande vantagem obtida pelo consumidor e das qualidades técnicas já aprovadas, estão os técnicos de TV, em todo o Brasil, indicando o uso deste perfeito estabilizador, para maior garantia, tranqüilidade e durabilidade do seu TV a cores.

E mais ainda, é o único estabilizador que não tem problemas de magnetização, podendo ser usado junto ao seu TV sem lhe causar qualquer problema.

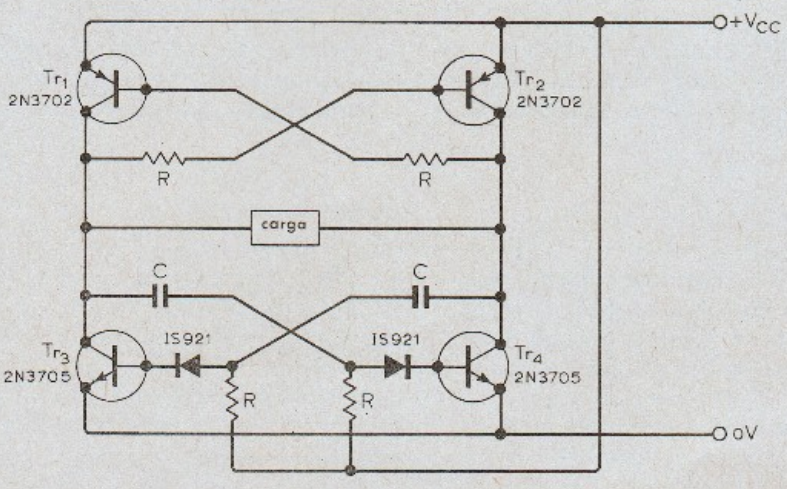
IDÉIAS E CIRCUITOS*

EFICIENTE OSCILADOR DE ONDAS QUADRADAS

Este circuito foi projetado para ser utilizado em equipamentos alimentados por baterias, onde a economia no consumo de corrente é muito importante. Ele é baseado numa combinação de multivibradores astáveis e biestáveis, onde os transistores diagonalmente opostos são comutados juntamente na condução e no corte. Dessa forma, uma carga balanceada receberá uma tensão pico-a-pico de, aproximadamente, 2 V_{CC}. O tempo é desempenhado da maneira normal, enquanto que o período da onda quadrada é de 1,4 CR, aproximadamente. O circuito é bastante flexível e tolerará uma ampla gama de valores para CR, embora nas freqüências mais altas sejam necessários capacitores na secção biestável. Com uma fonte de 24 V podem-se obter correntes de pico de até cerca de 70 mA.

Uma variante bastante interessante emprega duas secções biestáveis. Desta maneira pode-se obter maior estabilidade de freqüência excitando-se um dos dois biestáveis a partir de uma fonte externa.

J. C. Hopkins
University of Bath
Inglaterra



* **Publicação autorizada pela Revista wireless world**

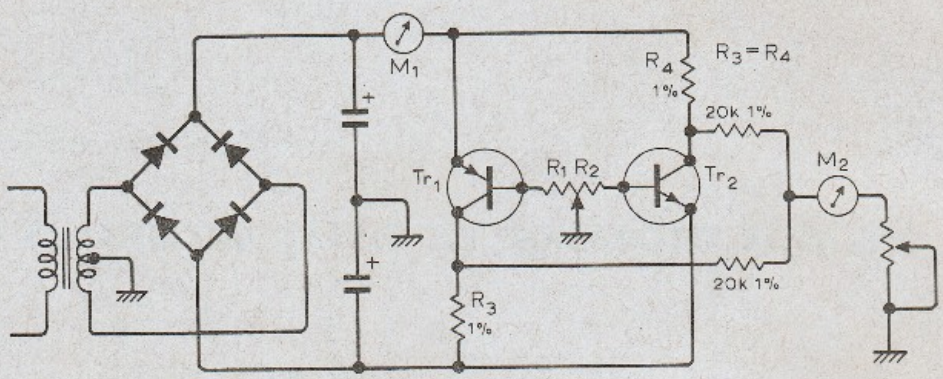
SELECIONANDO PARES COMPLEMENTARES

Este circuito possibilita a seleção acurada de pares complementares de potência, sem qualquer perigo de falha. São necessários valores adequados para R1, R2, R3 e R4 a fim de limitar as correntes de coletor. Equilibrando-se R1 R2 têm-se correntes iguais através dos transistores quando a indicação do instrumento M2 for zero. Nesse ponto,

$$\frac{h_{FE1}}{h_{FE2}} = \frac{R1}{R2}$$

Como alternativa, o circuito pode ser utilizado para medir o h_{FE} de um certo transistor em comparação com um outro já conhecido. Pode-se obter uma precisão adequada utilizando-se um potenciômetro linear de precisão e tensões iguais nas duas metades do enrolamento secundário do transformador.

Safta Ion
Romênia

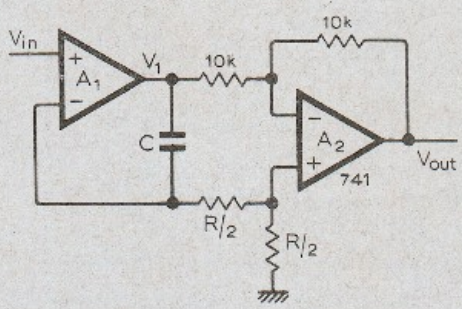


INTEGRADOR COM ALTA IMPEDÂNCIA DE ENTRADA

Quando se efetua a integração de uma tensão de sinal proveniente de uma fonte de alta impedância de saída, o tipo usual de integrador com amplificador operacional é muitas vezes inadequado se o resistor de integração for menor ou do mesmo valor que a impedância de saída da fonte. Esse problema pode ser contornado utilizando-se o circuito abaixo. O capacitor C e dois resistores proporcionam a constante de tempo de integração. Se o amplificador operacional A1 for escolhido de maneira que a sua tensão de compensação de entrada, bem como as correntes de polarização de entrada, sejam suficientemente pequenas de maneira que possam ser negligíveis, então a saída de A1 se torna

$$V_1 = V_{in} + 1/RC \int V_{in}\, dt$$

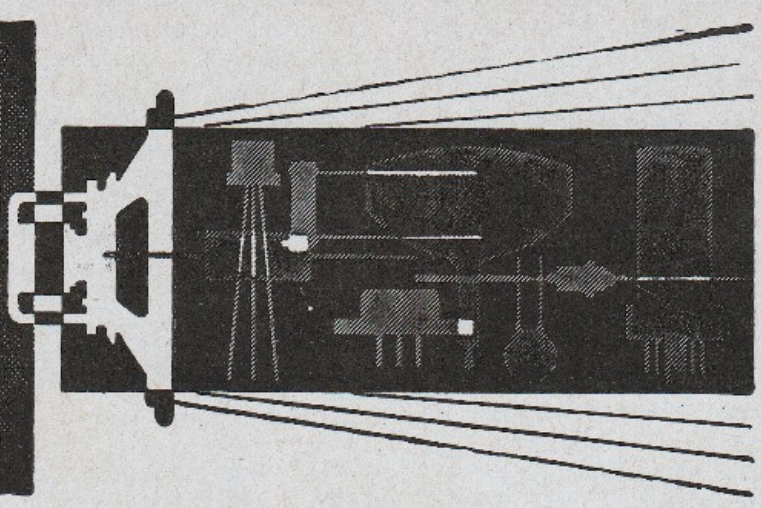
Pela adição de um segundo amplificador A2 e dos dois resistores de 10 kΩ, V_{in} é subtraído de V_1 e a saída é invertida. A saída então se torna $V_{out} = -1/RC \int V_{in}\, dt$. Conseqüentemente, V_{out} é a mesma que a saída desejada do integrador simples, com a vantagem adicional de que a resistência de entrada é extremamente alta.



G. J. Bulmer
Falkirk
Stirlingshire
Inglaterra

(WW 1498)

NOTICIÁRIO INDUSTRIAL



NOVO TRANSISTOR DARLINGTON DA MOTOROLA

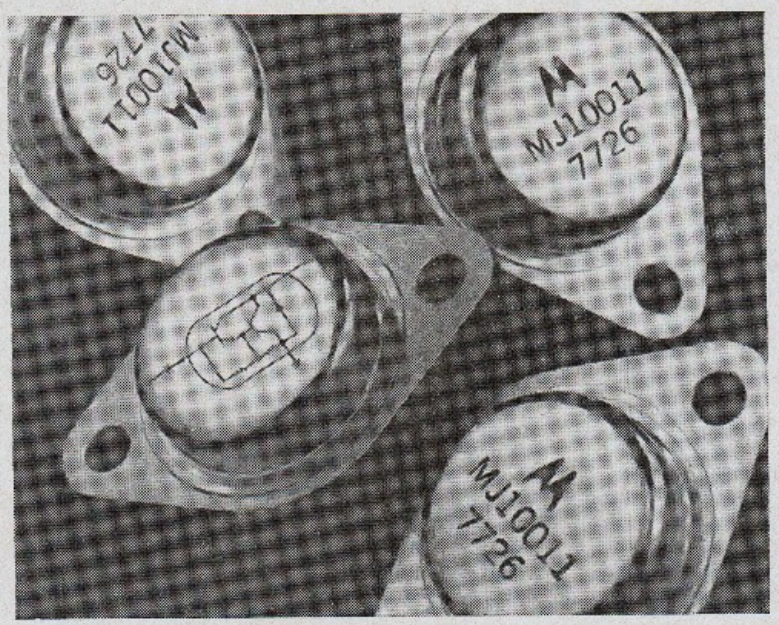
Um novo transistor Darlington de potência (MJ10011) para 1 400 volts, representando a última palavra em matéria de tecnologia avançada, acaba de ser lançado no mercado pela Divisão de Semicondutores Discretos da Motorola (Phoenix, Arizona, USA).

Destinado aos circuitos de deflexão horizontal nos receptores de TV a cores, o novo Darlington:

— combina o transistor de saída com o diodo amortecedor;
— proporciona um aumento de ganho de uma ordem de grandeza;
— iguala o desempenho dos transistores discretos, usados correntemente, em todos os parâmetros, tais como tempo de descida, área de operação segura, $V_{CB(sat)}$ e estabilidade térmica.

O alto ganho do Darlington elimina a necessidade do transformador excitador de entrada, normalmente usado, uma vez que requer uma corrente de excitação de base de apenas 200 mA, em comparação com os 2 A necessários para os transistores discretos convencionais operando em níveis similares de corrente e tensão. O diodo monolítico interno desempenha o papel do amortecedor discreto convencional, o que não apenas aumenta o valor funcional do circuito como também melhora a confiabilidade.

A especificação de 1 400 volts V_{CMX} é única, em se tratando de dispositivos Darling-



ton, uma vez que antes do desenvolvimento do MJ10011 esse limite era da ordem de 500 volts. Para atingir com sucesso as metas de estabilidade térmica e elétrica, a longo prazo, foram desenvolvidos um novo invólucro TO-3 para alta tensão e uma passivação especial de vidro.

A junção coletor-base é passivada pela gravação mesa das pastilhas de triplice difusão. Neste ponto do processo, as estampagens individuais são isoladas umas das outras a fim de possibilitar o teste elétrico de cada uma delas. O corte das estampagens possui a configuração típica mesa, com a junção coletor-base terminando na rampa da mesa. Essa rampa é então recoberta com um foto-vidro (especialmente desenvolvido pela Motorola), passivando assim a junção. O MJ10011 é alojado em um invólucro TO-3 especialmente construído para suportar alta tensão e apresentar baixa resistência térmica. Os isoladores de vidro circundando os pinos da base e do emissor foram projetados de maneira a aumentar a distância do percurso, evitando assim a formação de arco durante os picos de tensão. A espessura da cúpula foi otimizada de maneira a apresentar baixa resistência térmica (tipicamente 0,6°C/W) sem sacrificar a resistência mecânica.

Este novo Darlington possibilita opções anteriormente inviáveis para os projetistas de TV, não só no que diz respeito ao circuito elétrico mas também no tocante à redução de componentes. A parte do transistor apresenta um ganho nominal de 40, a 5 A, em comparação ao ganho de 3 para o transistor discreto BU208 normalmente empregado nessa função. Esta melhoria no ganho permite saturação de tensão ($V_{CE\,sat}$ tipicamente inferior a 2 V sob 4 A) com apenas 200 mA de excitação de base, enquanto que o transistor discreto requer uma excitação de 2 A para uma comparável saturação de tensão. Esta modesta demanda de corrente de base simplifica o circuito do oscilador a um ponto em que a tecnologia dos circuitos integrados possa produzir um oscilador e excitador integrados que excite diretamente o MJ10011.

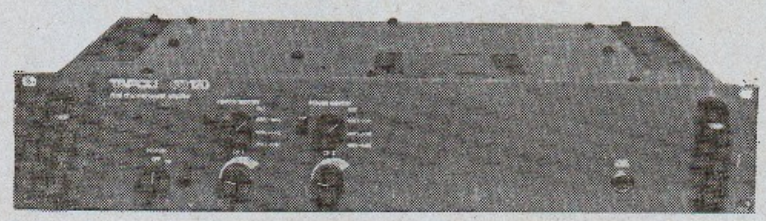
O novo Darlington MJ10011 apresenta vantagens em relação às outras especificações do transistor discreto BU208, ao qual ele se propõe substituir nos circuitos de deflexão horizontal de TV. Outro ponto importante é que, embora apresente maior ganho e já incorpore internamente o amortecedor, seu custo é inferior ao do BU208.

AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA TAPCO MOD. CP-120

A empresa norte-americana TAPCO (Technical Audio Products) lançou recentemente no mercado internacional o seu novo amplificador de potência, de dois canais, no qual se destaca o sistema Powerlock (Marca Registrada da TAPCO). Esse amplificador vem completar a linha da TAPCO que já vinha se destacando nos Estados Unidos com seus misturadores e equalizadores de alto desempenho.

O sistema Powerlock, parte integrante do amplificador de potência CP-120, é sensível para qualquer sinal de entrada que possa causar um prolongado recorte. O sistema controla, portanto, o nível de saída durante o qual, de outra forma, a distorção de recorte tornar-se-ia perceptível.

Destaca-se assim, neste amplificador, um som extremamente limpo e bem definido na potência máxima, que é de 61 watts por canal.



Características principais do CP-120:

— Potência de saída
61 W contínuos por canal, em 4 Ω e com ambos os canais funcionando
— distorção harmônica
0,05% (máxima)
— distorção por intermodulação .... 0,05% (máxima)
— resposta de freqüência
20 Hz a 20 kHz, +0 —2 dB
— tensão de saída
15,62 V por canal (em 4 Ω)

(Para maiores informações: G. A. Boleckis — Caixa Postal 1 162, Niterói, 24 000, RJ).

Ω

REVISTA MONITOR
DE RÁDIO E TELEVISÃO

REDAÇÃO E ADMINISTRAÇÃO:

R. 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

Consultor Permanente:
NICOLÁS GOLDBERGER

Supervisão Técnica:
Engº ADALBERT W. MIEHE

Contacto:
CLÁUDIO R. RODRIGUES

Colaboram neste número:
Adolfo Toyomaro Ichiki
Aécio Flávio Baraldi Siqueira
Aquilino R. Leal
Carlos Rodrigues Ladeira
Fábio Serra Flosi
João Michel
Jomar Napoleão da Silva
Waldyr Yassuo Kamakura
IBRAPE
LABORAT. INSTITUTO MONITOR
TELEIMPORT
WIRELESS WORLD

Produção Gráfica:
TIPOGRAFIA AURORA LTDA.
Rua Gal. Couto de Magalhães, 396

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, 1º 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	14
"Artelco"	11
Atlas	82
Begli	4
Bernardino & Migliorato	10
Biasia	18
Bravox	2ª capa
Cardeal	1, 13
C. Div. Pinheiros	15, 19
Ceteisa	10
Datatronix	6
Delta	8
Electra	6
Eletrônica Rudi	18
Fonecontrol	74
Idim	89
Instituto Monitor	68
Kasval	3ª capa
Lifon	6
Litec	17, 67
Lojas do Livro Eletrônico	81
Magnasom	82
Menta	12
Milton Molinari	5
Monitor Promoções	66, 88
Multi Kits	75
National	83
Novik	9
Philco	4ª capa
Poiybest	67
Rádio Emegê	83
Radiotécnica Aurora	12, 16, 47, 76
Renz	67
Reparatur	83
Repil	2, 3
Telestasi	15
TMK	59
Transistécnica	7
Victor T. Mauri	20

Monitor

REVISTA MONITOR

de Rádio e Televisão

Nº 359
ANO XXXI
MARÇO
1978

REGISTRO
336.P.209/73
DCDP - DPF

Fundada em outubro de 1947 por Nicolás Goldberger

Sumário

Amplificador de 8 W com Circuito Integrado 21
Teste de Semicondutores com o Multímetro 25
Injetor de Sinais Digital 33
As FASTs em Estado Sólido — Parte I 35
TELEFONIA: Sinalização em Multiplex 40
Telecomunicações em Pauta — XXII — Eletrônica (7) 48
Distanciômetros Eletrônicos — Parte IV 54
ÁUDIO: Sistemas de Alto-Falantes Múltiplos 60
TELEVISÃO: Circuitos Integrados na Televisão — Conclusão .. 69
O Disparador Schmitt 77
Aplicações de Integrados Conversores Tensão/Freqüência — Conclusão 84
NOSSA CAPA 90
IDÉIAS & CIRCUITOS: Eficiente Oscilador de Ondas Quadradas 91
Selecionando Pares Complementares .. 92
Integrador com Alta Impedância de Entrada 92
NOTICIARIO INDUSTRIAL 93

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.

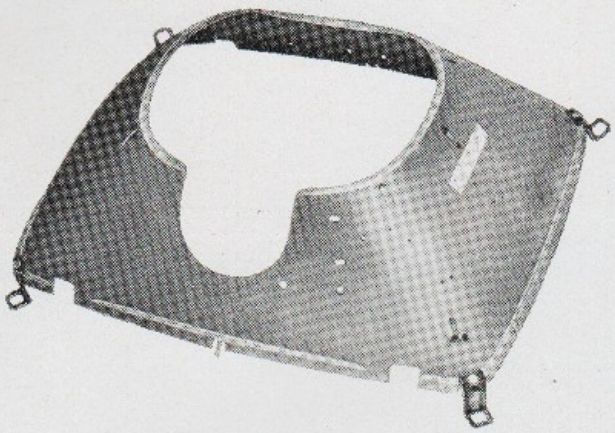
A **KASVAL**, ciente disto resolveu desde o início que isto não deveria mais acontecer, com componentes metálicos estampados, por isto, ela é hoje uma das mais bem equipadas indústrias fornecedoras das linhas de montagem do país.

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

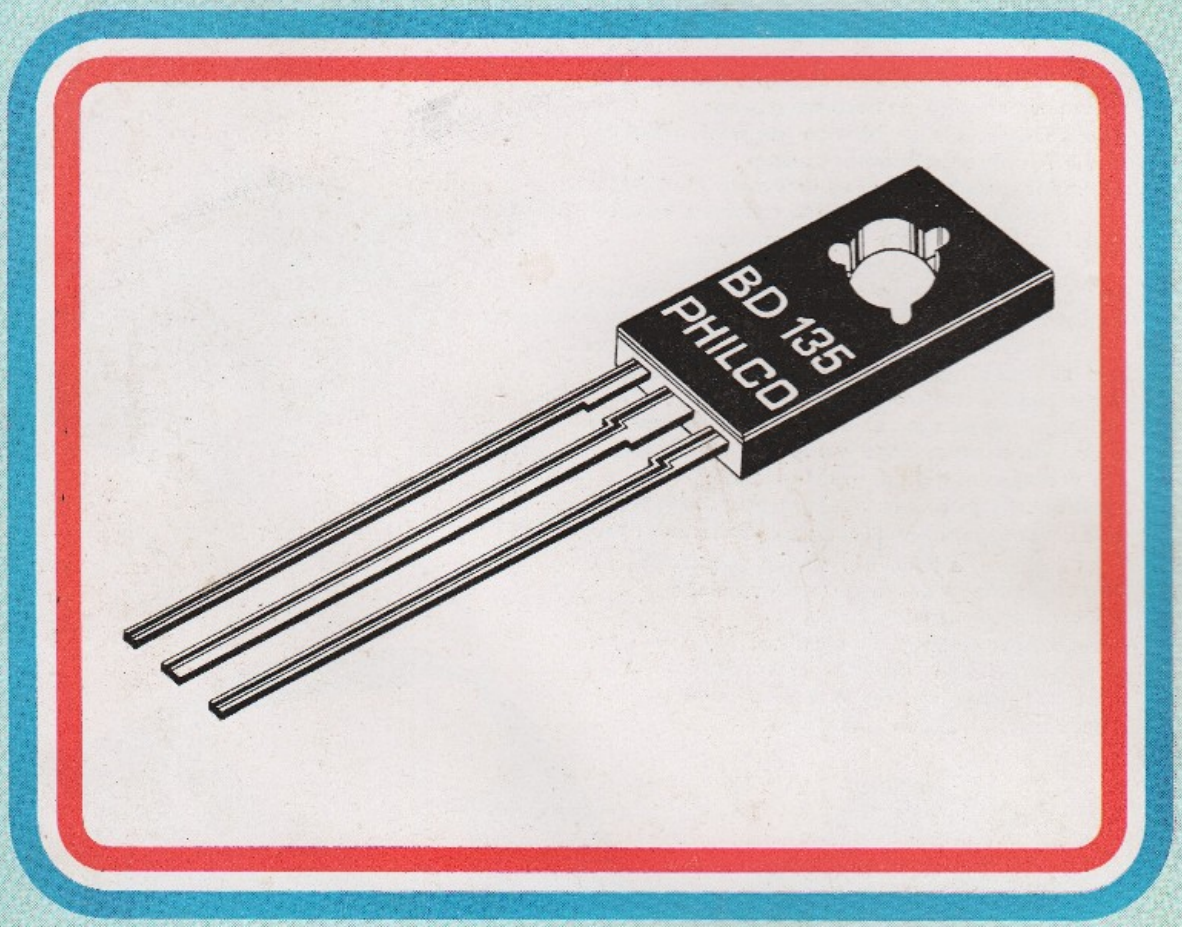
Rua Ourinhos, 196 - Vila Bertioga, São Paulo F. 273-1071 274-6796

PHILCO lança nova linha

TRANSISTORES DE POTÊNCIA TO-126 (SOT-32)

Transistores para
saída de vídeo - 12,5 watts

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



Pares complementares
para uso geral - 12,5 watts.

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

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

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

SEMICONDUTORES
PHILCO Ford