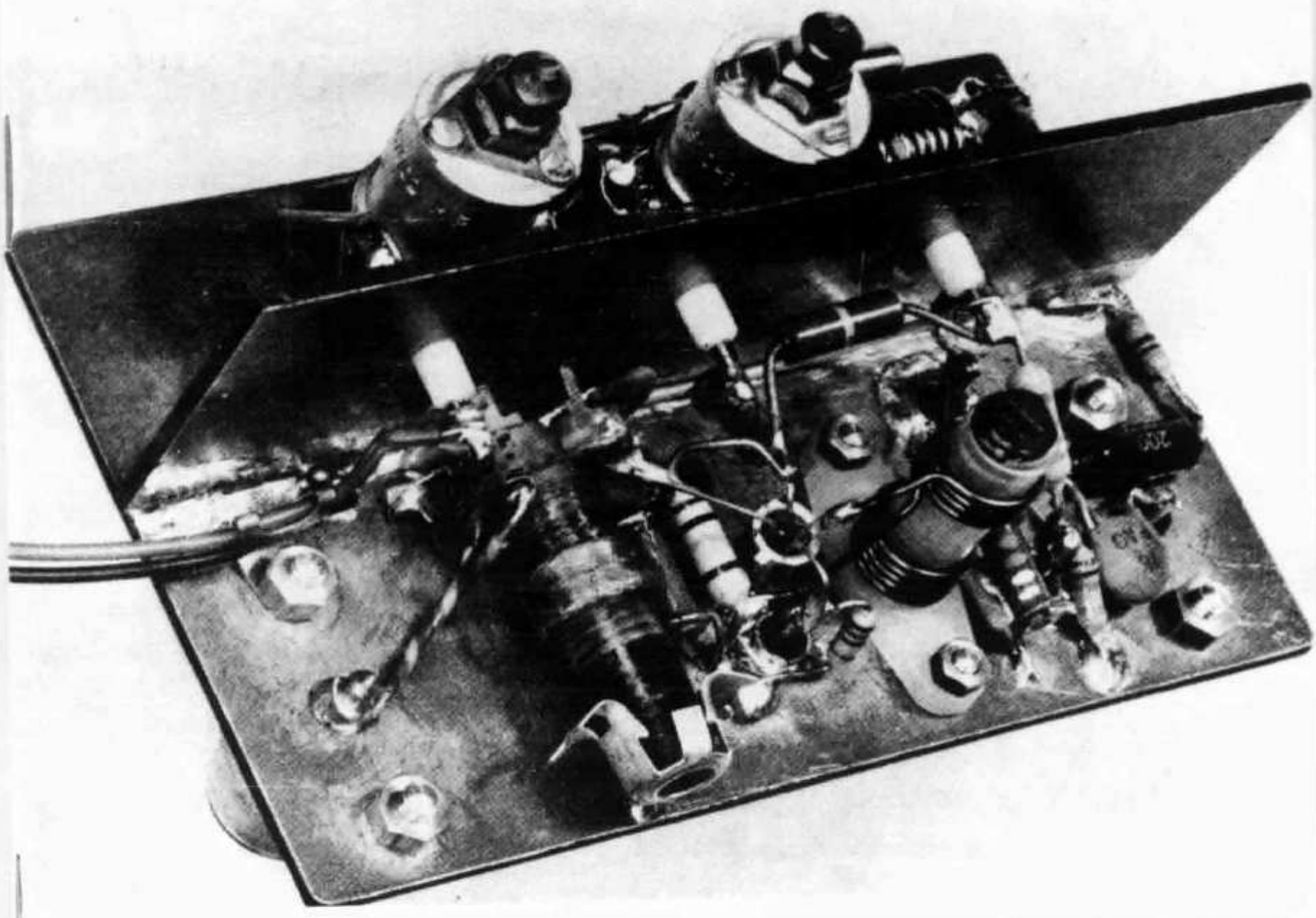
OLD MAN



8

1971

Bulletin of the Swiss Union of Short Wave Amateurs

DRAKE 4-LINE

RECEIVER R-4-B: Das Spitzengerät für den DXer. Teilweise Integrated Circuits, FET, und weitere Verbesserungen. Inkl. Quarze für 80 / 40 / 20 / 15 + 28,5-29 Mc + 10 zusätzliche Quarzsockel für je 500 kHz Bereiche (160-m-Band, WWV, BC, Ships etc.) 4 Trennschärfe-Stufen, 0,4-1,2-2,4-4,8 kHz. **Passbandtuning!** Rejection Notch. Eingebauter Calibrator 100 und 25 kHz. Noise-Blanker — Hervorragend kreuzmodulationsfest — 1-kHz-Skala-Genauigkeit
Doppel-Super: 5645 kHz + 50 kHz — AMATEUR NET Fr. 2475.—

TRANSMITTER T-4-XB: 200 Watt PEP auf USB/LSB und CW, Controlled CarrierMod. für AM. Quarze für alle Amateurbänder 80 / 40 / 20 / 15 m + 28,5-29 Mc plus 4 weitere 500-kHz-Bereiche mit Zusatzquarzen — Umschalter für Transceiver mit DRAKE R-4-A und R-4-B. Alle Kabel mitgeliefert. Sidetone für CW, VOX, PTT. Semi-BK auf CW. Masse und Aussehen wie R-4-A/-B — AMATEUR NET Fr. 2575.—

TRANSCEIVER TR-4: 300 Watt PEP für USB/LSB — 260 W auf CW. Auch AM. Alle Bänder 80 bis 10 m komplett ohne Zusatzquarze. VOX — PTT. Semi-BK auf CW — Eingebauter 100-kHz-Calibrator.
Ohne Noise-Blanker — AMATEUR NET Fr. 3095.—

NETZGERÄT AC-4: für TR4 und T4XB 110/220 V — AMATEUR NET Fr. 599.—

12-V-GERÄT DC 4 für TR4 und T4XB — AMATEUR NET Fr. 745.—

MATCHED SPEAKER MS 4: Grösse und Aussehen wie R4A/B und TR4, T4XB, mit Raum zum Einbau des Netzgerätes AC4 — AMATEUR NET Fr. 145.—

REMOTE VFO RV-4: Erlaubt im gleichen Band Empfang, Senden oder Transceive auf anderer Frequenz als TR4, ohne den VFO des TR4 zu verändern. In passendem Gehäuse mit Lautsprecher und Raum zum Einbau des Netzgerätes AC4. — AMATEUR NET Fr. 645.—

LINEAR AMPLIFIER L-4-B: 2000 Watt PEP für SSB, 1000 Watt AM, CW und RTTY. Class B Grounded Grid — Broadband tuned Input — AGC — Eingebautes Wattmeter — sehr leiser Ventilator. Mit getrenntem Silizium-Netzteil. 2 Tubes 3-500 Z! Für Industrie und Export — NET Fr. 4195.—

RECEIVER 2-C: Etwas einfachere Ausführung des R-4-B. Triple Conversion, 500 kHz Bereiche auf allen Amateurbändern, 1-kHz-Genauigkeit, 0,4 / 2,4 / 4,8 kHz Trennschärfestufen. AM — CW — USB — LSB. — AMATEUR NET Fr. 1395.—

RECEIVER SPR-4: Volltransistorisiert. AM 4,8 kHz, SSB 2,4 kHz, CW 0,4 kHz. 10 Bereiche à 500 kHz, Programmierbar bis 24 Bereiche. 2000 m bis 10 m. — AMATEUR NET Fr. 2350.—

2 METER CONVERTER SC-2 mit FET und Xtal control. 4×500 kHz — AMATEUR NET Fr. 399.—

TRANSMITTING CONVERTER TC-2: SSB, AM, CW für jeden 20 m Exciter. Osc. Injection vom SC-2, 180 Watt eingebautes Antennen-Relais. Kein Umstecken — AMATEUR NET Fr. 1650.—

ANTENNE MATCH BOX: MN-4 mit eingebautem RF-Wattmeter und VSWR-Meter für alle Amateurbänder bis 200 Watt Leistung. — AMATEUR NET Fr. 595.—

ANTENNE MATCH BOX: MN-2000. Bis 2000 W Leistung. — AMATEUR NET Fr. 1095.—

RF WATTMETER W 4: 200 + 2000 Watts forward + reflected power. — AMATEUR NET Fr. 329.—

RF WATTMETER WV 4: wie W4 aber 20-200 MHz — AMATEUR NET Fr. 389.—

• **Teilzahlung möglich** (bis 3 Monate ohne Zuschlag)

Prospekte und Vorführung durch die Generalagentur für die Schweiz und Liechtenstein:

Radio Jean Lips (HB 9 J)

Dolderstrasse 2 — Telefon (051) 32 61 56 und 34 99 78 — 8032 Zürich 7

OLD MAN 8

39. Jahrgang **August 1971**

Organ der Union Schweizerischer Kurzwellen-Amateure
Organe de l'Union Suisse des Amateurs sur Ondes courtes

Redaktion: Rudolf Faessler (HB9EU), Trubikon, 6317 Zug-Oberwil, Tel. 042 21 88 61 — Correspondant romand: B. H. Zweifel (HB9RO), Rte. de Morrens 11, 1033 Cheseaux VD — Corrispondente Ticino: Fabio Rossi (HB9MAD), Box 27, 6962 Viganello — Inserate und Hambörse: Josef Keller (HB 9PQ), Postfach 21, 6020 Emmenbrücke 2, Tel. 041 5 34 16 — DX: Sepp Huwyler (HB9MO), Leisibachstrasse, 6033 Buchrain LU, und Felix Suter (HB9 MQ), Hauptstrasse 13, 5742 Kölliken AG.

Redaktionsschluss: 15. des Monats
Annahmeschluss für Inserate: 5. des Vormonats

Erscheint monatlich

Herausgeber: USKA, 6233 Büron LU — Druck und Verlag: J. G. Schneider, Offsetdruckerei, 3652 Hilterfingen, und A. Wenger, Buchdruckerei, 3634 Thierachern — Versand: J. G. Schneider, Offsetdruckerei, 3652 Hilterfingen.

Union Schweizerischer Kurzwellen-Amateure
Union Suisse des Amateurs sur Ondes courtes
Clubrufzeichen HB9AA
Briefadresse: USKA, 6233 Büron LU

Ehrenpräsident: Heinrich Degler (HB9A), Rotfluhstr. 53, 8702 Zollikon — Präsident: Hans Scherrer (HB9ABM), Neugasse 44, 9000 St. Gallen — Vizepräsident: Walter Blattner (HB9ALF), Via Varenna 85, 6604 Locarno — Sekretär: Franz Acklin (HB9NL), Sonnenrain 188, 6233 Büron — Traffic-Manager (TM): Aloys Egli (HB9AAA), Box 17, 2500 Biel — UKW-Verkehrsleiter: Dr. H. R. Lauber (HB 9RG), Postfach 114, 8033 Zürich — IRO: Dr. Etienne Héritier (HB9DX), Grellingerstrasse 7, 4153 Reinach BL — Verbindungsmann zur PTT: Albert Wyrsch (HB9TU), Kirchbreite 1, 6033 Buchrain LU.

Sekretariat, Kasse, QSL-Service: Franz Acklin (HB9NL), Sonnenrain 188, 6233 Büron, Tel. 045 3 83 62, Postcheckkonto: 30-10397, USKA, Bern. Deutschland: Postcheckkonto 700 91, USKA, Karlsruhe.
Bibliothek: Hans Bäni (HB9CZ), Gartenstrasse 3, 4600 Olten — Award Manager: Henri Bulliard (HB 9RK), Box 384, 1700 Fribourg — Jahresbeitrag (OLD MAN inbegriffen): Aktivmitglieder Fr. 35.—, Passivmitglieder Fr. 25.—, Junioren Fr. 12.50 — OLD MAN-Abonnement In- und Ausland: Fr. 20.—

Melden Sie Adressänderungen frühzeitig dem Sekretariat
Annoncez les changements d'adresse à l'avance au secrétariat

14. Jamboree on the air

16./17. Oktober 00.00 bis 24.00 HBT

Auf sämtlichen Amateurbändern treffen sich die Pfadfinder aus aller Welt wiederum am dritten Wochenende des Monats Oktober zum alljährlichen «Jamboree on the air» (JOTA). An diesem Treffen, das keinerlei Contest-Charakter aufweist, beteiligen sich von Jahr zu Jahr mehr Stationen. Besonders stark sind die englischsprechenden Länder vertreten und neuerdings auch die Pfadfinder jener Staaten, die zu diesem Anlass besondere Lizenzen erteilen. In der Schweiz können nur Pfadfinder am JOTA teilnehmen, die selbst eine Sendelizenz besitzen, oder Pfadfindergruppen, denen ein Amateurfunker im Rahmen der Lizenzbestimmungen die Kontakte mit den ausländischen Stationen herstellt. In diesem Fall können die «Pfader» lediglich zuhören und mitschreiben, dürfen jedoch (theoretisch - Red.) weder Taste noch Mikrophon bedienen. Trotz diesem «Handicap» lässt sich die Zusammenarbeit von Pfadfindern und Amateurfunkern beim Jamboree durchaus abwechslungsreich und für alle Beteiligten recht interessant gestalten: Aufbau von Antennen und Stationen in einem Pfadiheim, Einladung einer Pfadfindergruppe in den Ham-Shack, Peilübung, Erklären des Funkwesens ganz allgemein, Verbindungsübungen mit «pfaditechnischen» Mitteln, Ablösungsdienst an der Station, Entziffern oder Mitschreiben von QSOs, Nachführen einer Verbindungskarte, Berechnen der Uebermittlungsdistanzen usw. Das Ganze lässt sich auch sehr gut als Wochenend-Lager unter dem Motto «weltweite Verbindung» durchführen, wobei es sehr zu empfehlen ist, mit den Pfader-, Pionniers- oder Roverführern ein entsprechendes Programm zu vereinbaren, damit der Operateur mit den ihm gerade zugeteilten Leuten ungestört arbeiten kann. Für dieses Programm und alle Nebenaufgaben — Transporte, Ablösungsplan, Verpflegung, Unterkunft, Lagerfeuer — sind dann die Truppführer verantwortlich. Selbst besondere QSL-Karten für das Jamboree können von künsterisch begabten Pfadern entworfen, angefertigt und ausgefüllt werden.
Unter dem Rufzeichen HB9S wird wiederum das Weltbüro der Pfadfinderbewegung in Genf am Jamboree teilnehmen. Ferner sind aus allen Kontinenten Pfadi- oder Jamboree-Sonderstationen bereits gemeldet, wie TI2CIE, A2CAH, MP4BS, 4S7AB, ZC4BP, ZC4LC, OZ5PB, BU2BSG,

5Z4KSA, 9N1MM, AP2NMK, G3BPH, CX6AZ, PAØJOT/A und 9H1BSJ. Selbst Kontakte mit dem «Chief Scout» of the Boy Scouts of Jordan, König Hussein, dürfen unter dem Call JY1 möglich sein. Dank 450 VK- und rund 100 ZS-JOTA-Stationen sollte auch der DX-Freund auf seine Rechnung kommen.
Schweizerstationen, die am JOTA 1971 teilnehmen möchten, erhalten sämtliche Auskünfte und Unterlagen durch eine der folgenden Meldestellen: E. Rudin, HB9AMJ, JOTA-Manager, Gartenweg 4, 4415 Lausen.
Bureau mondial du Scoutisme, Case 280, 1211 Geève 11.
Rund-QSO für HB-Pfaderstationen: 17. Oktober 1971, 09.30 h HBT, auf 3780 KHz in AM oder SSB (anschliessend an QSO von HB9AA). (HB9AMJ)

DX-News

In der vergangenen Periode haben das 14 und das 21 Mc-Band die Hauptlast des DX-Betriebes getragen. Unerwartet viele Expeditionen haben zur Belebung dieser Bänder beigetragen. Market Reef war unter dem Rufzeichen OJØUF vom 8. bis 15. Juni durch OH2BHU und OHØMA und vom 22. bis 30. Juni durch OHØMA wieder einmal belebt. Die Expedition auf Willis Island unter dem Rufzeichen VK9NP/W vom 15. bis 19. Juni war in Europa nur schwach zu hören. Unser Pazifik-Spezialist HB9MX konnte sie trotzdem auf dem 14 und 21 Mc-Band erreichen. Die vorgesehene Fortsetzung dieser Expedition auf Mellis Reef konnte leider wegen Orkans nicht durchgeführt werden. Unerwartet tauchte am 18. Juni ET3U/A wieder von den Inseln im Roten Meer auf. Von Mitte Juni bis Mitte Juli fand die Expedition von WA6FSC auf Rodriquenz unter dem Rufzeichen 3B9DK statt, die von mehreren Schweizern gearbeitet wurde. OH2BH, OH2MM und OH5SE wurden für ihren Misserfolg in Albanien durch die in jeder Hinsicht brillante Expedition auf Fernando Poo vom 26. Juni bis 4. Juli unter dem Rufzeichen 3C1EG und auf Annobon Island vom 6. bis 9. Juli unter dem Rufzeichen 3CØAN entschädigt. Auf Fernando Poo, das nun zu Aequatorial Guinea gehört, wurde auf sämtlichen Kurzwellenbändern gearbeitet, auf Annobon nur auf 14 und 21 Mc. Die Signale lagen trotz Beschränkung des Antennenparks auf Dipole, weit über S9. Annobon, das im DXCC als separates Land gilt, dürfte vielen DXern ein neues Land geben. Von der zwischen 11. Juni und 11. Juli vorgesehenen Expedition nach Franz Josef-Land unter dem Rufzeichen 4J1CR liegen keine Hörberichte vor.
In Japan wurde die neue Prefixgruppe JE ausgegeben. An selteren Rufzeichen sind für die Berichtsperiode DFØAFZ und SPØDXC, eine Jubiläumsstation zu vermerken.
Es sind im DXCC die Sticker für 120 Phone an HB9AAH und HB9ALE verliehen worden. HB9ALE hat in der Mixed-Kategorie die Bestätigungen für 123 und in der Phone-Kategorie für 124 Länder. Wir gratulieren beiden OMs zu ihren Erfolgen.
Für die beginnende Contest-Saison sei auf folgende Contests aufmerksam gemacht: 28. August 1000 GMT, bis 29. August 1600 GMT AA-Contest in CW, 11. September 0000 GMT bis 12. September 2400 GMT WAE-DX-Contest in Phone und 18. September 1500 GMT bis 19. September 1800 GMT SAC-Contest in CW. Die Reglemente können beim DX-Editor gegen SASE bezogen werden.

Vy 73 es gd dx de HB9MO

DX-Log

3,5 Mc-Band: 0000-0100: 3C1EG (799) **0300-0400:** PY6AGI (799), PY7BOD (799).
7 Mc-Band: 0800-0900: HBØXUA (050) **2200-2400:** VK3MR (001), PY8RH/7 (001).
14 Mc-Band: 0600-0800: C31DZ (200), SPØDXC (180), TI2AS (100), TU2AZ (115), TY1ABE (290), ET3ZU/A (195), YK1AA (195) **0800-1000:** HP1TG (255), VP2VV (200), TI8PE (185), SPØDXC (180), DFØAFZ (285), CR3ND (265), **1600-1800:** XW8DZ (025), 3B9DK (170) Rodriguez, **1800-1900:** TY1ABE (170), 3C1EG (195), 9M8SPD (225), HZ1SH (255), DU1DBT (255), VS5CB (195), KG6AA (245) **1900-2100:** C31DZ (140), 3C1EG (195), 3CØAN (195), 9V1QJ (230), VS9MC (210), UH8BO (165), JY9YL (200) **2100-2200:** FM7AI (245), 3CØAN (020) VK9NP/W (195) Willis. **2200-2400:** 3CØAN (195), 3C1EG (020).
21 Mc-Band: 0600-0800: 3B9DK (360), VS9MT (205), 4W1AF (360), YB2A (340), VK9NP/W (300) **1000-1200:** 5N2AAN (300), VQ9R (305/340), ZD8TS (290), AP2KS (285) **1200-1300:** 3C1EG (295), FR7AB (230), **1500-1700:** CR3VV (250, 3B9DK (370), 3CØAN (295) **1700-1900:** HC6JB (265), TY1ABE (200), 5X5NA (335,) 5H3LV (350), EA9EJ (245, 3C1EG (295), 3CØAN (295) **1900-2000:** HR3AC (215), CE3CF (025), 3CØAN (020)/295), 9X5AA (320), EA9EJ (315) **2000-2200:** KZ5AA (370), PZ9AA 295),, 8P6DT (275).
28 Mc-Band: 1800-1900: ST2SA (500).
Logauszüge von HB9AOU, HB9MX, HB9UD und HB9MO und HE9HIL.
Bemerkenswerte QSL-Eingänge: HB9UD: CT2AO, HB1TG, PZ9AA, 4N2LO, CT3/DJ1QP, IRØZVE, 3Z5CKM, PR2CQ, PP2RE, **HB9AOU:** VQ9R, YK1AA, FM7AI, EA9EJ, WA4OVP/8R1, 3B8CZ, TY1ABE, AX9XI, VP2VI **HB9MO:** TY1ABE, HR3AC, 5J4BNC, 9Y4US, PJ9VR, PZ6AA, UAØABC, YBØAAO **HE9HIL:** 8J1AA

Senden Sie Ihre Logauszüge und Bemerkungen bis spätestens 10. August 1971 an Sepp Huwyler, HB9MO, Leisibachstrasse, 6033 **Buchrain.**

DX-Calendar

Egypt. SU1MA, 14205, 1800. **Brunei,** VS5CB, 21310, 0600, 21354, 1530, 14291, 1700 **New Hebrides,** YJ, 14243, 0650, 14200, 0900, 14212, QSL via Box 138, Port Vila. YJ8BL, 14168, 0700, 14210, 0815, QSL via W6NJU. YJ8JS, 14290, 0900. **Dahomey,** TY1ABE, 14290, 0730, 21200, 1630, 14177, 1850, 14170, 2030, 21020, 212100, 14005, 2350. **Voltaic Rep.** XT2AA, 14145, 1940, 14182, 1800 am Freitag. **Tokelau Isld.** ZM7AG, 14265, 0730, 14195, 0800, 14270, 0950. **Yemen,** 4W1AF, 21360, 1600, 21295, 1730. **Burma,** XZ2, durch AP2KS für zwei Wochen im September, QSL via WB9BWU. **Crete,** SVØWBB, 21275, 1520. **Rhodes Isld.** SVØWE, 14213, 2025, SVØWUU, 21360, 1815. **Tchad Rep.** TT8AC, täglich mit seinem QSL Manager W4SPX, 14280, 0700, TT8AD, 14105, 0735, QSL via F2MO. **Anguilla,** VP2EZ, 21320, 1715. **Taiwan,** BV2A, 14023, 1250. Ebenfalls 14023 am Freitag von 1300 bis 1600. **Nauru Isld.** C21DC, 14213, 0640, 14180, 1115, QSL via Box 193, Nauru, Pacific. **Port. Guinea,** CR3ND, 14267, 0930, QSL via CT1BH. CR3VV, 21248, 1630, QSL via Box 306, Bissau. **Western Carolines,** KC6HG, 14030, 1230, 14050, 1400, QSL via Box 131, Yap, Western Caroline Islds. 96943. **Papua,** VK3AC, 21330, 1050, 21290, 1400, QSL via Box 5122 Boroko. VK9LV, 14152,1620, QSL via Box 900, Port Moresby. **East Malaisia,** 9M8FMF, 14223, 1350, 21300, 1400, QSL via W1YRC. 9M80EA, 14190, 1820.

QSL-Adressen

3C1EG, 3CØAN via OH2NB, Armas Valste, Lausipellontie 12, Helsinki, 39, Finnland — **3B9DK** via VE6AKV —**ZA2RPS** via DL7FT (direkt, nicht über Büro) — **VU2HLU** via WØPAH — **VS5MF** via G3VAO — **VS5CB** via WA6AHF — **VP2EZ** via WA9VOL — **MP4MBC** via G3XEC — **C31BZ** via G3JIJ — **C31AZ** via F9UX — **FY7AF** via K3RLY — **FY7AC** via WB9BPG — **VP1EJ** via K7DVK — **VS9MT** via G3LQP — **9X5AA** via W1YRC — **9X5WJ** via W1MIJ — **9X5CC** via WA5UHR — **9X5VL** via ON5TO — **JD1ABX — JD1ABY** via JA5CIE — **XT2AA** via WA5REU — **ZM7AG** via KR3LY — **ZD9BM** via GB2SM — **ZD8TS** via G3WDV — **ZD8AY** via KRLY — **VU9KV** via W6KNH — **VP2LDD** via VP2LT — **SVØWBB** via K4YYL — **PJ9BB** via W2VIA — **PJ8DZ** via W9ZRX — **KX6IL** via WA3OYY — **KM6DX** via W7PHO — **JD1AAZ** via JA1OJE — **ZF1QW** via W4IQW — **ZF1BA** via WB2CKS — **ZF1WP** via W4YKH — **ZL4JF/P** via ZL2AUF.

73 es best DX de HB9MQ

6. Internationale Bayerische Fuchsjagdmeisterschaften

Am Sonntag, den 12. Sept. 1971, finden zusammen mit dem Sommertreffen der Distrikte Bayern-Süd und Schwaben am Ammersee (Schondorf, Café Forster a. See) die 6. Internationalen Bayerischen Fuchsjagdmeisterschaften auf 80 m und 2 m statt, zu denen alle in- und ausländischen Freunde des Peilfunksports herzlich eingeladen sind. Treffpunkt für beide Jagden: Café Forster am See.

Für erste Plätze stehen Siegerpokale bereit, für zweite und dritte Plätze werden gravierte Silberteller vergeben.

Die Ausschreibungen entsprechen den Bedingungen für die Punktbewertung zum DARC-Fuchsjagdmeister und werden am Veranstaltungsort bekanntgegeben. Für beide Jagden, die vom Distrikt Bayern-Süd veranstaltet werden, zeichnen die OMs Johann Flossmann, DJ 5 LF, und Dr. Sigurd Meng, DL 2 HI, verantwortlich.

Mutationen

Neue Mitglieder

HB9AQK	Rudolf Wieland, Reiterstrasse 12, 3000 **Bern**
HB9ARD	Lorenz Walder, Rebzelg, 3136 **Seftigen BE**
HB9ARE	René Theiler, 4654 **Lostorf**
HB9ARI	Rudolf Schaffner, Bois Noir 41, 2300 **La Chaux de Fonds NE**
HB9ARJ	Ernst Johler, Lochstrasse 69, 8200 **Schaffhausen**
HB9ARP	Walter Frey, 3112 **Riggisberg BE**
HB9MCX	Erwin Salmen, Seetalstrasse 72, 8280 **Kreuzlingen TG**
HB9MDJ	Yves Jayet, Chem. de la Foret 7, 1018 **Lausanne VD**
HB9MDM	Alice Rudolf, Flückenstrasse 416, 5616 **Meisterschwanden AG**
HE9GUM	Mario Berti, 3 Pl. des Augustins, 1205 **Genève**
HE9HKY	Karl Batz, Lerchenweg 3, 7000 **Chur GR**
HE9HQL	Luca Bonzanigo, 3 rue de l'Orient, 1400 **Yverdon**
HE9HQU	Martin Friedli, Boden 80, 4913 **Bannwil**
HE9HRA	Werner Suter, jun., Maihofstrasse 102, 6000 **Luzern**
HE9HRQ	Peter Seeholzer, Artherstrasse 101, 6405 **Immensee**
HE9HSC	Gerhard Krucker, Waberstrasse 65, 3000 **Bern**
HE9HSD	Martin Spreng, Auf Weinbergli 12, 6000 **Luzern**
HE9HSK	Rolf Gerber, Bärenboden 446, 5745 **Safenwil**
HE9HSV	P. Andre Forchelet, Moserstrasse 30a, 2500 **Biel**
HE9HSY	René Bächtold, Sonnenberg 1, 8207 **Schaffhausen**

HE9HSZ	Ueli Haemann, Strandweg 156, 3705 **Faulensee**
HE9HTK	Karl Wipfli, Nelkenweg 38, 3097 **Liebefed**
	Erich Bossard, Neumatte 7, 3700 **Spiez**
	Gerd Burkhard, im Sägel 1032, 9042 **Speicher**
	Walter Krieg, St. Gallerstrasse 33, 8853 **Lachen**
	H. Jean Piot, Les Pervenches, 1297 **Founex**
	Urs Jenzer, Nelkenweg 38, 3097 **Liebefeld**

Adressänderungen

HB9AA	USKA Sekretariat, Sonnenrain 188, 6233 **Büron LU**
HB9HT	Hans Waldvogel, Rairing 105, 8108 **Dällikon ZH**
HB9IL	René Beusch, Vorackerweg 14, 3073 **Gümligen BE**
HB9QD	Enrico Gagliardi, Via del Sole 5, 6600 **Muralto TI**
HB9QH	Hans Endras, Riethof 11, 8603 **Schwerzenbach ZH**
HB9SM	Meinrad Stemmer, Vorimholz-Bierhübeli, 3257 **Affoltern ZH**
HB9SW	Walter Schenk, Hochhaus Appt. 7212, 8958 **Spreitenbach ZH**
HB9WN	Wolfgang Nübel, Schulhausstrasse 62, 8704 **Herrliberg ZH**
HB9XW	Peter Weber, Haberweidstrasse 33, 8610, **Uster ZH**
HB9XG	Peter Stutz, Ottostrasse 35, 8005 **Zürich**
HB9YU	Walter Kern, Ifangstrasse 78, 8153 **Rümlang ZH**
HB9ZI	Willi Bischof, Postfach 256, 8401 **Winterthur ZH**
HB9ABB	Luc Favre, Drakestrasse 39, **Berlin 45 DL**
HB9ABX	Felix Meyer, Fohrhölzli 4, 5443 **Niederrohrdorf AG**
HB9AEN	Charles Leuthold, Conseil General 8, 1205 **Genève**
HB9AHB	Beat Müller, Oetlingerstrasse 189, 4000 **Basel**
HB9AIQ	Alfred Egger, Dachsfeldstrasse 23, 4053 **Basel**
HB9AJA	Josef Baggenstos, Ausserdorf, 9524 **Zuzwil SG**
HB9AKQ	Jean Daniel Ciana, Korngasse 3, 2502 **Biel BE**
HB9ALO	Mauro Mombeli, San Gottardo 110, 6830 **Chiasso TI**
HB9ALJ	Dr. Charles Schauers, Würzenbachstrasse 75, 6006 **Luzern**
HB9ANQ	Ruedi Kleiner, Wylweg 377, 4533 **Riedholz SO**
HB9AON	Diethelm Burberg, Breite Strasse 3, **Mettmann,** Rhur **DL**
HB9APZ	U. Peter Bänziger, Limmattalstrasse 259, 8049 **Zürich**
HB9AQM	Aldo Diener, Zürcherstrasse 69, 8406 **Winterthur ZH**
HB9AQP	Paul Kiener, Mühlestrasse 52, 3123 **Belp BE**
HB9ARK	Martin Klaper, Carmenstrasse 48, 8032 **Zürich**
HB9ARL	D. Schwegler, Farlifangstrasse 25, 8126 **Zumikon ZH**
HB9ARM	Georg Szpiro, Fadenstrasse 27, 6300 **Zug**
HB9MAN	Volker Gebhardt, Scheibenstrasse 5, 8630 **Rüti ZH**
HB9MBB	Rolf Killmann, Bollenhofstrasse 4, 8953 **Dietikon ZH**
HB9MBL	Viktor Tobler, Dorfstrasse 8 a, 8621 **Wetzikon ZH**
HB9MBR	Manfred Diergardt, Vogelacker 3, 8357 **Guntershausen ZH**
HB9MDD	Reinhold Thomann, C.-Spittelerstrasse 16, 8053 **Zürich**
HB9MDP	Walter Meier, Grünauring 51, 8048 **Zürich**

Streichungen

HB9AGY P. Bigler, Genf	A. Joss, Bern
HB9AHN R. Renfer, Riehen	L. Käch, Emmenbrücke
HB9AAN K. Hermann, Burgdorf	P. Marmet, Spiez
HB9APV H. Strak, Steffisburg	V. Schwyter, Ramlinsburg

Sektion Aargau

Am diesjährigen NFD auf dem Gofersberg, oberhalb Lenzburg, benutzte die Sektion Aargau erstmals ihr neu zugeteiltes Clubrufzeichen HB 9 AN. Neben dieser Neuerung wurde auch dem Nachwuchsproblem Rechnung getragen, indem unsere neuen OMs als Hilfsoperateure eingesetzt wurden. Mancheiner der Neulizenzierter musste sich bei den hohen Uebermittlungsgeschwindigkeiten gehörig ins Zeug legen um sich in der Flut von Rufzeichen zurechtzufinden. Jeder hat aber mit grossem Einsatz versucht zu bestehen und wenn auch da und dort etwas schief ging, so hoffen wir doch an den zukünftigen NFDs unserer Sektion als tüchtige Stütze zur Verfügung zu stehen.
Wir danken allen OMs, die für unsere Sektion den diesjährigen NFD bestritten haben und hoffen auf einen guten Rang.

(HB 9 AQF)

UTILISATION DES CIRCUITS INTEGRES

J.-M. QUETIN F8ADT

On distingue actuellement deux sortes de circuits intégrés :

— Les circuits intégrés logiques : qui sont, aux dimensions près, tout à fait identiques aux éléments logiques classiques.

— Les circuits intégrés linéaires : qui sont des circuits linéaires amplificateurs par exemple, qui permettent cependant, du fait de leurs dimensions, le développement de techniques nouvelles (filtres actifs par exemple).

Les circuits logiques ont été développés les premiers par les constructeurs car ils permettent une réduction considérable de la taille des ordinateurs. Les circuits linéaires sont apparus depuis quelques années, aussi bien dans le domaine professionnel (calculateurs analogiques ou amplificateurs) que dans le domaine grand public (radio et T.V.).

3-1 LES CIRCUITS INTEGRES LOGIQUES

3-1-1 Définitions :

On peut dire qu'un circuit logique est un circuit pour lequel il n'existe aucune relation de forme entre le signal d'entrée et celui de sortie : c'est le cas, par exemple, du déclenchement d'un flip-flop par des impulsions. Il y a seulement une relation logique, qui peut d'ailleurs être quelconque, entre l'entrée et la sortie : par exemple, la présence d'un signal à l'entrée d'un circuit NON entraîne l'absence de signal en sortie. En un mot, tous ces circuits sont des circuits de commutation.

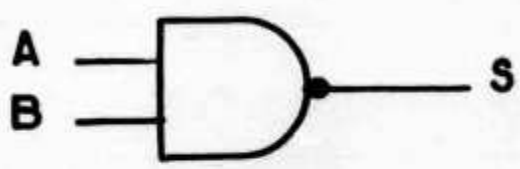


Fig. 27

L'élément de base des circuits logiques est la porte « NON-ET » ou « NAND » (fig. 27). Elle permet en effet de réaliser toutes les autres fonctions logiques (voir tableau I) et c'est pourquoi, les constructeurs, lorsqu'ils conçoivent une nouvelle série logique, étudient et mettent au point en premier lieu une porte NAND, qui peut être de la famille RTL, DTL, ou TTL, etc... et ensuite, c'est cette seule et unique porte NAND qui servira à constituer, par différentes combinaisons, tous les autres éléments logiques.

Pour illustrer ceci, nous citerons la série FJ des circuits de logique intégrés de la Radio-technique qui est basée sur une porte NAND TTL et qui comprend des portes ET-NON, ET-OU-NON, des portes tampons, des éléments bistables D et JK.

3-1-2 Caractéristiques usuelles

D'un fabricant à l'autre, les schémas sont sensiblement identiques, mais il diffèrent selon qu'il s'agit d'une logique RTL, DTL (Diode-Transistor-Logic) ou TTL (Transistor-Transistor-Logic).

3-1-2-1 Circuits RTL

Comme nous l'avons dit, ce type de schéma a été abandonné car il fait appel à un trop grand nombre de résistances. Nous le citerons donc pour mémoire (fig. 28).

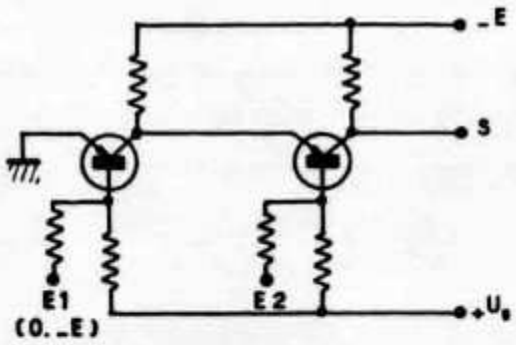


Fig. 28
Porte RTL sans circuit de sortie

3-1-2-2 Circuit DTL

La figure 29 donne le schéma de principe. Les trois diodes d'entrée et la résistance R_1 constituent la porte ET, le transistor TR_1 réali-

Circuit	Schéma	Fonction logique	Symbole
Porte NAND (NON_ET)	A, B, S	$S = \overline{A.B}$	A, B
Inverseur (NON)	A, 1	$S = \overline{A.1} = \overline{A}$	
Porte AND (ET)	A, B, 1	$S = \overline{\overline{A.B}} = A.B$	
Porte OR (OU)	A, 1, B, 1	$S = \overline{\overline{A}.\overline{B}} = A+B$	
Porte NOR (NON_OU)	A, 1, B, 1, 1	$S = \overline{A+B}$	
Bascule D	Combinaison de 6 portes NAND série	FJ TTL de la Radio Technique par exemple	

Tableau 1

se, lui, la fonction NON et sert également d'étage de sortie. On obtient ainsi une porte NON-ET DTL.

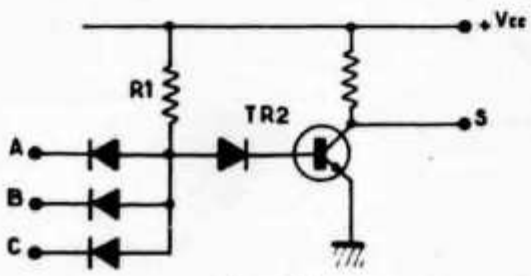


Fig. 29
Porte DTL avec circuit de sortie simplifié

3-1-2-3 Circuit TTL

Les diodes d'entrée sont remplacées par un transistor multi-émetteur qui apporte ainsi un gain supplémentaire. TR_2 sert d'inverseur (NON) et d'étage d'attaque pour le circuit de sortie symétrique (type totem-pole) constitué par TR_3 et TR_4. Cet étage final sert d'« interface », c'est-à-dire d'étage intermédiaire, entre la porte et les circuits externes (fig. 30).

Fonctionnement :

1) Si toutes les entrées sont à l'état H haut (2 V minimum) T_1 est saturé, T_2 conduit, T_3 reste bloqué mais T_4 conduit. La sortie se trouve ainsi à l'état L bas (400 mV maximum).

2) Si une au moins des entrées est à l'état L, TR_2 ne conduit presque plus tandis que TR_4 ne conduit plus du tout (TR_4 améliore donc le fonctionnement par rapport à TR_2 seul). Par contre TR_3 conduit et la sortie est ainsi dans l'état H (2,4 V minimum).

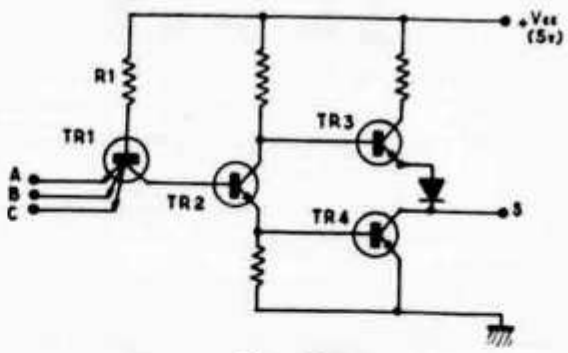


Fig. 30
Porte TTL avec circuit de sortie complet

3-1-3 Spécifications usuelles

Comme pour tout autre composant électronique, les constructeurs donnent des caractéristiques limites telles que tension maximale,

puissance dissipée maximale, etc... Cependant, ces circuits ont fait apparaître des spécifications nouvelles :

— Entrance, ou facteur pyramidal (en anglais « fan-in ») : nombre de sorties semblables qui peuvent être branchées simultanément sur une entrée de la porte du circuit considéré.

— Sortance (« fan-out ») : nombre (10 environ) de circuits semblables qui peuvent être branchés simultanément sur une sortie et que la porte peut alimenter correctement. Si la sortance est insuffisante, on utilise un étage tampon (ou « buffer ») extérieur.

N.B. — La puissance de sortie de ces circuits (de l'ordre de 100 mW) importe peu. Seule la notion de sortance est intéressante à connaître.

On définit également, entre autres, la tension de sortie maximale garantie dans l'état L et la tension de sortie minimale garantie dans l'état H.

Notons pour terminer, que la tension d'alimentation de ces montages est généralement de 5 V.

3-2 LES CIRCUITS INTEGRES LINEAIRES

3-2-1 Définitions

Dans un circuit linéaire, le signal de sortie a la même forme que celui d'entrée ; il est seulement amplifié ou fourni sous une impédance différente. Les circuits intégrés linéaires sont des amplificateurs presque toujours à couplage direct (car il n'est pas possible d'intégrer des capacités supérieures à 100 pF) et fonctionnent ainsi en amplificateurs à courant continu. On peut donc les utiliser comme amplificateurs opérationnels pour réaliser les opérations mathémathiques élémentaires mais aussi comme amplificateurs de servomécanismes, comparateurs, oscillateurs à faible distorsion, filtres actifs, gyrateurs, etc...

3-2-2 Caractéristiques

La réalisation sous forme intégrée de tels amplificateurs entraîne des dispersions sur les caractéristiques semblables à celles que l'on observe dans la fabrication des transistors. On essaye d'autre part de se rapprocher des caractéristiques suivantes :

a) gain en tension Av grand

b) gain en tension Av stable en température

c) gain en tension Av aussi constant que possible d'une fabrication à une autre (faibles dispersions)

d) réponse linéaire, c.a.d. absence de distorsions

e) impédance d'entrée Zi grande

f) impédance de sortie Zo faible

g) une tension nulle à l'entrée doit donner une tension nulle en sortie (au point de vue continu et alternatif)

h) on suppose la réponse en fréquence convenable pour l'utilisation envisagée.

C'est pourquoi l'on trouve dans la quasi totalité des cas, un ou plusieurs étages différentiels en entrée (points a, b, d, e) un montage collecteur commun ou équivalent en sortie (point f), des réseaux correcteurs extérieurs pour obtenir une courbe de réponse convenable (point h). D'autre part, comme nous le verrons plus loin, l'utilisation d'une contre-réaction globale extérieure (on dit alors que l'amplificateur est utilisé en boucle fermée) permet de réduire les effets des dispersions d'un circuit à un autre (point c).

Nous donnons, fig. 31, le symbole général de ces amplificateurs ainsi que les conventions de signes habituellement adoptées (e_1 en phase avec s_1, e_2, avec s_2, etc...).

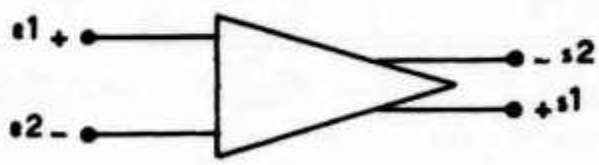


Fig. 31

3-2-3 CONSTITUTION

3-2-3-1 Etage d'entrée

Le schéma de principe d'un étage différentiel est donné fig. 32. RE sert de générateur de courant ; en effet, si VEE est grand (100 V par exemple) devant Vbe (0,7 V pour le silicium) on a :

$$i_1 + i_2 = \frac{Vbe - VEE}{RE} \# \frac{VEE}{RE} = Cte$$

RE a toujours une grande valeur (100 kΩ ou plus), i_1 et i_2 sont toujours de l'ordre de 1 mA pour le différentiel d'entrée. En effet, le gain d'un tel montage est donné par :

$$2Av = \frac{RL}{re + \frac{RB + rb}{\beta}}$$

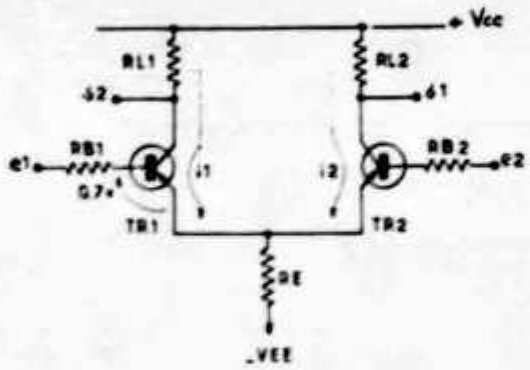


Fig. 32

et comme β et re augmentent tous les deux avec la température, que re dépend de Ie ($re\ (\Omega) = \frac{26}{Ie\ (mA)}$) on conçoit que, pour une certaine valeur de Ie, généralement 1 à 2 mA, on puisse obtenir une certaine compensation en température.

N.B. — 1) Il faut que les deux transistors TR_1 et TR_2 soient appairés en β et Vbe. C'est ici relativement aisé puisqu'ils sont réalisés sur la même plaquette de silicium. Ils sont d'autre part toujours sensiblement à la même température.

2) Pour éviter d'utiliser une tension VEE trop grande, on remplace la résistance RE par un transistor injecteur de courant (fig. 33).

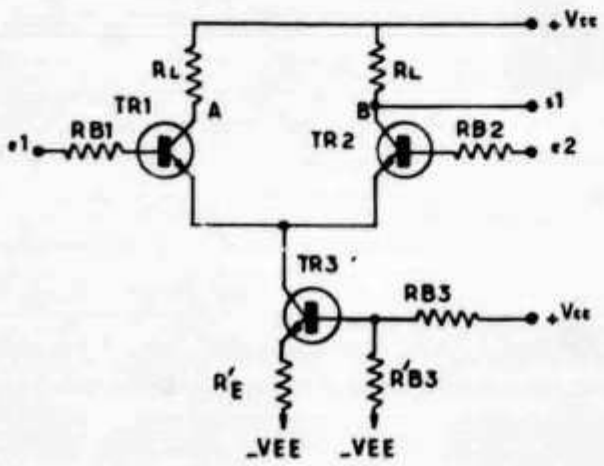


Fig. 33

3) Les réseaux correcteurs de bande passante sont généralement placés entre les points A et B.

4) Même si une seule entrée est utilisée, l'autre étant par exemple à la masse, il faut conserver les deux résistances RB_1 et RB_2 (extérieures au circuit intégré) pour ne pas détruire la symétrie du montage (influence des courants de fuite de base).

5) Les tensions + Vee et — VEE sont souvent deux tensions symétriques (+ 15 V et — 15 V par exemple).

3-2-3-2 Etage de sortie

Un étage de sortie collecteur-commun convient pour des circuits linéaires simples lorsque la puissance de sortie demandée n'est pas trop importante (cf. fig. 34). Le Pont RB_6, $R'B_6$ polarise la base de TR_6 mais permet aussi d'obtenir un point de repos à OV à la sortie quand on a OV à l'entrée. Il a cependant l'inconvénient de diminuer d'autant le gain de l'ensemble et c'est pourquoi l'on préfère mettre un second étage différentiel PNP qui, d'une part, augmente le gain et, d'autre part, permet, sans aucun artifice, d'obtenir le zéro de repos en sortie.

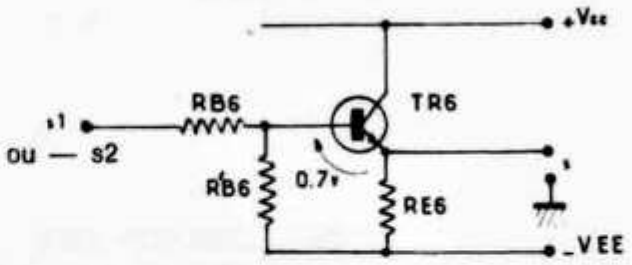


Fig. 34

Pour des puissances de sortie plus élevées on utilise des montages symétriques à transistors complémentaires. Ces étages fonctionnent souvent en classe B ; l'absence de puissance dissipée au repos est en effet intéressante du fait de la faible dimension des circuits intégrés et des difficultés rencontrées pour évacuer correctement la chaleur. Nous donnons, fig. 35, le schéma du circuit de sortie du circuit PA 237 (General Electric) qui

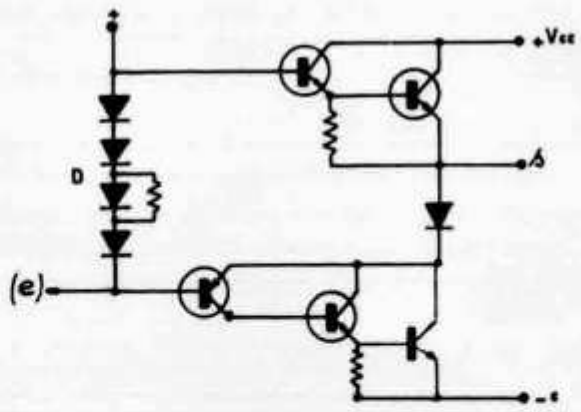


Fig. 35

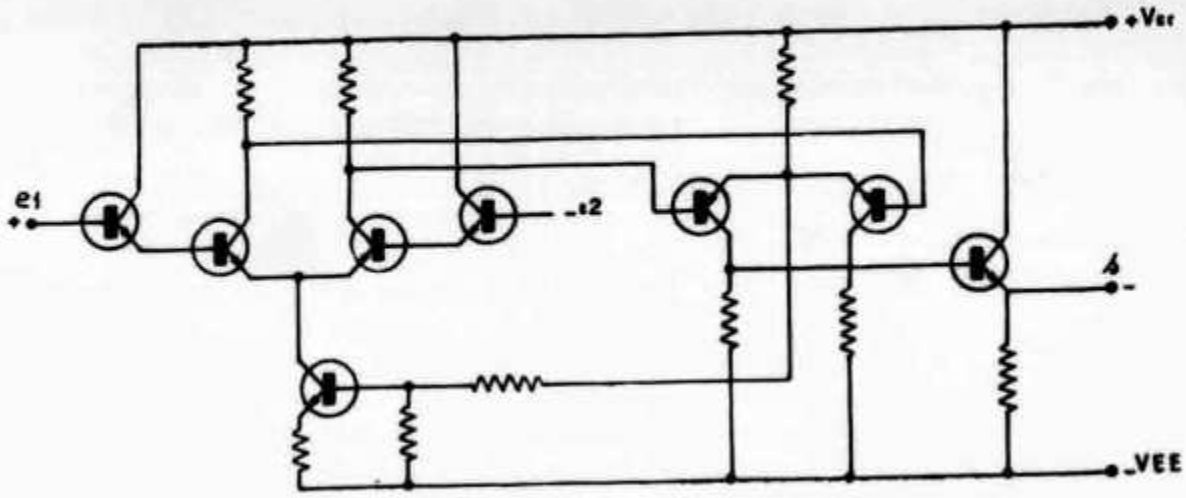


Fig. 36

délivre 2 W BF. Le choix de la classe de fonctionnement A, B ou C est obtenu par la valeur appropriée du courant de polarisation dans les diodes D.

3-2-3-3 Schéma général

Les différentes considérations précédentes permettent de dégager un schéma général type (fig. 36). L'utilisation du montage Darlington en entrée permet d'accroître l'impédance d'entrée et le gain.

On réalise actuellement des amplificateurs linéaires capables de délivrer 5 W BF avec un rendement total de 60 % et des amplificateurs à large bande (gain 30 dB entre 0,4 et 20 MHz).

3-2-4 UTILISATIONS DES CIRCUITS LINEAIRES

Les circuits intégrés linéaires peuvent être utilisés en boucle ouverte (c.a.d. sans contre réaction globale extérieure) comme amplificateurs alternatifs par exemple. Il est certain que, dans un proche avenir, la quasi-totalité des amplificateurs courants BF, MF ou HF seront réalisés sous forme intégrée. La Radiotechnique présente, même actuellement, un circuit intégré qui contient tous les éléments nécessaires à la réalisation complète d'un récepteur radio (réf. TAD100).

Les utilisations en boucle fermée sont cependant les plus importantes, leurs applications très variées et elles offrent de nombreux avantages.

— Les amplificateurs continus ou alternatifs obtenus sont très fiables et très stables sous un faible volume.

— La contre-réaction globale, comme toutes les contre-réactions, améliore la linéarité en réduisant les distorsions.

— La contre-réaction globale permet d'obtenir, sans aucun réglage, une grande précision sur le gain et ceci malgré les grandes dispersions entre deux fabrications différentes.

— Mise au point moins coûteuse, etc...

Nous étudierons, dans le chapitre 4, quelques-unes de ces applications.

3-2-4-1 Principe de la contre-réaction globale

Nous n'envisagerons que la contre-réaction tension — tension dans laquelle une fraction de la tension de sortie est ramenée à l'entrée.

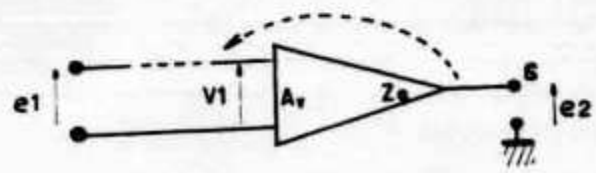


Fig. 37

Soit e_1 la tension d'entrée appliquée au montage, e_2 la tension de sortie et v_1 la tension effectivement appliquée à l'entrée de l'amplificateur (fig. 37). Le gain de l'ampli seul est :

$$Av = \frac{e_2}{V_1}$$

et celui du montage est :

$$Ar = \frac{e_2}{e_1}$$

Soit Zo l'impédance de sortie de l'amplificateur.

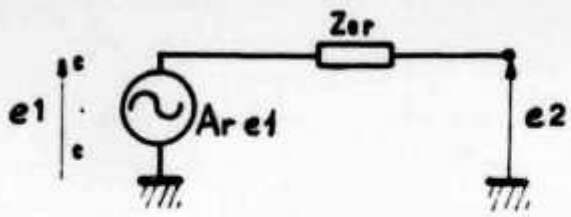


Fig. 38

Le schema équivalent est donné fig. 38 puisque l'impédance d'entrée est supposée infinie, d'où :

$$e_2 = Ar\ e_1 - Zor\ i_2 \qquad (1)$$

Appelons α la fraction de la tension d'entrée effectivement appliquée à l'entrée de l'amplificateur et β la fraction de la tension de sortie effectivement ramenée à l'entrée de l'amplificateur.

Le principe de superposition et le théorème de Thévenin donne :

$$V_1 = \alpha\ e_1 + \beta\ e_2$$

D'après la figure 37, on a :

$$e_2 = Av\ V_1 - Zo\ i_2$$

$$e_2 = Av\ (\alpha\ e_1 + \beta\ e_2) - Zo\ i_2$$

$$(1 - \beta\ av)\ e_2 = \alpha\ Av\ e_1 - Zo\ i_2$$

$$e_2 = \frac{\alpha\ Av}{1-\beta Av}\ e_1 - \frac{Zo}{1-\beta Av}\ i_2 \qquad (2)$$

En composant les expressions (1) et (2), il vient immédiatement :

$$\boxed{Ar = \frac{\alpha\ Av}{1-\beta Av} \qquad Zor = \frac{Zo}{1-\beta Av}} \qquad (3)$$

Ces formules sont très importantes. Si Av est très grand, on obtient :

$$Ar = \frac{-\alpha}{\beta}$$

$$Zor \simeq 0$$

Radio - REF

Transistor-Breitband-Linearverstärker

Von Thomas Molière, DL 7 AV

Dieser Artikel entstand bei Entwurf und Bau eines Transistor-Treibers für eine Linearendstufe mit zwei Röhren EL 3010. Er hat zwei wesentliche Vorteile: Als Breitband-Linearverstärker mit niederohmigem Ausgang benötigt er keine Schwingkreise, außerdem kann eine Neutralisation der PA-Stufe entfallen.

In einer amerikanischen Firmenschrift [1] wurde die Schaltung eines Breitbandverstärkers für den Frequenzbereich 2 ... 30 MHz gefunden, der 5 W Ausgangsleistung bei einem Intermodulationsabstand von mindestens 40 dB erreichen soll. Der dreistufige Verstärker arbeitet im A-Betrieb und verwendet im Ausgang einen Overlay-Transistor mit einer zulässigen Verlustleistung von 70 W, der für Durchschnittsamateure nicht erschwinglich ist (160 DM). Die hier beschriebene Schaltung (Abb. 1) stellt eine leicht veränderte Form der Vor- und Treiberstufen dar. Es werden die UKW-Overlay-Transistoren 2 N 3866 und 2 N 3632 verwendet, die heute als Sonderangebote schon zu zivilen Preisen erhältlich sind. Beide Transistoren arbeiten mit frequenzabhängigen Emitter-Gegenkopplungen, um ihren natürlichen Verstärkungsabfall bei hohen Frequenzen auszugleichen.

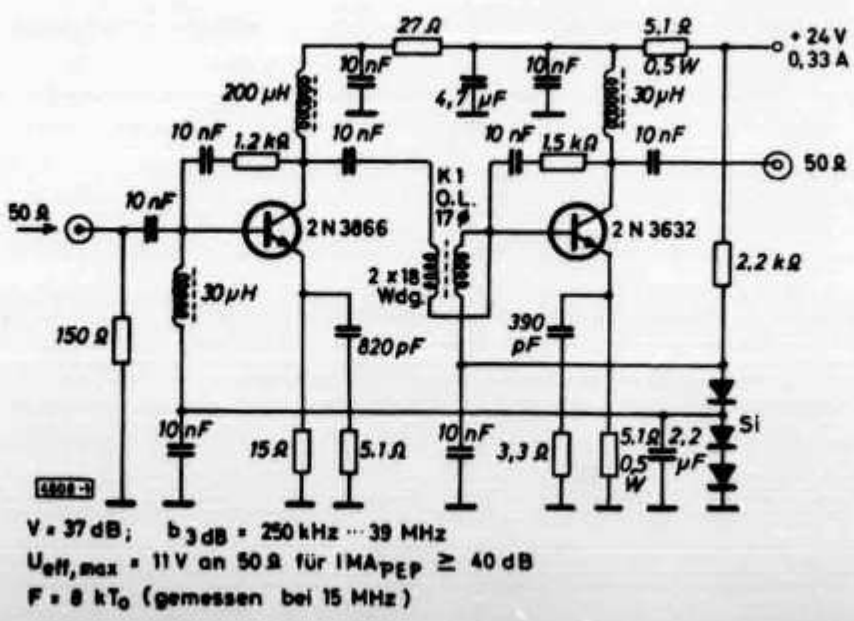


Abb. 1
Die Schaltung des Breitband-Linearverstärkers

Durch die an den in Reihe geschalteten Silizium-Dioden abgegriffenen konstanten Basisspannungen und die Emitterwiderstände stellen beide Transistoren Konstantstromsysteme für Gleichstrom dar. Die Schaltung ist deshalb außerordentlich temperaturstabil. Zusätzlich wird durch den negativen Temperaturkoeffizienten der Dioden (— 2,4 mV/°C) einem Ansteigen der Kollektorströme mit der Temperatur entgegengewirkt. Es ist zweckmäßig, die Dioden in der Nähe der Transistoren zu montieren.

Ein wichtiges Bauteil ist der Breitbandübertrager zwischen Vorstufen- und Endtransistor. Es handelt sich um einen Ferrit-Schalenkern-Übertrager mit zwei bifilar gewickelten und in Reihe geschalteten Wicklungen. Er transformiert den Basiseingangswiderstand des Endtransistors im Verhältnis 1 : 4 auf den Kollektor des Vorstufentransistors. Der Frequenzbereich derartiger Breitbandübertrager ist nach tiefen Frequenzen hin durch das sinkende ωL der Spulen und nach hohen Frequenzen durch die Streuinduktivitäten und Parallelkapazitäten der Wicklungen begrenzt. Es kommt darauf an, Übertrager mit möglichst wenig Windungen zu bauen, indem man ein Kernmaterial verwendet, das bei tiefen Frequenzen hohe Permeabilität besitzt. Bei hohen Frequenzen darf die Permeabilität abfallen, da ωL und die Kopplung der Wicklungen hier in jedem Falle groß genug sind.

Am besten eignet sich ein Kern des Kurzwellen-Materials K 1 (Siemens). Die in Abb. 1 angegebenen Windungszahlen sind unkritisch und können verkleinert werden, da die erreichte untere Grenzfrequenz von 250 kHz für Amateursender nicht angestrebt zu werden braucht. Auch die Größe der in der Schaltung verwendeten Drosseln ist unkritisch, geeignet sind auf Ferritstäbchen gewickelte Typen.

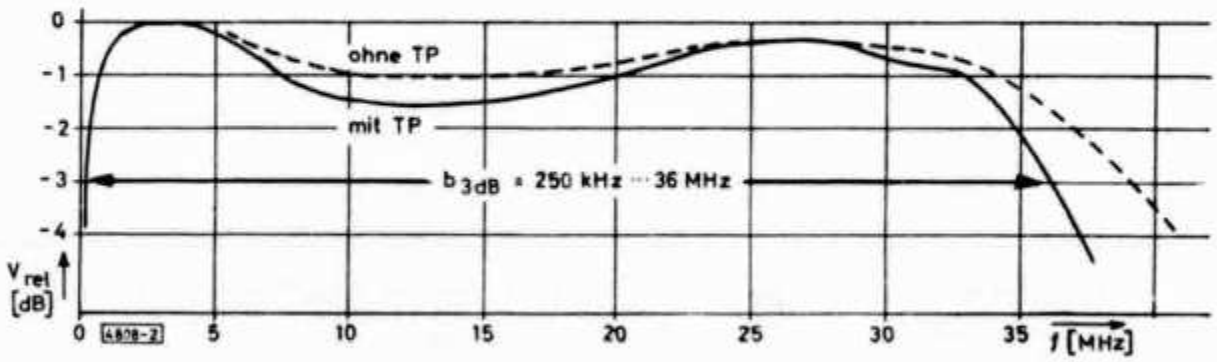


Abb. 2. Der Frequenzgang des Verstärkers

Meßergebnisse und Schlußfolgerungen

Abb. 2 zeigt den Frequenzgang des Verstärkers mit und ohne 30-MHz-Tiefpaß (s. u.). Die große 3-dB-Bandbreite erlaubt einen zufriedenstellenden Betrieb vom 160- bis zum 10-m-Amateurband. Die Kurven wurden mit einem Polyskop (Wobbel-Sichtgerät) aufgenommen, mit dessen Hilfe gleichzeitig die günstigsten Emitter-Gegenkopplungsnetzwerke ermittelt werden konnten.

Abb. 3 zeigt das Intermodulations-(IM-)Verhalten des Verstärkers bei 25 MHz. Bis kurz vor dem „Anstoßen" der Ausgangsspannung ergeben sich ausgezeichnete Werte von mehr als 40 dB, die bedenkenlos das Ansteuern

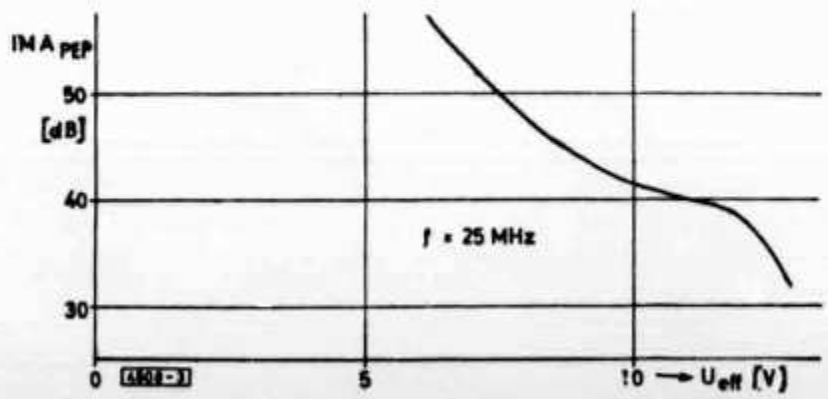


Abb. 3
Das Intermodulationsverhalten bei 25 MHz

jeder SSB-Linearendstufe erlauben, ohne daß man befürchten muß, daß der Treiber stärkere IM-Produkte hervorruft als die PA. Infolge der spannungsabhängigen Kollektorkapazitäten der Transistoren und der teilweisen Aufhebung der Gegenkopplung für hohe Frequenzen ist ein Ansteigen der IM-Verzerrungen bei hohen Frequenzen zu erwarten. Der in **Abb. 4** gezeigte Verlauf darf aber als unbedenklich bezeichnet werden.

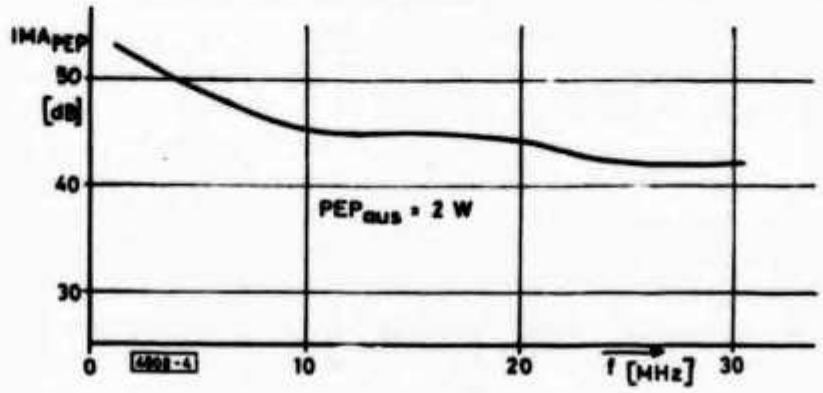


Abb. 4
Intermodulationsabstand als Funktion der Sendefrequenz

Die im Verstärker produzierten Oberwellen **(Abb. 5)** sind bei Verwendung des Verstärkers als Röhren-Treiberstufe ebenfalls zu vernachlässigen, da die in der Röhre selbst erzeugten Oberwellen an deren Ausgang wesentlich stärker erscheinen als die vom Treiber erzeugten.

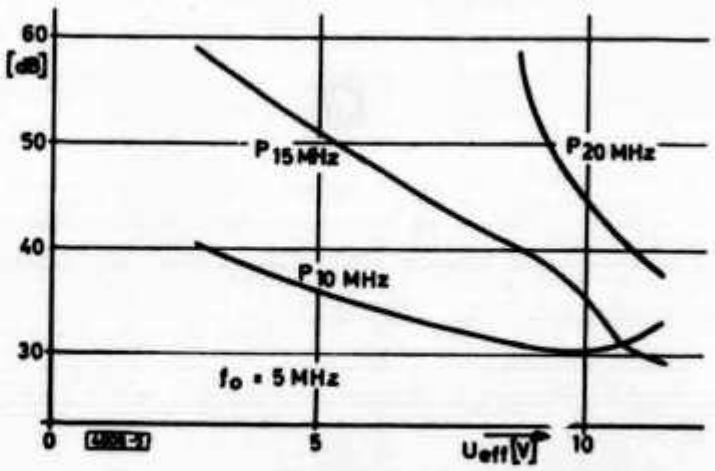


Abb. 5
Oberwellenabstand bezogen auf PEP als Funktion der Ausgangsspannung

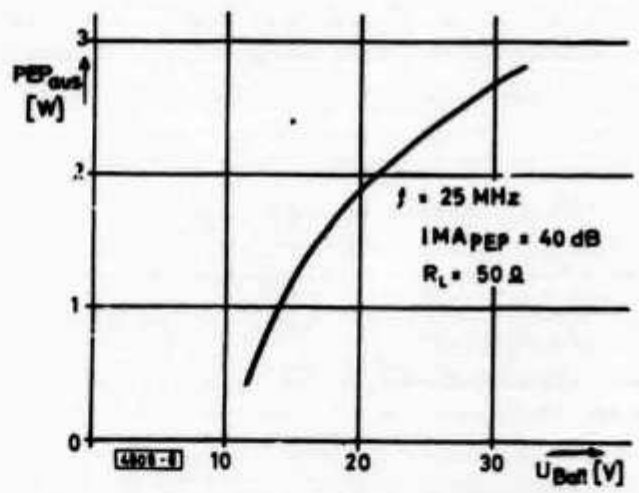


Abb. 6
Erzielbare Ausgangsleistung als Funktion der Betriebsspannung

Die erzielbare Ausgangsleistung des beschriebenen Breitbandverstärkers ist von der Batteriespannung, dem eingestellten Kollektorstrom und dem Lastwiderstand abhängig. **Abb. 6** zeigt den mit den in Abb. 1 angegebenen Werten erreichbaren Verlauf in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung.

Anwendungsbeispiel: Treiber für 2 × EL 3010

Infolge der außergewöhnlichen Steilheit der Röhren EL 3010 benötigen diese Gitter-Hf-Spitzenspannungen von nur 8 ... 10 V. Sie können also von einer Transistorschaltung über LC-Kopplung direkt angesteuert werden. Han-

delsübliche Transistoren, deren Kollektor-Durchbruchspannungen bei etwa 50 V liegen, erlauben Spitzenspannungen von etwa 20 V. Höhere Spannungen zur Ansteuerung weniger steiler Röhren können nur durch Ausgangsübertrager erreicht werden.

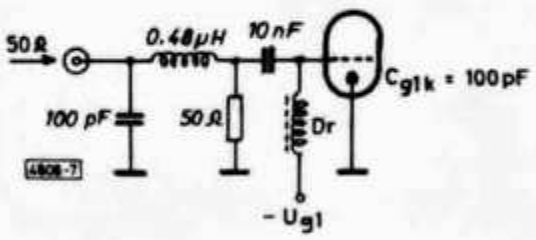


Abb. 7. Ansteuerung über Tiefpaß

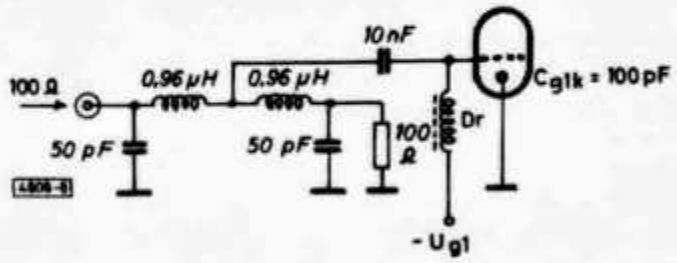


Abb. 8. Ansteuerung über Doppel-Tiefpaß

Die Eingangskapazität C_{g1k} der Röhren bewirkt eine Verzerrung des Frequenzganges des Vorverstärkers, wenn ihr Blindwiderstand bei der höchsten Betriebsfrequenz in die Größenordnung des Lastwiderstandes kommt. Bei zwei parallelgeschalteten Röhren EL 3010 beträgt die Eingangskapazität schon 100 pF, die einen unzumutbaren Verstärkungsabfall bei 30 MHz verursachen würden. Dieser Verstärkerabfall kann dadurch aufgehoben werden, daß die Eingangskapazität in einen 30-MHz-Tiefpaß (**Abb. 7** und **8**) eingegliedert wird, der den Frequenzgang bis zu seiner Grenzfrequenz f_g linearisiert und gleichzeitig Oberwellen im UKW-Bereich unterdrückt.

Für C = 100 pF und f_g = 33 MHz folgt mit den in **Abb. 9** angegebenen Formeln R = 50 Ω als Maximalwert für den Abschlußwiderstand, mit dem sich für den vorliegenden Fall ein Tiefpaß realisieren läßt.

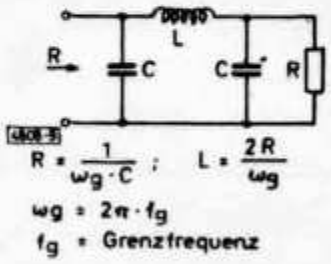


Abb. 9. Tiefpaß in π-Form

Bei der Hintereinanderschaltung zweier Π-Glieder entsteht die in Abb. 8 gezeigte Form. Sie erlaubt das Anschalten derselben Röhre bei doppeltem Lastwiderstand, also halber Hf-Steuerleistung.

Es ist zweckmäßig, daß Tiefpaßfilter direkt an der Röhrenfassung anzubringen. Der Treiber kann dann an anderer Stelle des Sendergehäuses untergebracht werden, an der sich der Endtransistor z. B. gut kühlen läßt, und über ein Koaxkabel mit dem Tiefpaß verbunden werden. Für die Tiefpaßspulen eignen sich Ferrit-Loch- oder -Schalenkerne.

Die Grenzfrequenz läßt sich einfach mit einem Dipmeter überprüfen, das bei etwa 30 MHz Resonanz anzeigen soll. Bei ungenügend ausgeprägtem Dip kann der Lastwiderstand abgeschaltet werden.

Zum Überprüfen der Stabilität der nichtneutralisierten PA-Stufe muß folgende Überschlagsrechnung angestellt werden. Die Verstärkung $V = S \cdot R_a$ der PA-Stufe darf nicht größer sein als das Spannungsteilerverhältnis aus Rückwirkungskapazität C_{g1a} und Gitterwiderstand R_{g1}. Für R_{g1} = 50 Ω, $S = 100 \frac{mA}{V}$, C_{g1k} = 100 pF, C_{g1a} = 0,5 pF, X_{Cg1a} = 10 kΩ bei 30 MHz soll der zulässige Anoden-Lastwiderstand ermittelt werden.

$$\text{Grenzfall: } S \cdot R_a = \frac{X_{Cg1a}}{R_{g1}}, \; R_a = 2\ k\Omega.$$

Dieser Wert liegt nicht wesentlich über den gebräuchlichen Werten für den

Röhren-Arbeitswiderstand. Bei einer Fehlbelastung des Anodenkreises ist also ein Schwingen der Röhre möglich, ebenso bei einem R_{g1} von mehr als 50 Ω.

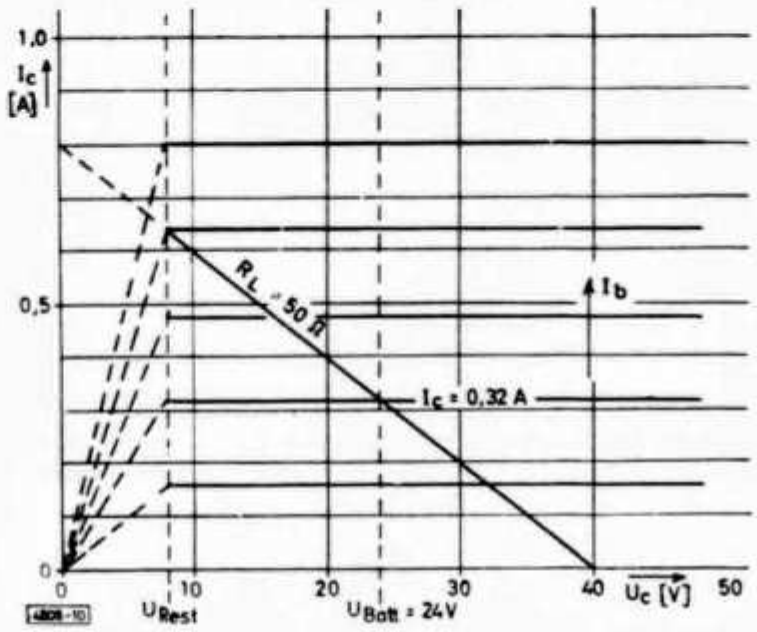


Abb. 10
Vereinfachtes Kennlinienfeld der 2 N 3632-Endstufe mit 50-Ω-Arbeitsgerade

Zum Ermitteln der für eine gewünschte Ausgangsspannung erforderlichen Kollektorströme und -spannungen kann die Arbeitsgerade für R_L in ein vereinfachtes Ausgangskennlinienfeld des Transistors 2 N 3632 eingetragen werden. In **Abb. 10** ist die Erhöhung der Gesamtrestspannung (8 ... 10 V) durch den Spannungsabfall an den Emitterwiderständen bereits berücksichtigt. Bei dem hier gewählten Beispiel (U_{Batt} = 24 V, I_c = 0,3 A, R_L = 50 Ω) beträgt die erreichbare Spitzenausgangsspannung etwa 16 V, was einer Ausgangsleistung

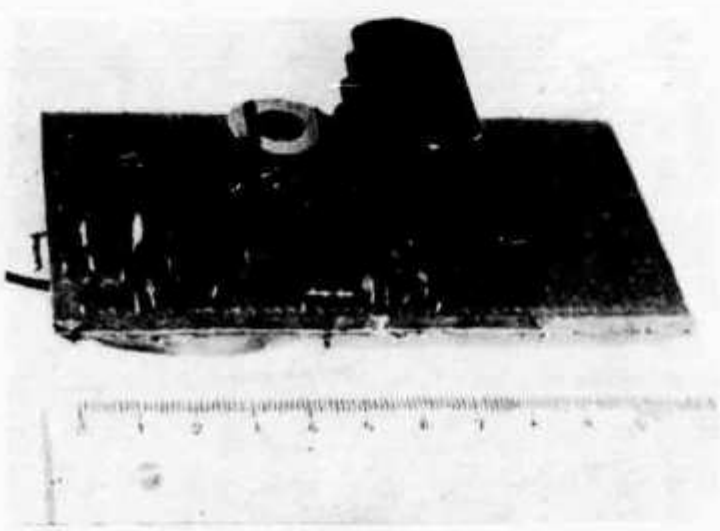


Abb. 11
Das Mustergerät auf einer Lochrasterplatte

von 2,5 W bei einem Wirkungsgrad von 31 % entspricht. Für R_L = 100 Ω ist bei gleicher Ausgangsspannung nur ein Kollektorstrom von 150 mA erforderlich.

Wegen des schlechten Wirkungsgrades scheidet die Anwendung des Verstärkers als PA für portable Geräte wahrscheinlich aus. In einem Röhrengerät bedeutet der Einbau eines zusätzlichen Netzteils keinen Nachteil, da auch eine Röhren-Treiberstufe ein separates Netzteil benötigt.

Eine Gitterspannungs-Schutzschaltung der Röhren EL 3010, die nur negative Gitter-Katoden-Spannungen von maximal 50 V vertragen, kann bei der Transistoransteuerung entfallen. Eine Anodenstrom-Begrenzungsschaltung ist aber nach wie vor empfehlenswert (2).

Abb. 11 zeigt ein Foto des auf einer Hartpapier-Lochrasterplatte aufgebauten Mustergeräts. Trotz der ungeschirmten Konstruktion konnte während

Vom Elektron zum Schwingkreis (32)

Eine praktische Einführung in die theoretischen Grundlagen der Amateurfunktechnik

Von Karl H. Hille, DL 1 VU, 9 A 1 VU

Lösungen der Übungsfragen und Aufgaben:

1. a) nein; b) nein; c) nein; d) nein. 2. a) 90°; b $\pi/2$. 3. a) 0°; b) 90°. 4. $^1/_{100}$ Sek. 5. L und X_L sind proportional.

Liebe OMs!

Die richtigen Lösungen waren diesmal leicht zu finden. Sollte es aber einmal zu schwierig werden; dann ist die Zusammenarbeit mit einem anderen Amateur der richtige Weg. Die Diskussion der Probleme in Gemeinschaft erleichtert das Verständnis und festigt unsere Kenntnisse.

Blindwiderstand einer Spule und Kreisfrequenz

Wir schalten aus einer Spule von 1 H, einem Strommesser und einer Wechselstromquelle einen induktiven Stromkreis zusammen (Abb. 1). Bei einer Spannung von 220 V und der Netzfrequenz von 50 Hz fließt ein Strom von 700 mA. Die Kreisfrequenz ω ist jetzt 50 Hz · 6,28 = 314. Den Blindwiderstand der Induktivität 1 H können wir nach dem Ohmschen Gesetz berechnen: $R = U : I$; $X_L = U : I$; X_L = 220 V : 0,7 A = 314 Ω. Wir tragen den Schnittpunkt ω = 314 mit X_L = 314 Ω in die graphische Darstellung ein und erhalten den ersten Punkt A einer Kennlinie. Jetzt schalten wir das Netz ab und legen eine Wechselspannung von 220 V und 100 Hz an den Stromkreis. Die Kreisfrequenz ist ω = 628. Der Strom beträgt 350 mA. Der induktive Blindwiderstand ist nun X_L = U : I = 220 V : 0,35 A = 628 Ω. Aus dem Schnittpunkt beider Werte erhalten wir Punkt B der Kennlinie. Im dritten Versuch lassen wir einen Wechselstrom von 220 V und 150 Hz im Stromkreis wirken. Die Kreisfrequenz ist ω = 150 Hz · 6,28 = 942. Der Strom wird mit 233 mA angezeigt. Der Blindwiderstand ist schließlich X_L = U : I = 220 V : 0,233 A = 942 Ω. Wir erhalten Punkt C. Damit können wir die Versuchsreihe abschließen. Die Verbindung der Punkte A, B und C ergibt eine gerade Kennlinie. Daraus geht das Naturgesetz klar hervor: Je größer die Kreisfrequenz, um so größer ist der induktive Blindwiderstand. Oder: Kreisfrequenz und induktiver Blindwiderstand sind proportional.

Die Ursache liegt in der elektrischen Trägheit der Induktivität: Bei höherer Frequenz kommt sie immer stärker zur Auswirkung. Die Erkenntnisse der beiden letzten Versuchsreihen lassen sich in eine einfache rechnerische Form bringen: Weil X_L sowohl proportional ω als auch L ist, ist X_L das Vielfache beider Größen.

Wir merken (100):

Blindwiderstand einer Induktivität

Der Wechselstromwiderstand einer Spule ist der Kreisfrequenz und der Induktivität proportional.

$$X_L = \omega \cdot L \left[\begin{array}{l} \Omega = 6{,}28 \cdot Hz \cdot H \\ \Omega = 6{,}28 \cdot kHz \cdot mH \\ \Omega = 6{,}28 \cdot MHz \cdot \mu H \end{array} \right]$$

In der Funktechnik werden auch die Umstellungen dieser Formel häufig gebraucht:

$$\omega = \frac{X_L}{L} \qquad L = \frac{X_L}{\omega}$$

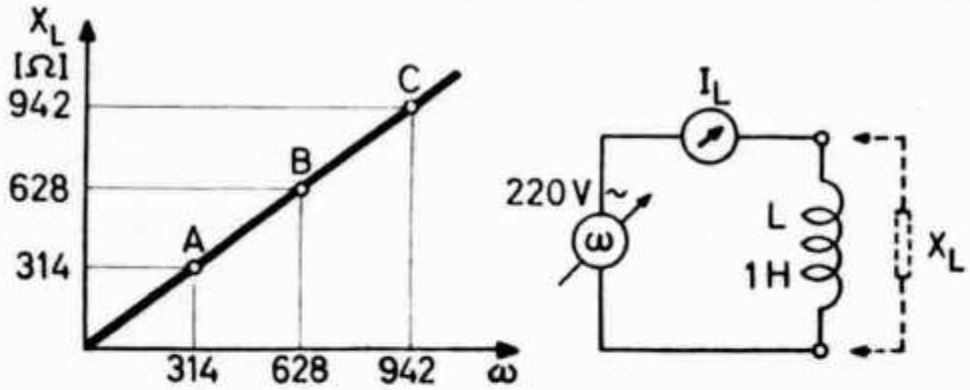


Abb. 1.

der Versuche keine Schwingneigung des Verstärkers beobachtet werden. Der deutlich sichtbare Kühlkörper sitzt am Endtransistor und ist eine ursprünglich für Gleichrichter vorgesehene Ausführung. Der Vorstufentransistor 2 N 3866 wird mit einem aufgesetzten Kühlstern gekühlt. Für Nachbauten empfiehlt sich die Verwendung handelsüblicher Kühlkörper, an die die Platine montiert werden kann.

Die Phasenverschiebung in der Induktivität

Wie wir bereits wissen, ist in einem Kondensatorkreis die Phase zwischen I und U zeitlich um 90° verschoben. Bei der Beschäftigung mit der Zeitkonstante eines RL-Kreises hatten wir auch gesehen, daß nach Anlegung der Spannung der Strom erst später auf seinen Höchstwert angestiegen war. Zur Klärung bauen wir uns einen L-Kreis auf, der eine Messung der Augenblickswerte gestattet (Abb. 2). Die

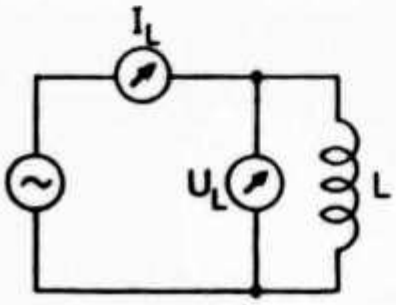


Abb. 2

Abb. 3 zeigt uns als Meßergebnis die Werte von U und I während einer Periode. Die Stromkurve ist d i c k ausgezogen, die Spannungskurve ist d ü n n gezeichnet. Beide Kurven zeigen eine Phasenverschiebung. Die Stromkurve ist gegenüber der Spannungskurve nach rechts verschoben. Vergleichen wir die Nulldurchgänge oder die Talpunkte miteinander, so sehen wir, daß die Verschiebung 90° oder $\pi/2$ beträgt. Jedesmal hinkt der Strom um diese 90° der Spannung hinterher.

Die Ursache dieser Nacheilung liegt in der Selbstinduktionsspannung der Spule, die von ihrem Magnetfeld verursacht wird. Der Aufbau und der Abbau des Magnetfeldes erfordern so viel Zeit, daß der Strom stets der Spannung nachhinkt. Die umständliche Darstellung von U und I als Sinuskurven vereinfachen wir wieder zur Vektordarstellung links. Spannungspfeil U und Strompfeil I rotieren mit der Winkelgeschwindigkeit ω. Der Phasenwinkel φ ist 90°.

Wir merken (101):
Phasenverschiebung in der Spule

Der Strom hinkt der Spannung in einer Induktivität um 90° nach.

Merkstütze: Erst muß die Spannung an der Spule liegen, bis ein Strom fließen kann.

Übungsfragen und Aufgaben:

1. Warum wird der Blindwiderstand auch als „wattloser Widerstand" bezeichnet? 2. Wie groß ist die Phasenverschiebung in einem induktiven Stromkreis? 3. Wie verhalten sich induktiver Blindwiderstand und Frequenz zueinander? 4. Wie groß ist X_L bei Gleichstrom? (f = 0). 5. Ein fabrikneuer Netztransformator ist vollkommen in Ordnung. OM Waldheini legt ihn an 220 V Gleichspannung. Der Trafo raucht, riecht „nach Ampere" und gibt mit einem prachtvollen Feuerwerk seinen Geist auf. Warum? 6. Wie groß ist der induktive Blindwiderstand einer Spule von 8 H bei 50 Hz? 7. In einem Superhetempfänger ist eine Spule von 3 mH. Die Zwischenfrequenz beträgt 450 kHz. Wie groß ist ihr Blindwiderstand? 8. Ein Kurzwellenempfänger hat eine Antennenspule von 0,8 µH. Wie groß ist ihr Blindwiderstand bei 14 MHz? 9. Eine Empfängerspule hat einen induktiven Blindwiderstand von 704 Ω. Ihre Induktivität ist 16 µH. Auf welche Frequenz ist der Empfänger abgestimmt? (Erst ω ausrechnen!) 10. Eine Spule hat ein X_L von 9420 Ω. Die Frequenz ist 100 Hz. Wie groß ist ihre Induktivität? 11. Eine Kopfhörerspule hat eine Induktivität von 0,159 H. Wie groß ist ihr Blindwiderstand bei 1000 Hz?

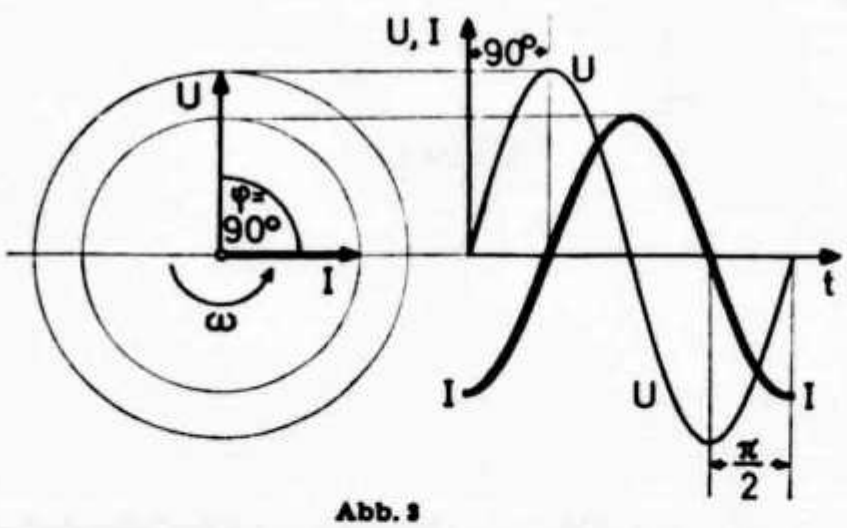


Abb. 3

„Das DL-QTC"

Verwendete Meßgeräte

1) Wandel und Goltermann Pegelmeßplatz PMO-5, PSO-5, Zweiton-Zusatz, Δ f = 1,6 kHz
2) Polyskop R & S SWOB
3) Dämpfungsglied R & S DPR
4) Rauschgenerator R & S SKTU

Literatur

[1] RCA Silicon Power Circuits Manual
[2] Th. Molière: Elektronische Schutzschaltungen für PA-Röhren, Funk-Technik 1/1969

The Transistor Giant[1]

A High-Power Transistor Transmitter from India

BY R. JAYARAMAN,* VU2JN

THIS compact, high-power transistorized transmitter runs with an input power of 75 watts on c.w. and 25 watts on a.m., in the 7-, 14-, and 21-MHz. amateur bands. It features a 28-volt regulated power supply, a stable FET v.f.o., and a 2N3950 power amplifier in the final feeding a T network.

The complete transmitter is built inside a 15 × 8 × 8-inch veneer cabinet with a 2½-inch high aluminum chassis and a ⅛-inch thick aluminum front panel. The front panel doubles as the heat sink for the audio power transistors.

In order to maintain a neat circuit configuration, n-p-n silicon transistors have been used throughout the r.f. section while p-n-p germanium transistors have been used throughout the audio section. The r.f. section works with the negative bus as common, while the audio section works with the positive bus as common. The schematic of the transmitter is shown in Fig. 1.

Power Supply

The fully regulated power supply furnishes four d.c. voltages. A completely shielded power transformer supplies 30 volts r.m.s. to a molded bridge rectifier. The output is smoothed by a 3500-μf. 75-volt capacitor to provide about 42 volts at no load and about 33 volts at a load current of 3 amp. The output voltage is then regulated at 28 volts by a two-stage transistor regulator. Regulation is applied to the negative side of the supply voltage. The regulator is followed by another 3500-μf. capacitor.

The regulator, an improved version of the conventional series regulator, gives good regulation and enables the regulator power transistor to be bolted directly to the chassis. The regulator employs a 29-volt Zener (formed by a 16-volt and a 13-volt Zener in series), a 2N600 p-n-p high-gain germanium transistor as the reference amplifier, and a 2N3716 150-watt n-p-n silicon power transistor as the power regulator. The 2N3716 is mounted on a small heat sink bolted to the chassis.

VU2JN with the 75-watt transistor transmitter.

The power supply features good regulation, the output voltage beyond the ammeter being 28.8 volts at no load, 28.7 volts at 1 amp., 28.5 volts at 2 amp., and 28.0 volts at 3 amp. A scope test showed the ripple voltage to be 0.1 volt peak at a load current of 2 amp. Two 5-amp. fuses have been provided, one on the transformer secondary and another at the regulator, but in the event of a dead short the fuses do not offer much protection to the regulator transistor. The transistor can be protected against a short only by a transistor switch or limiter, which could not be incorporated since the d.c. input voltage under load is not high enough to accommodate the additional drop across a current sensor.

It is no pleasure operating a rig while being haunted by the fear of a short or a transistor burning out, especially when the d.c. voltage goes directly to the final tuning and loading capacitors. Spurred by an irrepressible urge to

* Assistant Professor in Civil Engineering, College of Engineering, Trivandrum-16, India.

[1] Adapted from "A High-power Transistor Transmitter," by Jayaraman, Parts I to IV, *The Indian Radio Amateur*, June, August, October, and December, 1968.

This article presents a fully transistorized transmitter capable of handling 75 watts input on c.w. In addition to complete construction data, the author presents problems encountered when using solid-state devices at this r.f. power level, and the solutions to these problems.

dispose of an SCR which happened to be lying in the writer's "treasure box" for an unusually long time, the writer added an "emergency fuse-blower" circuit, incorporating a GE C20B SCR and a 16-volt 1-watt Zener diode. Under normal conditions the Zener blocks the positive gate signal and the SCR remains in the OFF state. When a short occurs in the output, the voltage across the 2N3716 transistor momentarily rises to more than 30 volts. Immediately, the Zener starts conducting and triggers the SCR into the ON state. The SCR plunges into heavy conduction, removes the dangerous voltage-current combination from the 2N3716 and maintains a short until the fuse blows. Since the C20B has a peak surge rating of 80 amp., it is hoped that the SCR will be able to bear the brunt of a short until the fuse blows. The writer did not want to lose a fuse (and possibly more!) by testing this protective circuit!

Subsidiary regulated voltages of 6.8 volts and 16 volts power the v.f.o and frequency-multiplying stages, respectively. Another regulated supply of −7 volts with respect to the positive bus powers the speech-amplifier stages.

When used with a power supply operated from 230-volt mains, a solid-state v.f.o. is susceptible to hum pickup. To avoid this trouble, the writer has observed the following precautions, in addition to good power-supply filtering:

a) The main power transformer is completely enclosed in a cadmium-plated steel box.

b) The power transformer is provided with an electrostatic shield between the primary and the low-voltage winding.

c) The power-line leads in the chassis are run throughout as twin-core shielded wire.

d) The v.f.o. is built inside a 3¾ × 3 × 3¼-inch rigid cadmium-plated steel box. All these precautions may not be essential, but the writer did not want to take any chances when building transistorized equipment!

The V.F.O.

The v.f.o. employs a Motorola 2N4416 n-channel JFET as a 3.5-MHz. Colpitts oscillator, followed by a two-stage untuned buffer amplifier utilizing a pair of 2N2369 n-p-n silicon transistors. The similarity of the oscillator circuit with that of a corresponding vacuum-tube version is striking. When the JFET oscillates, it automatically develops a negative gate bias. This is because of the gate current that flows through the high-value gate-leak resistor when the oscillating gate voltage swings positive with respect to the source.

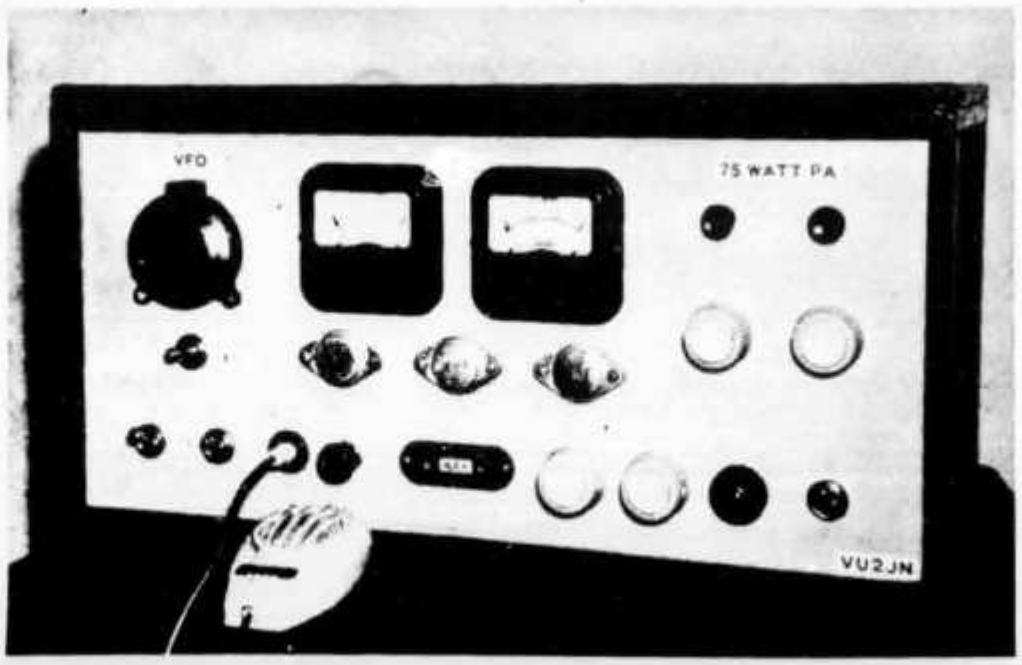
To eliminate pulling of the oscillator, the output is taken from a low-impedance point (the source) and light resistive coupling is used to the next stage. The two-stage buffer amplifier is similar to the circuit that appeared in an earlier article in *QST*,[2] except for the difference in biasing. Because of the direct coupling and d.c. negative feedback employed in the circuit, the performance of the buffer amplifier is critically dependent on the bias level.

The 5-μh. v.f.o. tank coil, L_1, is close-wound on a ⅝-inch diameter ceramic form and is reinforced with four longitudinal strips of Araldite epoxy resin, a polystyrene-type material. The v.f.o. tuning capacitor, C_1, is a 50-μf. double-ball-bearing type with short stiff plates. The 50-pf. bandspreading capacitor, C_2, is a Philips cylindrical air trimmer which, although quite small, is remarkably stable. This trimmer is mounted on a ceramic standoff and is so adjusted that the v.f.o. covers a frequency range of 3.500 to 3.575 MHz. The 150-pf. band-setting capacitor, C_3, is an APC trimmer which is mounted on the side wall of the box so that it can be adjusted from the outside. A small quantity of silicone grease is applied to the wiper contacts of the tuning capacitor and the APC trimmer.

The v.f.o. dial is a Japanese-made 2-inch planetary-drive dial having an 8 to 1 ratio. A flexible coupling is inserted between the dial drive and the tuning capacitor.

The v.f.o. is supplied with 6.8 volts from a Zener-regulated power supply, derived from the main 28-volt regulated supply of the trans-

[2] Hanchett, "The Field-Effect Transistor as a Stable V.F.O. Element," *QST*, December, 1966.



The Transistor Giant transmitter, housed in a 15×8×8-inch veneer cabinet. From left to right, the controls on the bottom are transmit/receive switch, c.w./a.m. switch, microphone socket, microphone gain, key socket, exciter bandswitch, exciter tuning, neon pilot light, and on/off switch. On the upper left are the v.f.o. tuning control and frequency-spotting switch, while on the right are the final tuning and loading controls and the two final bandswitches. Beneath the meters are the audio power transistors.

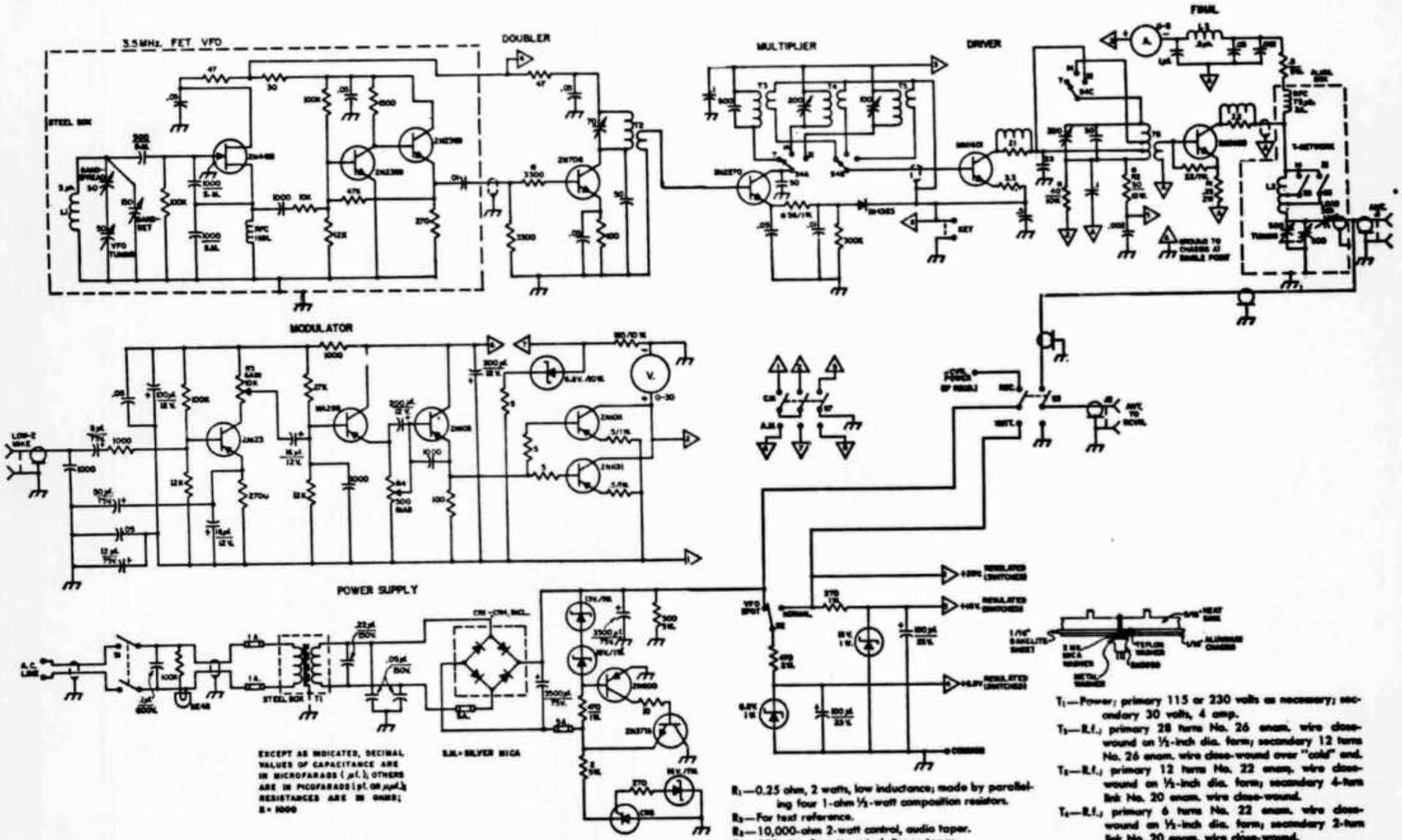


Fig. 1—Schematic of the high-power transistor transmitter. Unless otherwise indicated, resistors are ½-watt, 10-percent tolerance. Capacitors with polarity indicated are electrolytic; S.M. indicates silver mica. The four resistors shown with an asterisk (*) in the doubler, multiplier and driver stages may require slightly different values than shown for obtaining optimum drive to the p.a. on c.w. and a.m. The type of switch used by the author at S_2, S_3, and S_7 is not commonly available in the U.S.; readily available switches performing the same functions are shown in the schematic and in the parts list.

CR_1–CR_4 incl. — Rectifier, molded bridge, 6 amp., p.r.v. per cell 200 volts (Motorola MDA952-3 or similar).

CR_5—SCR, GE208 or equivalent.

J_1, J_2—BNC chassis connector.

L_1—5 μh., 27 turns close-wound on No. 20 enam. wire, ⅜-inch dia. ceramic form.

L_2—1.2 μh., 11 turns No. 12 copper wire wound to a length of 1⅝ inches on ⅞-inch dia. bakelite form. Tapped at 5th turn from collector end for 14-MHz. operation and 7th turn from collector end for 21-MHz. operation.

L_3—0.5 μh., 6 turns No. 12 copper wire wound to a length of ⅜ inch on ⅜-inch dia. ceramic form.

R_1—0.25 ohm, 2 watts, low inductance; made by paralleling four 1-ohm ½-watt composition resistors.

R_2—For test reference.

R_3—10,000-ohm 2-watt control, audio taper.

R_4—500-ohm 2-watt control, linear taper.

S_1—D.p.s.t. toggle.

S_2—S.p.d.t. toggle, minimum contact rating 4 amp. at 30 volts (Cutler-Hammer 7582K6 or similar).

S_3—D.p.d.t. toggle, minimum contact rating 4 amp. at 30 volts (Cutler-Hammer 7592K6 or similar). One pole, as shown, is used for r.f. switching; the builder, instead, may wish to use this pole to control a coaxial antenna transfer relay.

S_4—Miniature ceramic rotary, 1 section, 3 poles, 3 positions, non-shorting (Centralab PA-6007 or similar).

S_5, S_6—S.p.s.t. push-pull, heavy duty.

S_7—3 p.d.t. toggle, minimum contact rating 4 amp. at 30 volts (Cutler-Hammer 7615K2 or similar).

T_1—Power; primary 115 or 230 volts as necessary; secondary 30 volts, 4 amp.

T_2—R.f.; primary 28 turns No. 26 enam. wire close-wound on ½-inch dia. form; secondary 12 turns No. 26 enam. wire close-wound over "cold" end.

T_3—R.f.; primary 12 turns No. 22 enam. wire close-wound on ½-inch dia. form; secondary 4-turn link No. 20 enam. wire close-wound.

T_4—R.f.; primary 6 turns No. 22 enam. wire close-wound on ½-inch dia. form; secondary 2-turn link No. 20 enam. wire close-wound.

T_5—R.f.; primary 6 turns No. 20 enam. wire close-wound on ½-inch dia. form; secondary 2-turn link No. 20 enam. wire close-wound.

T_6—R.f.; primary 20 turns No. 20 enam. wire close-wound on ⅜-inch dia. form, tapped 6 turns from the R_2 end for 21-MHz. operation and 10 turns from the R_2 end for 14-MHz. operation; secondary 2-turn link No. 20 enam. wire close-wound.

Z_1—Parasitic suppressor; 6 turns No. 20 enam. wire close-wound over a 10-ohm 1-watt resistor.

Z_2—Parasitic suppressor; 6 turns No. 18 enam. wire spaced to a length of ½ inch, wound over a 1-ohm 2-watt resistor.

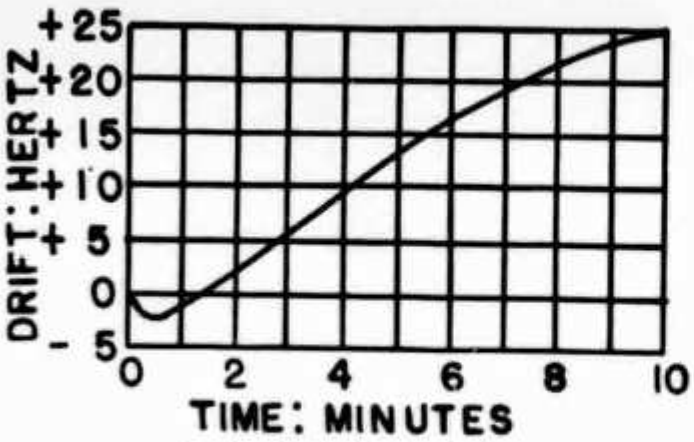


Fig. 2—Typical drift of v.f.o.

mitter. Because of this two-step regulation, the supply voltage remains perfectly constant.

The v.f.o. has been thoroughly tested. Fig. 2 shows the typical warm-up drift pattern as observed on a Hewlett-Packard frequency counter. The total drift during the first ten minutes is +25 Hertz. The v.f.o. was found to be quite insensitive to small voltage fluctuations. A 0.1-volt drop in the supply voltage produced a negligible drift of −6 Hertz.

The r.f. output of the v.f.o. is about 1.5 volts r.m.s. The output is taken by means of a short length of Amphenol 21-597 subminax 75-ohm thin coaxial cable.

The Exciter

Fig. 3 shows a block diagram of the r.f. section of the transmitter. A well-designed Class C transistor r.f. stage will provide a power gain up to 17 db. However, it is not very desirable to reach the power amplifier with the minimum number of stages. With some power to spare, the coupling between stages can be made lighter, thus contributing to better harmonic suppression.

The v.f.o. is followed by two high-efficiency frequency-multiplying stages which deliver more than 200 mw. of r.f. drive to the driver stage on all three bands. The first of these is a 2N706 Class C doubler which provides about 25 mw. r.f. output on 7 MHz. In the VFO SPOT position of S_2, the v.f.o. and the 2N706 stages are both switched on to provide a healthy signal in the receiver.

The 2N706 drives a 2N2270 Class C frequency-multiplier to an input of 400 mw. on 7, 14, or 21 MHz. Separate coils are band-switched on each band. Since the load impedance of the 2N2270 is around 200 ohms, while the input impedance of the driver is around 20 ohms, all the coils have a constant turns ratio of 3:1. The 7-MHz. coil is purposely detuned on the low-frequency side to equalize the output on all bands. The 14- and 21-MHz. coils are carefully peaked to provide the maximum output.

One serious problem in transistor transmitters is that of obtaining enough selectivity in the tuned circuits to give adequate rejection of the harmonic content. Since the tuned circuits are all loaded and work at very low impedance levels, their selectivity is rather poor. For example, when the exciter is delivering power on 14 MHz., there is an annoying amount of output on 10.5, 17.5 and 21 MHz. The selectivity can be improved by reducing the number of turns in the secondary links of the coupling coils to the bare minimum necessary. The writer is now experimenting on a toroidal coil for the doubler tank circuit.

The Driver

The driver stage uses a recently-introduced Motorola v.h.f. transistor, MM1601, capable of delivering 3 watts output at frequencies up to 175 MHz. from a 14-volt supply. This stage operates as a keyed stage on c.w. and as a modulated stage on a.m. Modulation of the driver along with the p.a. is essential for getting deep and clean modulation.

The MM1601 is mounted on the chassis and runs cool at an input of 2 to 2.5 watts in Class C operation, at a collector voltage of about 12 volts on c.w. and 8 volts, modulated, on a.m. These voltages can be modified, if necessary, to provide proper drive to the p.a. on c.w. as well as a.m. It may be noted here that the p.a. requires nearly the same drive for an input of 75 watts at 28 volts on c.w. as it does for an input of 25 watts at 13 volts on a.m. Since ample drive is available from the multiplier stage, negative feedback is provided in the driver stage by leaving the 3.3-ohm emitter resistor unbypassed.

The design of the driver tank coil for a multiband transistor transmitter is quite critical. In order to avoid v.h.f. instability, it is imperative that the coil be located close to the p.a. and that the secondary link run straight to the emitter and base terminals of the p.a. with the shortest possible leads. This requirement precludes the use of separate coils on the different bands or the use of a band-switched link. On the other hand, since the output impedance of the driver is in the neighborhood of 50 ohms and the input impedance of the p.a. is about 5 ohms, a constant turns ratio of 3:1 should be maintained on all bands. The writer has reconciled these conflicting requirements in the coil design shown in Fig. 1. From the viewpoint of stability of the p.a., a high Q is not desirable for the driver tank circuit. The taps are so located that peak drive is obtained on all bands within the range of the tuning capacitor. It is desirable to provide a 50- to 100-pf. fixed mica capacitor in parallel

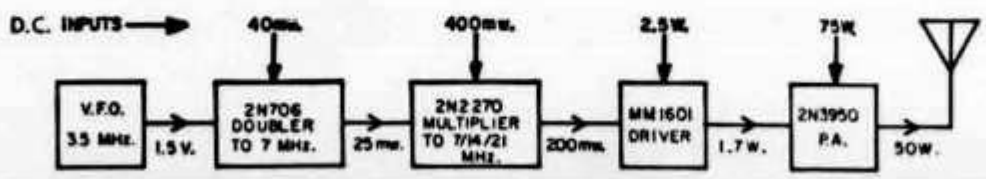
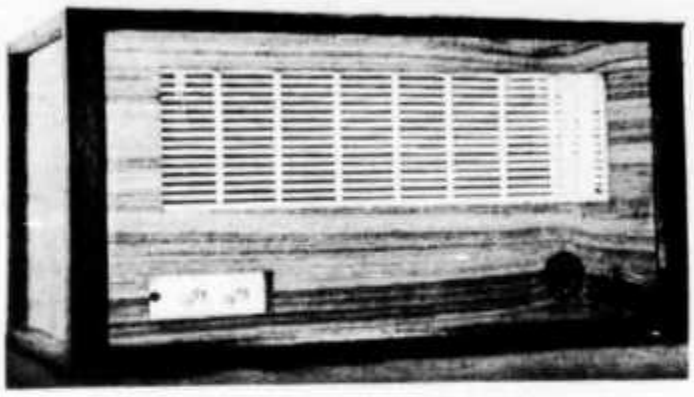


Fig. 3—Block diagram of the transmitter. R.f. levels are shown between blocks.



Rear view of the Transistor Giant, showing the author's method of ventilating the transmitter. The BNC jacks are used for connecting the antenna and the receiver's antenna input cables. The octal plug makes regulated d.c. voltage available for external use.

with the driver tuning capacitor, since reducing the tank capacitance to a low value may throw the p.a. into v.h.f. oscillation.

Although the drive to the p.a. can be controlled by detuning the driver tank circuit, this is not recommended since the harmonic suppression then suffers, especially on 14 and 21 MHz. The best procedure is to peak the driver tuning and adjust the secondary links on the collector coils of the 2N2270 multiplier stage so as to give a peak r.f. drive of 3 to 4 volts, measured at the base terminal of the p.a. The collector lead of the p.a. should be disconnected during the test. If necessary, the drive can be increased by cautiously lowering the value of the emitter resistor of the 2N2270 multiplier stage or the collector supply dropping resistor for the MM1601 driver.

Keying

Because of the feedthrough capacitance of transistors, at least two stages must be keyed in order to get satisfactory keying. The writer has adopted emitter keying of both the multiplier and driver stages.

Emitter keying of two transistor stages is not as safe and simple as cathode keying of two vacuum-tube stages. If one of the two stages fails or starts oscillating in the key-up position, there is the possibility of a positive voltage appearing at the emitter of the other stage, which could end up in destruction of the transistor. As a safety arrangement, therefore, the emitter of the multiplier stage is protected against any positive voltage leaking from the emitter of the driver by a silicon blocking diode.

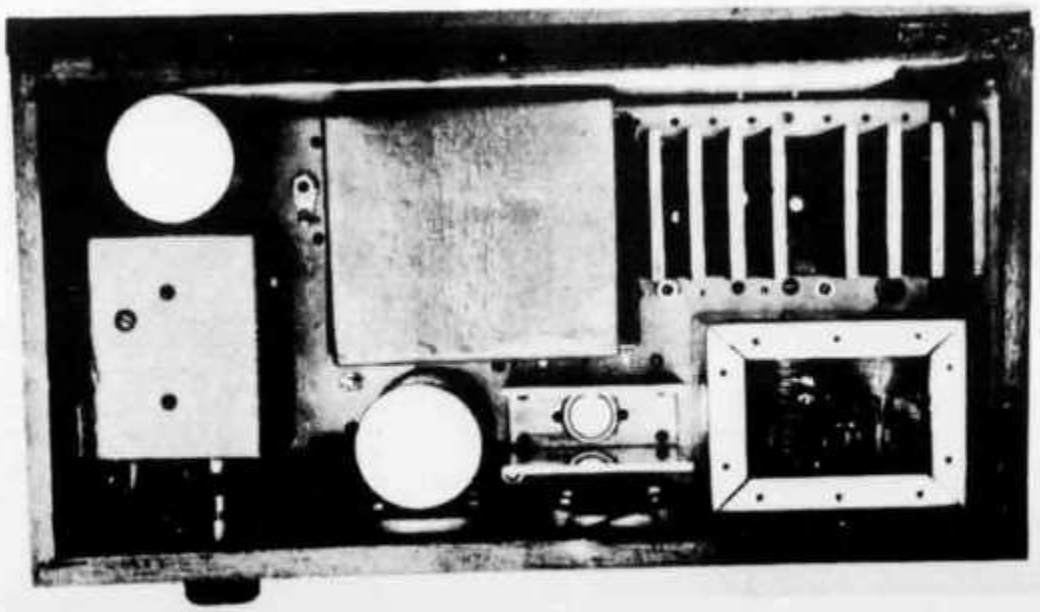
Since the key-up voltage at the key is just about 3 volts, while the key-down current is 200 ma., the key contacts should be solid and clean for getting proper keying. It would have been better to adopt base-block keying (similar to grid-block keying), but unfortunately, there is no provision for a negative supply in the transmitter. The envelope shaping can be controlled by modifying the value of the 0.5-μf. capacitor.

The Final

The final employs a Motorola 2N3950 v.h.f. transistor capable of delivering an output of 50 watts at frequencies up to 50 MHz. from a 28-volt supply. The emitter of the transistor is internally connected to the TO-60 case so as to provide the very low-impedance emitter-to-ground path which is so vital for power gain. The collector voltage is 28 volts on c.w. and about 13 volts modulated on a.m. The drive power necessary to give the full input of 75 watts ranges from about 0.8 watt at 7 MHz. to 2.0 watts at 21 MHz.

The p.a. runs as a Class C stage without any quiescent bias. Although apparently a Class B stage, the p.a. actually runs as a Class C stage with a conduction angle of less than 180 degrees, since the base-emitter junction starts conducting only when the positive base voltage swings above 0.5 volt or so. When there is no drive, the p.a. collector current is zero.

When handling an input of 75 watts, the input impedance of the stage is as low as 5 ohms, and the output load impedance about 8 ohms. The input circuit is a two-turn link wound over the cold end of the driver tank coil, connected straight to the base and emitter terminals of the p.a. The output impedance is stepped up to 50 ohms by a T network, designed for a loaded Q of 6. The T network utilizes a sturdy 1.2-μh. tank coil tapped for 14- and 21-MHz. operation.



Top view of the transmitter. The v.f.o. box is located at the left, while the shielded power transformer is near the center. The two round objects are the 3500-μf. capacitors. The power-regulator transistor and its heat sink may be seen in front of the transformer, and on the right rear is the p.a. transistor and its heat sink. The final T-network compartment is shown with the cover removed.

TABLE I
T-NETWORK SPECIFICATIONS

Input Impedance: 8 ohms.
Output impedance: 50 ohms.
Loaded Q: 6.

Freq., MHz.	*Tank coil inductance, µh.*	*Tuning capacitance, pf.*	*Loading capacitance, pf.*
7	1.2	300	200
14	0.6	150	100
21	0.4	100	70

See Table I. Two heavy-duty push-pull switches are used for shorting part of the coil on 14 and 21 MHz. The tuning capacitor is a 2-gang 500-pf. receiving-type capacitor and the loading capacitor is a single-gang 365-pf. receiving-type capacitor. The loading capacitor has insulated mounting and is provided with a stop so that it cannot be turned open beyond a value of 50 pf. This precaution is necessary to prevent accidental decoupling of the antenna by inadvertent rotation of the tuning capacitor to the minimum position.

Two meters on the front panel monitor the performance of the p.a. A 0-30 voltmeter shows the voltage across the p.a., while a 0-3 ammeter shows the p.a. collector current.

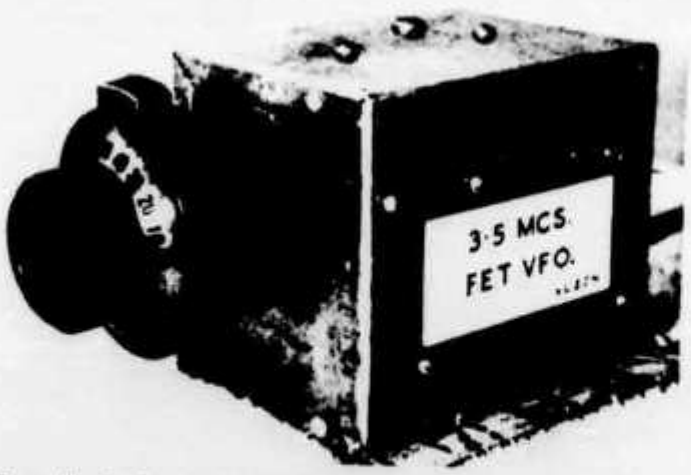
Being a high-performance device, the 2N3950 is highly prone to v.h.f. and low-frequency self-oscillation, the latter being more difficult to tackle. V.h.f. parasitics have been suppressed by the following precautions:

a) Providing negative feedback in the final stage by inserting a 0.25-ohm 2-watt emitter resistor.

b) Loading the base with a 22-ohm 1-watt resistor.

c) Inserting a parasitic suppressor choke directly at the collector pin.

d) Providing an aluminum shield across the transistor and isolating the output network in an aluminum compartment.



The v.f.o. in its steel box. The box is rigidly bolted to the transmitter chassis during the final assembly stages.

e) Adopting single-point grounding of the r.f. returns of the final stage to a brass bolt affixed to the chassis.

RG-58/U coaxial cables carry r.f. into and out of the compartment.

Since the gain of r.f. transistors is frequency dependent, being greatest at low frequencies, the greatest danger to the final comes from low-frequency self-oscillation which can lead to voltage and current swings beyond the safe-area limits. The presence of low-frequency parasitics can often be noticed by carefully listening for any slight ringing or vibration of a series rheostat inserted in the collector-supply line during the initial tune-up of the transmitter. Low-frequency oscillation can be avoided with confidence only by eliminating the collector choke and feeding the collector voltage through an auxiliary tank coil forming part of the r.f. network. The writer did not adopt this arrangement since it leads to complications in band switching, but instead inserted a 0.5-ohm 5-watt wire-wound resistor in series with the r.f. choke so as to provide a certain amount of decoupling and to dampen oscillations due to resonance of the choke with the bypass capacitors.

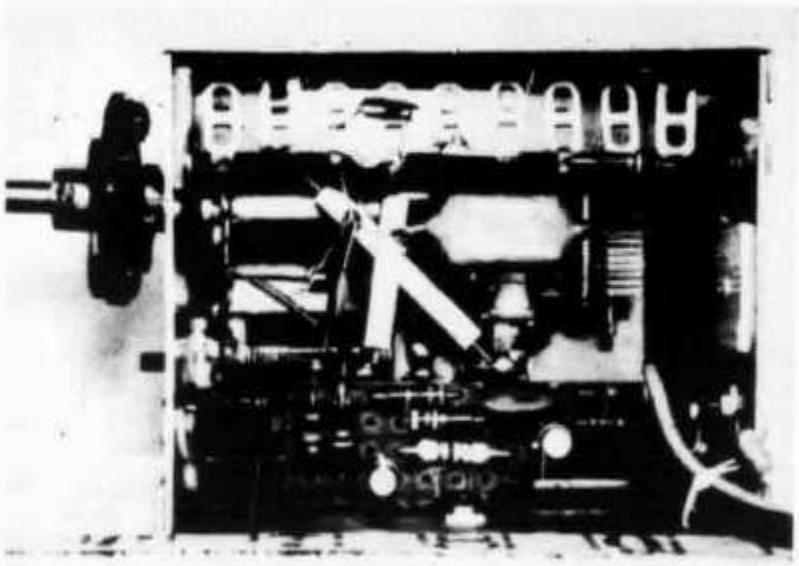
With all these precautions, the 2N3950 remains "quiet" and stable. The negative feedback in the stage does affect the stage gain. But without feedback, the final had wide-spectrum v.h.f. parasitics when run at the maximum collector voltage, possibly due to the final stage components not being located close enough to the p.a. It is no doubt preferable to compromise on the gain rather than risk losing the 2N3950!

The p.a. needs a high-capacity heat sink to take care of a collector dissipation up to 26 watts, assuming a minimum final-stage efficiency of 65 percent. For safe operation at ambient temperatures up to 45 degrees centigrade, the p.a. needs a heat sink with a thermal resistance of about 3 degrees centigrade per watt. To be on the safe side, a heavy (6-pound) integrally-cast copper heat sink is used. The heat sink was cast in a local foundry under the writer's supervision. The $5 \times 2\frac{1}{2} \times \frac{5}{16}$-inch base plate is machined on the bottom and tapped to receive the 2N3950. The heat sink is insulated from the chassis by a $\frac{1}{16}$-inch thick bakelite sheet, and is bolted to the chassis by means of four insulated bolts. Too thin an insulating layer should not be used, as this may result in excessive sink-to-chassis capacitance. The 2N3950 is insulated from the chassis by mica and Teflon washers, and is screwed onto the heat sink. See Fig. 1. Heat conduction takes place through the chassis as well as the heat sink.

Metal washers of different thicknesses should be tried and the correct one determined by trial and error so that when the 2N3950 is moderately tightened with a small spanner wrench, the pins of the transistor maintain the desired orientation.

The Modulator

The a.m. performance of a transistor p.a. is limited by the fact that, unlike a vacuum tube,



Inside view of the v.f.o. box. The FET is mounted on the tie-point strip appearing along the top edge of the compartment in this view.

the power transistor in a practical circuit is voltage- and current-limited, and not dissipation-limited. Full 100 percent modulation of the p.a. doubles the peak collector-emitter voltage and the peak collector current. It follows that on a.m. the collector supply voltage should be halved to prevent voltage breakdown, and the collector current should be limited to about two thirds of the c.w. value so as to avoid saturation effects. Thus, the maximum carrier input on a.m. is limited to about one third of the carrier input on c.w.

Two types of modulators are commonly used in transistor transmitters — the Class AB push-pull modulator and the Class A series modulator. The writer has adopted the series modulator in view of some of its attractive features, such as elimination of supply voltage switching for the p.a., elimination of all audio transformers, less distortion and better linearity of modulation. The chief drawback of the series modulator is the high collector dissipation of the modulator, and this is taken care of by a pair of Motorola 2N1011 90-watt p-n-p germanium power transistors in parallel.

The modulator consists of a four-stage audio amplifier capable of delivering an output of 12 watts. The audio stages work with the positive bus as the common return. The first three stages are fed from a supply of about −7 volts with reference to the positive bus, developed across a 6.8-volt Zener diode and a 5-ohm series resistor. The first stage uses a 2N123 medium-gain transistor, followed by an emitter-follower stage using a very high-gain transistor, Motorola MA288 (β = 320). Hum is minimized by locating the speech amplifier close to the microphone socket and by placing the gain control after the first stage.

The second, third and fourth stages are cascaded direct-coupled stages. The d.c. bias level of the modulator is set by the 500-ohm potentiometer. The 2N1011 modulator transistors have matched 5-ohm base resistors to equalize the audio drive, and matched 0.5-ohm emitter resistors to provide a certain amount of negative feedback. The driver and modulator transistors are mounted on the ⅛-inch aluminum front panel with 0.002-inch thick mica insulating washers.

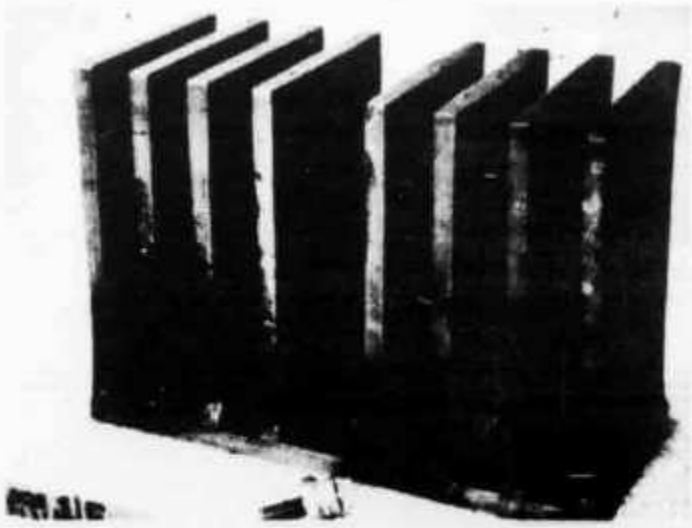
With a series modulator, it is very important to have proper division of the supply voltage between the p.a. and the modulator. A proper arrangement is to drop about 13 volts across the p.a. and 15 volts across the modulator. In the a.m. position, the bias potentiometer of the modulator is set so that the voltage across the p.a. is 13 volts when the p.a. collector current after tune-up is 1.8 amp.

Tune-Up of the Transmitter

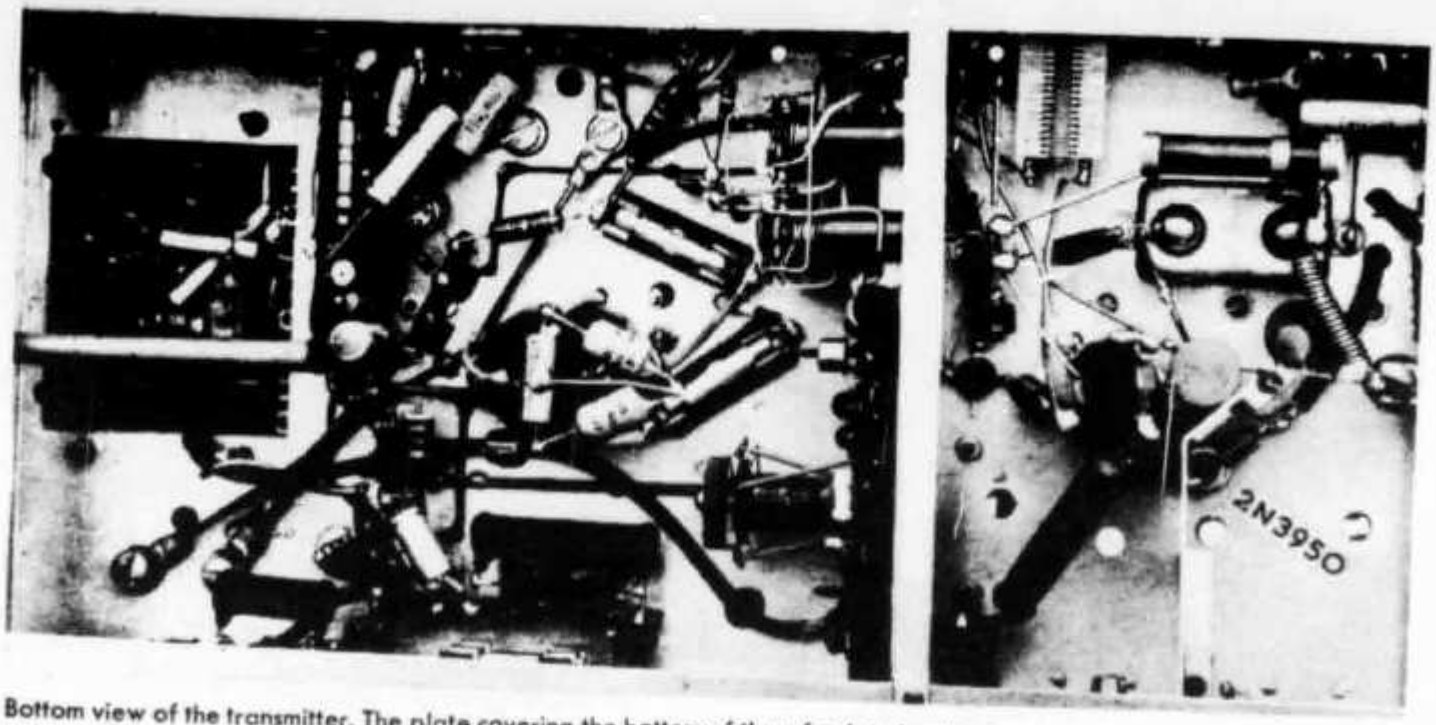
Before attempting to test the transmitter, it is worthwhile to feed the 28-volt regulated supply to an oscilloscope and make sure that the power supply voltage is free from a.c. components. The series regulator, in conjunction with the succeeding filter capacitor, may sometimes give rise to a low-frequency oscillation which will remain superposed on the d.c. supply voltage. Unless adequately suppressed, this parasitic component is almost certain to trigger disastrous low-frequency oscillation of the 2N3950.

The initial tune-up of the transmitter calls for extreme care and the observance of necessary precautions. A 50-ohm 3-amp. rheostat is inserted in the collector supply line to the p.a. A field-strength meter is a must for checking the output on the operating frequency as well as to check for the presence of any harmonic or spurious radiation.

Drive is applied and the T network is tuned for maximum field-strength meter reading on the operating frequency. It is good practice to bring up the drive along with the loading. The collector voltage is then gradually increased to 28 volts in steps by turning the rheostat, retuning the T network if necessary, and *making sure every*



The tiny 2N3950 p.a. transistor and the giant 6-pound heat sink.



Bottom view of the transmitter. The plate covering the bottom of the v.f.o. box has been removed at the left. The partially hidden diamond-shaped object near the center is the bridge rectifier. The frequency-multiplying stages are located on the left side of the shielding partition, with the driver and p.a. stages on the right. The upper partition divides the band-switch (hidden by the chassis lip), providing isolation between the multiplier and driver stages. The location of the 2N3950 p.a. transistor is marked in the photo. Note the shield, which just clears the transistor connecting pins. The shield isolates the input and output portions of the circuit for the final stage.

time that the collector current drops to zero in the key-up position. The p.a. can be loaded to a collector current up to 2.7 amp. on c.w. and 1.8 amp. on a.m.

After initial tune-up, the positions of the tuning and loading capacitors are marked on the front panel so that the T network may be tuned approximately to the band of operation before applying power to the final. Also for operation, the tuning is always checked first in the a.m. position, in which the 2N3950 is comparatively safer.

Since the final is not provided with any sort of automatic bias control, operation with mismatched antennas is not contemplated. The transmitter is operated only with matched antennas of 50- to 75-ohm impedances.

Conclusion

Any experimenter wishing to build a similar transmitter would do well to have a more compact layout for the final stage. The strong fields associated with the heavy currents in the final stage create unusual problems that may not be fully anticipated by the builder. Shielding and grounding assume a new perspective, so to say, in these low-impedance high-current applications.

It was discovered the hard way that the 2N3950 is too delicate to be handled carelessly! The writer is even inclined to believe that operation of the 2N3950 at the recommended 28 volts c.w. does not provide a comfortable factor of safety against base-collector voltage breakdown. The feeling one gets after burning out such a hard-to-get transistor is something that cannot be described adequately in words! Fortunately, a replacement was available to carry the project to completion.

The writer wishes to express his gratitude to Joe Mehaffey, K4IHP, but for whose spontaneous help and encouragement it would not have been possible to embark upon a project of this nature. Thanks are also due to Ed Bissell, W3MSK/VU2MSK, Marv Gonsior, W6VFR, and Bob Irish, K5ZOL, for their helpful cooperation, and to Paul Thorpe of Motorola Inc., U.S.A., for releasing transistor samples for the writer's experimental use. It is hoped that this article has highlighted the unique problems involved in the design and construction of high-power transistor transmitters for amateur-band applications.

Transistor transmitters are becoming increasingly popular in a variety of applications. As r.f. power transistors become more and more popular, their present high cost is bound to come down. The day may not be far off when a 100-watt r.f. transistor will be put in the market at a price well below that of a 6146B tube! QST ARRL

DO YOU KILL ALL TRANSMITTER CIRCUITS COMPLETELY BEFORE TOUCHING ANYTHING BEHIND THE PANEL?

Modern Filter Design for the Radio Amateur

BY EDWARD E. WETHERHOLD,* W3NQN

THE superiority of the modern filter design procedures, compared to the traditional and now obsolete image-parameter design procedures, has been demonstrated to the radio amateur in several articles which were published during the past three years.[1, 2, 3] In addition, it has been previously mentioned that a particular type of modern filter,[4] the elliptic-function (also known as "Cauer-Chebishev"), is particularly well suited for amateur radio applications because of certain useful performance characteristics. But because of the lack of conveniently accessible design data, the superior modern filter design procedures have not yet been widely adopted by the amateur radio fraternity. The purpose of this article is to change this situation by presenting a selected group of elliptic-function filter data, derived from the references listed in the appendix, which will allow the reader to immediately apply modern techniques in the design of filters intended for amateur applications in both the audio and radio frequency spectrums. Examples of the procedures employed in the design of low-pass filters are included to demonstrate the unusual simplicity of the calculations.

The radio amateur usually designs a typical image-parameter filter by cascading constant-k and m-derived sections having the proper attenuation and image characteristics until the desired attenuation response is achieved. In comparison, when using the modern filter design procedure, a normalized filter having the desired performance characteristics is chosen from a series of designs which have been precalculated and cataloged in a handbook format by the filter network specialist. These precalculated filter designs have been "dehydrated," so to speak, and stored in a catalog form to await the designer who will add "water" in the form of data specifying the cutoff frequency and termination resistance to scale the normalized filter to the desired cutoff frequency and resistance terminations.

Two low-pass elliptic-function filter catalogs are presented in this article. One catalog is for a two-section low-pass filter and the other for a three-section filter. The data of both catalogs have been normalized for a cutoff frequency of one hertz and termination resistances of one ohm. The catalog of the two-section filter is comprised of six tables, the first three intended for r.f. filter applications and the last three for audio filter applications. The three-section filter catalog is also comprised of six tables but all are intended for the more stringent r.f. filtering requirements where the performance of the simpler two-section filter may not be adequate. Using this data, it is possible to obtain a complete low-pass filter design with two possible configurations.

Response Characteristics of the Cataloged Filters

The important characteristics of the low-pass filter response are shown by the attenuation-versus-frequency curve included with each catalog. Also, the two possible filter configurations are shown in the schematic diagrams, Figs. 1 and 2, which appear above and below the tabulations. Referring the two-section response curve, note that there are two attenuation peaks (f_1 and f_2) which are associated with the two parallel-tuned resonant circuits of Fig. 1 and the two series-tuned resonant circuits of Fig. 2. The resonant circuits are comprised of capacitors and inductors having the same reference number as the attenuation peak; for example, C_2 and L_2 are responsible for the f_2 attenuation peak. For the three-section filter catalog, a similar relationship exists between the three attenuation peaks of the response curve and the three resonant circuits of the schematic diagrams.

The maximum attenuation in the passband, the minimum attenuation in the stopband, and the frequency where the minimum stopband attenuation is first reached are all indicated in the filter response curve by A_p, A_s, and f_s, respectively. Note that the normalized cutoff frequency of one hertz has been chosen to occur not at the usual 3 db. but where the attenuation response first exceeds the maximum value of the passband attenuation; consequently, the attenuation value at f_{co} will vary depending on the value of A_p of the particular filter selected.

After the desired cutoff frequency has been chosen, the frequencies of f_s and the attenuation peaks may be calculated by multiplying their corresponding tabular values by the cutoff frequency. This simple procedure permits the important frequency parameters of the filter response to be conveniently determined immedi-

* Honeywell Inc., Annapolis Operation Test Instruments Division, P.O. Box 391, Annapolis, Md. 21404

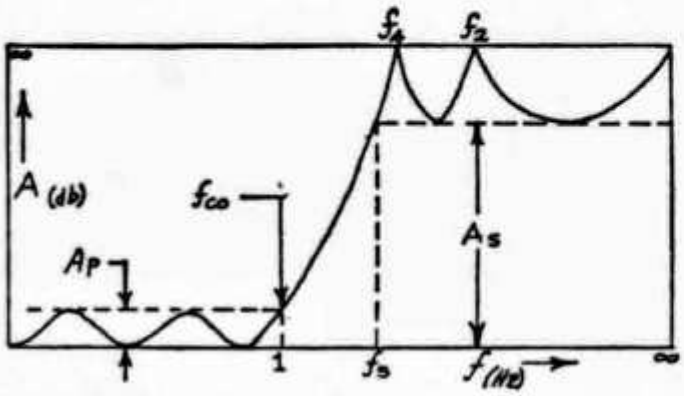
[1] Welsh, "An Effective Lowpass Filter," *QST*, January 1966, p. 16.

[2] Wetherhold, "An Amateur Application of Modern Filter Design," *QST*, July 1966, p. 14.

[3] Stutz, "New Filter Designs," *Electronics World*, April 1968. Kyle, "Lowpass Audio Filters," *73*, March 1966.

[4] Wetherhold, "Inductance and Q of Modified Surplus Toroidal Inductors," *QST*, September 1968, p. 36.

A CATALOG OF TWO-SECTION ELLIPTIC-FUNCTION FILTERS NORMALIZED FOR A CUTOFF FREQUENCY OF ONE HERTZ AND TERMINATIONS OF ONE OHM*



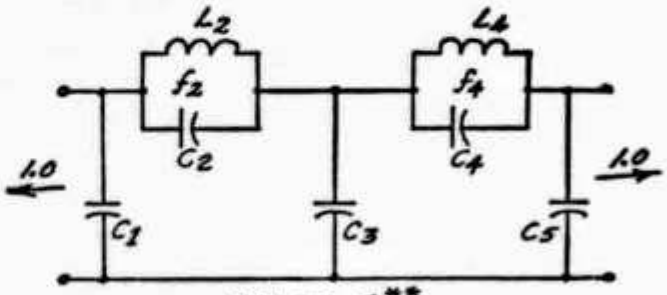


FIGURE 1**

↓ REFLECTION COEFFICIENT, VSWR, & A_p	A_s db	f_s Hz	f_4 Hz	f_2 Hz	C_1 FARAD	C_3 FARAD	C_5 FARAD	C_2 FARAD	L_2 HENRY	C_4 FARAD	L_4 HENRY
TABLE 1-1	70	3.24	3.39	5.42	110.4	235	103.5	4.34	199.0	11.72	187.5
	65	2.92	3.07	4.88	109.6	233	101.0	5.39	197.9	14.67	183.7
ρ = 4%	60	2.56	2.68	4.24	108.2	229	96.9	7.20	195.8	19.88	177.3
VSWR = 1.08	55	2.37	2.48	3.90	107.2	227	93.8	8.57	194.3	23.9	172.7
A_p = .0069db	50	2.13	2.23	3.48	105.5	223	88.6	10.88	192.0	31.0	164.7
TABLE 1-2	70	3.07	3.22	5.13	118.3	243	110.8	4.73	203	12.78	191.0
	65	2.79	2.92	4.64	117.4	241	108.3	5.82	202	15.82	187.2
ρ = 5%	60	2.46	2.57	4.06	116.0	237	104.0	7.67	200	21.2	180.7
VSWR = 1.11	55	2.28	2.39	3.75	115.0	234	100.8	9.07	198.5	25.3	175.9
A_p = .011db	50	2.06	2.16	3.36	113.2	230	95.6	11.43	196.0	32.4	168.1
TABLE 1-3	70	2.79	2.92	4.64	138.4	262	129.6	5.59	210	15.09	196.4
	65	2.56	2.68	4.24	137.4	259	126.9	6.75	208	18.32	192.4
ρ = 8%	60	2.28	2.39	3.75	135.9	255	122.4	8.72	206	23.9	185.7
VSWR = 1.17	55	2.06	2.16	3.36	134.2	251	117.4	10.98	204	30.6	178.4
A_p = .028db	50	1.887	1.970	3.05	132.2	245	111.8	13.55	201	38.4	170.3
TABLE 1-4	55	1.701	1.773	2.71	217	317	190.8	18.03	191.5	49.7	162.3
	50	1.556	1.617	2.44	213	306	181.3	22.8	187.3	63.8	151.9
ρ = 25%	45	1.440	1.493	2.22	209	295	170.6	28.3	182.7	80.9	140.5
VSWR = 1.67	40	1.325	1.369	1.988	203	279	155.8	36.4	176.0	108.0	125.1
A_p = 0.28db	35	1.236	1.273	1.802	195.9	262	139.2	46.4	168.2	144.3	108.3
TABLE 1-5	55	1.618	1.690	2.56	248	348	214	21.3	181.4	58.7	151.0
	50	1.481	1.540	2.30	249	336	210	27.4	174.9	76.7	139.3
ρ = 33%	45	1.369	1.416	2.08	244	318	197.5	34.7	169.2	99.8	126.5
VSWR = 2.00	40	1.270	1.308	1.878	238	299	177.3	44.4	161.7	133.7	110.8
A_p = 0.50db	35	1.186	1.222	1.700	229	280	163.3	57.0	153.9	177.6	95.5
TABLE 1-6	55	1.528	1.591	2.39	314	401	276	28.3	156.9	77.5	129.1
	50	1.407	1.459	2.16	308	381	260	35.5	153.3	99.6	119.4
ρ = 45%	45	1.245	1.313	1.898	306	365	247	46.6	150.7	135.0	108.9
VSWR = 2.67	40	1.217	1.250	1.755	296	341	227	59.2	138.9	176.2	92.0
A_p = 1.00db	35	1.145	1.174	1.597	284	315	203	75.4	131.6	237	77.7
	A_s db	f_s Hz	f_4 Hz	f_2 Hz	L_1 HENRY	L_3 HENRY	L_5 HENRY	L_2 HENRY	C_2 FARAD	L_4 HENRY	C_4 FARAD

* All tabulated data of C and L must be multiplied by 10^{-3}; for example, in Table 1-1, the normalized value of C_1 is 110.4×10^{-3}, for A_s = 70 db.

** In the above tabulation, the top column headings pertain to Figure 1 while the bottom column headings pertain to Figure 2.

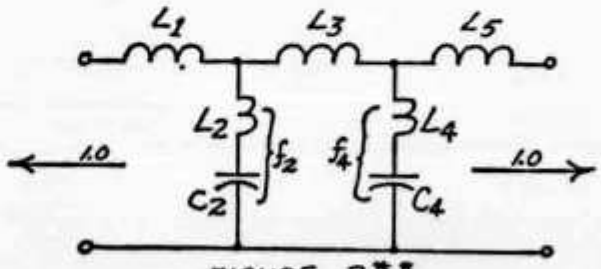
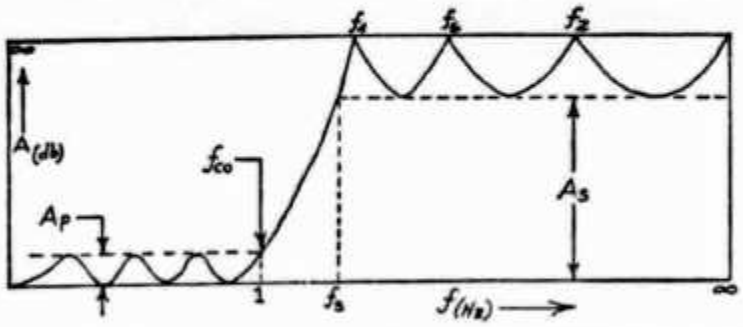


FIGURE 2**

A CATALOG OF THREE-SECTION ELLIPTIC-FUNCTION FILTERS
NORMALIZED FOR A CUTOFF FREQUENCY OF ONE HERTZ
AND TERMINATIONS OF ONE OHM*



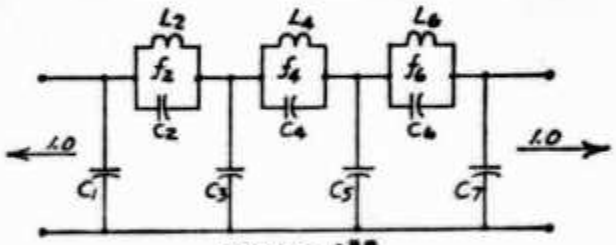


FIGURE 1**

Reflection Coefficient, VSWR, & Ap	A_s db	f_s Hz	f_4 Hz	f_6 Hz	f_2 Hz	C_1 Farad	C_3 Farad	C_5 Farad	C_7 Farad	C_2 Farad	L_2 Henry	C_4 Farad	L_4 Henry	C_6 Farad	L_6 Henry
TABLE 2-1	70	2.00	2.04	2.49	4.35	79.6	209	201	63.1	7.42	180.2	30.9	196.4	26.3	155.2
	64	1.836	1.876	2.27	3.95	78.3	204	194.8	58.2	9.10	178.4	38.4	187.6	33.0	148.3
ρ = 1%	60	1.743	1.780	2.15	3.72	77.3	200	190.3	54.5	10.35	177.1	44.1	181.4	38.2	143.5
VSWR = 1.02	55	1.624	1.657	1.990	3.41	75.8	194.2	183.5	48.5	12.42	175.2	53.8	171.4	47.2	135.6
$A_p = .43 \cdot 10^{-3}$ db	50	1.524	1.554	1.854	3.15	74.1	187.8	176.3	41.8	14.75	172.8	65.3	160.7	58.0	127.1
TABLE 2-2	70	1.836	1.876	2.27	3.95	93.8	222	212	75.7	8.34	194.8	35.8	201	29.4	167.0
	64	1.701	1.737	2.09	3.61	92.5	216	205	70.7	10.08	193.1	43.8	191.6	36.2	160.0
ρ = 2%	60	1.624	1.657	1.990	3.41	91.5	212	200	67.1	11.35	191.6	49.8	185.1	41.3	154.8
VSWR = 1.04	55	1.524	1.554	1.854	3.15	89.9	206	192.7	61.1	13.47	189.4	60.0	174.8	50.2	146.7
$A_p = 1.7 \cdot 10^{-3}$ db	50	1.414	1.440	1.702	2.86	87.5	196.9	182.1	52.2	16.70	186.1	76.4	160.0	64.8	135.0
TABLE 2-3	70	1.743	1.780	2.15	3.72	104.2	230	219	84.7	9.06	203	39.7	201	31.8	172.5
	65	1.624	1.657	1.990	3.41	102.8	224	211	79.7	10.84	201	48.1	191.8	38.7	165.4
ρ = 3%	60	1.524	1.554	1.854	3.15	101.2	217	203	74.1	12.86	198.3	57.8	181.6	46.8	157.5
VSWR = 1.06	55	1.440	1.466	1.737	2.92	99.5	211	194.8	67.9	15.12	195.9	69.0	170.8	56.3	149.1
$A_p = 3.9 \cdot 10^{-3}$ db	50	1.367	1.391	1.636	2.73	97.6	203	186.2	61.2	17.65	193.1	82.2	159.2	67.5	140.1
TABLE 2-4	70	1.701	1.737	2.09	3.61	113.0	236	224	93.0	9.37	208	41.6	202	32.7	177.0
	65	1.589	1.621	1.942	3.32	111.6	230	217	88.0	11.18	205	50.2	192.3	39.6	170.0
ρ = 4%	60	1.494	1.523	1.813	3.07	110.0	224	208	82.4	13.20	203	60.0	181.9	47.6	161.9
VSWR = 1.08	55	1.414	1.440	1.702	2.86	108.3	217	199.6	76.3	15.47	201	71.4	171.1	57.0	153.4
$A_p = 6.9 \cdot 10^{-3}$ db	50	1.325	1.347	1.576	2.61	105.6	206	187.5	67.3	18.94	196.9	89.7	155.6	72.2	141.3
TABLE 2-5	70	1.662	1.696	2.04	3.51	120.6	242	229	99.9	9.77	211	43.9	201	33.9	179.4
	65	1.556	1.586	1.897	3.23	119.2	235	221	94.9	11.61	209	52.7	191.1	40.9	172.0
ρ = 5%	60	1.466	1.494	1.774	3.00	117.6	228	212	89.3	13.67	206	62.8	180.8	49.0	164.1
VSWR = 1.11	55	1.367	1.391	1.636	2.73	115.2	219	199.7	81.0	16.81	203	78.8	166.2	61.9	152.7
$A_p = 11 \cdot 10^{-3}$ db	51.5	1.325	1.347	1.576	2.61	113.8	213	193.4	76.5	18.57	201	88.2	158.3	69.5	146.6
	50	1.305	1.327	1.548	2.55	113.1	211	190.2	74.1	19.51	199.7	93.2	154.4	73.7	143.5
TABLE 2-6	70	1.556	1.586	1.897	3.23	139.7	252	237	116.2	11.30	214	52.0	193.4	39.1	180.0
	65	1.466	1.494	1.774	3.00	138.1	245	228	110.9	13.30	212	61.9	183.5	46.6	172.5
ρ = 8%	60	1.390	1.415	1.668	2.79	136.3	238	218	105.0	15.54	210	73.2	173.0	55.3	164.4
VSWR = 1.17	55	1.325	1.347	1.576	2.61	134.4	230	208	98.6	18.05	207	86.3	161.9	65.4	155.8
$A_p = 28 \cdot 10^{-3}$ db	50	1.252	1.271	1.471	2.39	131.4	218	193.9	89.2	21.9	202	107.3	146.1	81.6	143.4
	A_s db	f_s Hz	f_4 Hz	f_6 Hz	f_2 Hz	L_1 Henry	L_3 Henry	L_5 Henry	L_7 Henry	L_2 Henry	C_2 Farad	L_4 Henry	C_4 Farad	L_6 Henry	C_6 Farad

* All tabulated data of C and L must be multiplied by 10^{-3}; for example, in Table 2-1, the normalized value of C_1 is 79.6×10^{-3}, for A_s = 70 db.

** In the above tabulation, the top column headings pertain to Figure 1 while the bottom column headings pertain to Figure 2.

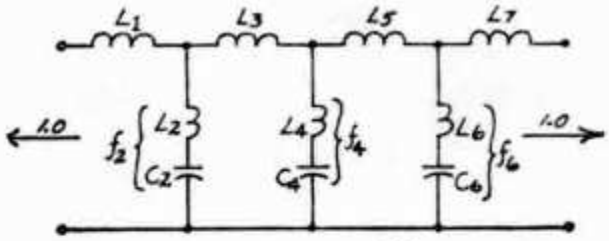


FIGURE 2**

ately after choosing the desired cutoff frequency. If the first filter calculated does not have the desired placement of attenuation peaks, it is a simple matter to search among the tabular data until a satisfactory response is obtained.

Applications of the Filter Catalogs

Because of their low values of reflection coefficient and v.s.w.r., the tables 1–1, 1–2, and 1–3 of the two-section filter catalog and the tables 2–1 through 2–6 of the three-section filter catalog are best suited for r.f. filtering applications where power must be transmitted through the filter. The slope of the attenuation response of the two-section filter is relatively gradual and the stopband attenuation level (A_s) is not achieved until a frequency (f_s) which is two to three times that of the cutoff frequency. If a more abrupt attenuation slope is desired for the r.f. filter response, then one of the three-section filter tables (2–1 through 2–6) should be used. In this case, the stopband attenuation

level may be reached at a frequency only 1.25 to 2 times greater than f_{co}. The values of stopband attenuation, A_s, were chosen to be between 50 and 70 db. because minimum attenuation values in excess of 70 db. are generally not necessary and values less than 50 db. are usually inadequate for the typical r.f. filtering requirements encountered by the radio amateur.

Tables 1–4, 1–5, and 1–6 of the two-section filter catalog are intended for audio-frequency filtering applications where the transmission of appreciable power is not required and consequently the filter response may have a much higher value of v.s.w.r. and passband ripple without adversely affecting the filter performance. If the higher passband ripple is acceptable, a more abrupt attenuation slope is possible. This can be seen by comparing the different values of f_s at 50 db. in tables 1–4, 1–5, and 1–6, which have passband ripple peaks of 0.28, 0.50, and 1.0 db., respectively. The values of A_s for the audio filters were selection to be between 35 and 55 db. as this range of stopband attenuation was believed to be optimum for most of the audio filtering requirements.

C and L Tabular Data

The C and L tabular data are used to calculate the values of the similarly-numbered capacitors and inductors in the filter schematic diagrams. Note that the top line of the column headings is used in calculating the component values of the filter depicted in Fig. 1 and the bottom line of the column headings is used in calculating the component values of the filter shown in Fig. 2. Also, all the C and L tabular data must be multiplied by a factor of 10^{-3} when using the data in the scaling calculations, which will be demonstrated later. The tabulated C and L data give the actual capacitance and inductance values of a low-pass filter having a cutoff frequency of one hertz and termination resistances of one ohm. Of course, the normalized filter component values are quite unreasonable, but these values will become more practical after they have been scaled to produce a filter having the desired cutoff frequency and resistance terminations. As might be expected, the values of C_2 and L_2, C_4 and L_4, and C_6 and L_6 may be used to calculate independently the attenuation peak frequencies although these frequencies are already provided under the f_2, f_4, and f_6 tabular headings.

With one exception, all the C and L tabulated data of each table have a consistent but unequal increase or decrease in value. This is a characteristic of most computer-derived filter tables which assists in the checking of the data for the presence of obvious errors. If the tabular data presented is closely examined, one exception to the orderly progression will be noted in Table 1–5, $A_s = 50$, column C_1. This exception is not an error but is the consequence of a minor change which was required in the original computer program to eliminate nonrealizable component values.

How to Use the Filter Catalog

One would be well justified in viewing with suspicion the row upon row of catalog data, wondering how a filter design could be hiding in that apparently uncoordinated mess! In order to allay the reader's suspicions, two examples of filter designs will be given to prove that filters can actually be made to appear from the catalog tabulations.

For the first example, assume that a low-pass audio filter is desired for the purpose of attenuating the audio speech frequencies above 3 kHz. Also, a minimum attenuation of 40 db. is desired for all frequencies above approximately 3.8 kHz. For this particular example, the filter is to be terminated in resistive loads of 1.63 kilohms. Although a resistance of 500 to 600 ohms is usually used to terminate audio filters, the odd value of 1.63 kilohms is used here merely for convenience in demonstrating the design procedure.

The normalized filter of Table 1–5 for $A_s = 40$ db. is chosen as it will provide the desired response. The schematic diagram of Fig. 1 is selected for the low-pass filter configuration as this particular configuration has the minimum number of inductors. Because inductors are more costly and have higher losses than capacitors, the filter designer usually attempts to minimize the number of inductors in an audio filter.

The desired filter parameters are as follows: $f_{co} = 3.0$ kHz, $A_s = 40$ db., $R = 1.63$ kilohms. From the desired parameters and the catalog tabulated data (Table 1–5, $A_s = 40$), other frequency parameters and all the component values are determined as demonstrated in the following Calculation Example No. 1.

Calculation Example No. 1

In the following calculations, the numbers with the prime (′) are the frequency and component values of the final filter design; the numbers without the prime are from the filter catalog.

1) Calculate the frequency parameters f_s', f_4', and f_2' of the filter attenuation response:

$$f_s' = f_s(f_{co}) = 1.27 \quad (3)\ \text{kHz} = 3.81\ \text{kHz}$$
$$f_4' = f_4(f_{co}) = 1.308\ (3)\ \text{kHz} = 3.92\ \text{kHz}$$
$$f_2' = f_2(f_{co}) = 1.878\ (3)\ \text{kHz} = 5.63\ \text{kHz}$$

2) Calculate the factors $1/Rf_{co}$ and R/f_{co} which will be used in the determination of the capacitor and inductor values:

$$1/Rf_{co} = 1/\ (1.63 \times 10^3)\ (3 \times 10^3)$$
$$= 1/(4.89 \times 10^6)$$
$$= 0.2045 \times 10^{-6}$$
$$R/f_{co} = (1.63 \times 10^3)/(3 \times 10^3) = 0.543$$

3) Calculate the component values of the desired filter by multiplying all the catalog

Hambörse

RTTY-Converter-Bausatz RT 70 (komplett mit Autoprint KO, KOX, AFSK etc.) Empfangsshifts: 170, 425, 850 Hertz, Sendeshifts 170 und 850. Referenzen: 9AKA, 9AIM, 9HK, 9PY, 9GC, HE9FKB, HE9 RNV, 9RG, 9ER etc. Preis Fr. 985.—. Keel HB9P, 30 Freudenbergstrasse, Zürich.

88 m Hy-Toroide: Fr. 10.—/Paar. Neu: «RTTY — von A—Z» (Handbuch) Fr. 29.50. Blattschreiber Siemens T37, Lo 15 und Olivetti-Zahnräder zu T37 und Olivetti. Betriebshandbuch T37, Lochstreifensender etc. Keel, HB9P, 30 Freudenbergstrasse, Zürich.

Zu verkaufen: 1 Röhrenvoltmeter Heath Modell V-7 A mit HF Fastkopt. 1 Transistor Spannungswandler Prim. 6 Volt DC. Sek. 300 Volt DC, 100 mA. HB9AED, Telefon 032 3 59 88.

Gesucht: Nur in ufb Zustand Laffayette Ha-350; evtl. Laffayette HA-700 oder Eddystone EC 10. Angebote an Bruno Bucher, HE9FED, Davidsrain 17, 4000 Basel (Telefon 061 44 41 49).

Zu verkaufen: 1 FTDX-150, SR 700 A 1 Doublet Ant Hy Gain 80/40 m. Alles in gutem Zustand und sehr günstig. Telefon 071 78 12 14.

A vendre: Emetteur HT 44, Recepteur SX 117 et alimentation. HB9ANZ, Téléphone 022 46 70 33 le soir.

A vendre: Platine TX 144 Sefrac NT7B, 10 Wpep (neuf, sans xtal) + Rack 30×13×20 + Démultiplication Jackson Fr. 400.—. HB9MAS, Téléphone 022 24 27 73.

A vendre: 1 émetteur Sommerkamp FL DX 500 Transceiver, 1 récepteur Sommerkamp FR DX 500 Transceiver, 1 TOS Meter Heathkit HM 15, 1 HP 8 ohms Lafayette HE 48 B, 1 HP 8 ohms Lafayette HE 48, 1 Micro SHURE 444, 1 Casque 4000 ohms, 1 Casque stéréo 2×8 ohms, 2 manipulateurs morse de précision, 1 oscillateur pour le morse training, 1 récepteur Lafayette HA 350 neuf, 1 antenne verticale Hustler 4 Btv 10 à 80 m, 1 voltmètre à lampes VTVM Heathkit IM 13 E. Tous les prix sont à discuter. Ecrire à: Jean-Marie Cattin, Mont-Terri 2, 2900 Porrentruy, Tél. 066 66 16 21.

Zu verkaufen: 1 TX Sommerkamp FL200B/240 W PEP Fr. 800.—, 1 RX RME 6900 Fr. 700.— beide Geräte in ufb Zustand. 1 Heath S/E 10 m 29,6 u. 28,5 Quarz u. VFO PA 5763 Fr. 100.—. HB9YW, Telefon 051 96 84 61 (ab 19.00 Uhr).

Zu verkaufen: KW-Empfänger SX-117, KW-Sender HX-50A (SSB, AM, CW) beides in ufb Zustand und zu einem günstigen Preis. Urs Waber, HB9 AOC, Marktgasse 44a, 4900 Langenthal, Telefon 063 2 30 77.

Zu verkaufen: Trio 9R59D5 mit Lautsprecher. Nur 20 Betriebsstunden. 10 Monate Garantie. Auskunft erteilt Telefon 063 2 16 08.

Zu verkaufen: EICO Mess Sender, neuwertig, 100 KHz—54 MHz in 6 Bereichen.
Koaxiales Kabel, Koaxial Stecker, Breitband-Ferrox Baluns:
Bitte Liste anfordern.
HAM-KLINIK Telenfon 041 23 99 83.

ABENDSCHULE für AMATEURE und SCHIFFSFUNKER

Kursort: Bern
Beginn: jährlich im September
Auskunft und Anmeldung:
Postfach 1308, 3001 Bern,
Telefon 031 62 32 46

HAM-KLINIK
HB9ADP ex 5A1 TY

Service und Reparatur aller Fabrikate durch den **SSB-Spezialisten**

Erik Seidl, Unterwilrain 52, 6014 Littau
Telefon 041 23 99 83, Abends ab 19.00 Uhr

TRIO

Heinz Mattmüller
HB9AOD

Baselstrasse 118 4132 Muttenz
Telefon 061 42 68 30

LOEPFE

Bedeutendes Unternehmen der industriellen

Elektronik in Zürich

sucht einen

FEAM oder EGM

Sie arbeiten selbständig an faszinierenden Entwicklungsprojekten von grundlegender Bedeutung und weltweiten Einsatzmöglichkeiten. Von Ihrer Einsatzfreude und Zuverlässigkeit wird es abhängen, ob technisch ausgereifte Produkte in die Serienfertigung gelangen. Qualifizierte Ausbildung, gutes Durchsetzungsvermögen und ein waches Interesse an Entwicklungen an vorderster Front der Technik sind dazu unerlässliche Voraussetzungen.

Wir können Sie den hohen Anforderungen entsprechend honorieren; darüber hinaus kommen Sie in den Genuss unserer fortschrittlichen Sozialleistungen (Pensionskasse u. a.). Aufgrund der Dynamik unseres Unternehmens bieten sich Ihnen bei Bewährung günstige Aufstiegsmöglichkeiten.

Rufen Sie uns bitte betr. näherer Auskunft an, oder senden Sie uns Ihre Bewerbung mit den notwendigen Unterlagen.

Aktiengesellschaft Gebrüder Loepfe

Zypressenstrasse 85, CH-8040 Zürich, Telefon 01 39 35 30

Antennen

QSO mit WIPIC und Hy-Gain immer gut!

Verlangen Sie unseren Amateur-Katalog mit Preisliste

W. Wicker-Bürki

Berninastrasse 30 — 8057 Zürich
Tel. (051) 46 98 93

Auf neuestem Stand, Neuauflage: Taschenbuch für den Kurzwellenamateur F. 5.80, Groß-Länderliste, gleichz. Kontroll-Log für 5-Band-DXCC, F. 3.—, beide Publikationen von HB 9 DX, also vom Experten! Wir senden n i c h t per Nachnahme, um Ihnen unnötige Ausgaben zu ersparen. Ihre Bestellung wird innert 3 Tagen erledigt. Fordern Sie dann auch noch gleichzeitig unseren kleinen Amateur-Radio-Katalog an. Tnx Oms! Felix, DL 1 CU, Körnersche Druckerei, Bildstraße 4, D 7016 Gerlingen.

ACHTUNG!

Sommer-Spezial-Angebot

HALLICRAFTERS-TRANSCEIVER SR-400 CYCLONE

EIGENSCHAFTEN: 5-Band Transceiver von 80-10 m in 500 kHz Bereichen mit ALLEN TECHNISCHEN EINZELHEITEN: RIT-Control, Notch-Filter, Noise-Blanker, AALC, AVC, 1 kHz Ablesegenauigkeit, Anschluss für VFO/DX Adapter.

Sendeteil:

Input:	SSB 400 W, CW max. 360 W, LSB/USB umschaltbar.
ANT-Impedanz:	50 Ohm nominal; 40-75 Ohm abstimmbar ohne Rückwirkungen.
Betrieb:	SSB: MOX, PTT, VOX, CW: MOX, VOX-Semi Automatic Break In.
CW-Mithörton:	800 Hz nominal.

Empfangsteil:

Empfindlichkeit:	Besser als 0,3 μV bei 10 dB Signal/Rausch.
ZF:	1. ZF: 6-6,5 MHz. 2. ZF: 1650 Hz mit Lattice Quarz-Filter.
Bandpass:	2,1 kHz (3 dB) — 4,2 kHz (50 dB) — CW: 200 Hz.
Lautsprecher-Imp.:	3,2 Ohm und 500 Ohm.
NF-Leistung:	1 Watt mit weniger als 10% Verzerrungen.
Eichung:	Durch eingebauten 100 kHz Eichgenerator.

SR 400	(Fabrikneu) Komplett, mit Netzteil 110/220 V. und eingebautem Lautsprecher Stark reduzierter Spezialpreis	Fr. 3500.—
MR 400	Autohalterung dazu	Fr. 295.—
SX 133	(Fabrikneu) Communications- und Broadcast-Empfänger mit HA 19 Kalibrator. Anschluss 220 V. Stark reduzierter Spezialpreis	Fr. 995.—
SX 122	(Fabrikneu) General Coverage Empfänger, mit HA 19 Kalibrator Anschluss 220 V. Stark reduzierter Spezialpreis	Fr. 1550.—
SX 130	(Fabrikneu) General Coverage Empfänger, Altes Modell Stark reduzierter Spezialpreis	Fr. 595.—

ALLE DIESE APPARATE — jedoch in beschränkter Anzahl — sofort ab Lager lieferbar. Teilzahlung möglich.

Generalvertretung für die Schweiz

EQUIPEL S. A. 1211 GENEVE 24

7—9 Bd. d'Yvoy.

Tel. (022) 25 42 97 / 42 25 50 Telex 23939

FERA 71 Stand 315 Halle 3

Kabelfernseh-Nachrichtennetze

Wir sind ein in Zürich domiziliertes Unternehmen, welches sich der Planung, dem Bau und Betrieb regionaler Kabelfernseh-Nachrichtennetze (CATV Systems) widmet. Zur Bewältigung der immer zahlreicher werdenden Aufgaben suchen wir einen

technischen Leiter

Diese Position setzt neben fundierten Fachkenntnissen Beweglichkeit, Kontaktfähigkeit, Verhandlungsgeschick und nicht zuletzt Reisefreudigkeit voraus.

Neben der umfassenden und verantwortlichen Planung stellen Sie die Materiallisten zusammen, entscheiden über anzuschaffende Geräte, diktieren die damit verbundene technische Korrespondenz, verkehren mit Behörden und lokalen Installations- und Baufirmen und überwachen als Supervisor das ganze Baugeschehen bis zur Fertigstellung der Anlagen.

Für die Besetzung dieser Position stellen wir uns einen initiativen, organisatorisch begabten

Elektrotechniker HTL

vorzugsweise mit vorausgegangener Grundausbildung als Elektriker oder Elektromonteur im Idealalter von ca. 30 bis 35 Jahren vor. Zur Einführung gehören Ausbildungsaufenthalte in unseren Lieferwerken, wofür vor allem gute Englischkenntnisse erforderlich sind.

Es erwartet Sie eine interessante, abwechslungsreiche, gut dotierte Lebensstelle in modernem Team. Sie arbeiten absolut selbständig und geniessen volles Vertrauen.

Ihre detaillierten Bewerbungsunterlagen mit Le benslauf und handgeschriebenem Begleitbrief richten Sie bitte an die Direktion der

TELESYSTEMS HOLDING AG

Zollikerstrasse 249

8008 Zürich

Telefon 051 53 70 20

The World's Largest Selection Of Amateur Radio Equipment

the NEW

Heathkit SB-102

● New all solid-state Linear Master Oscillator features 1 kHz dial calibration ● Bandspread equal to 10 feet per Megahertz ● Less than 100 Hz per hour drift after 10 minute warm up ● Dial resettable to 200 Hz ● New receiver circuitry provides sensitivity of better than 0.35 uV for 10 dB S+N/N ● 180 watts PEP SSB input — 170 watts CW input ● 80 through 10 meter coverage ● Switch-selection of USB, LSB or CW ● Built-in CW sidetone ● Built-in 100 kHz crystal calibrator ● Triple Action Level Control reduces clipping and distortion ● Front panel switch selection of built-in 2.1 kHz SSB or optional 400 Hz CW crystal filters. ● Operate with built-in VOX or PTT ● Fast, easy circuit board-wiring harness construction ● Run fixed or mobile with appropriate low cost power supplies

SB-102, KIT . . . . . Fr. 2280.—

Fachmännische Auskunft erteilt Ihnen jederzeit, auch Samstagvormittags, HB9ABP. Verlangen Sie unsere ausführlichen Datenblätter und besuchen Sie ganz unverbindlich unsere Ausstellung!

Schlumberger

Schlumberger Messgeräte AG, Abt. HEATHKIT
Badenerstrasse 333, 8040 Zürich, Tel. 051 52 88 80

TELION elektronik

NOVOTEST

20 000 Ω / VDC — 4 000 Ω / VAC

Das NOVOTEST TS 140, entwickelt und gefertigt durch Sas Cassinelli & Co, ist ein handliches, robustes und sehr preiswertes Universalinstrument.

Grosse Spiegel-Skala (115 mm) trotz kleinen Abmessungen (150 × 110 × 47 mm).

8 Bereiche	100 mV . . . 1000 V–DC
7 Bereiche	1,5 V . . . 2500 V–AC
6 Bereiche	50 µA . . . 5 A–DC
4 Bereiche	250 µA . . . 5 A–AC
6 Bereiche	0 Ω . . . 100 MΩ

ab Lager lieferbar Fr. 98.—

NEU: TS-160 40'000 Ω / VDC Fr. 110.—

COLLINS

32S—3 Kurzwellen-Sender für SSB- und CW-Betrieb. Frequenzbereich 3,4 . . . 5 MHz und 6,5 . . . 30 MHz in 14 200-kHz-Bändern. 1 mechanisches Filter mit 2,1 kHz Bandbreite. 100 Watt Ausgangsspitzenleistung.

75S—3B Kurzwellen-Empfänger für AM, SSB, CW und RTTY. Frequenzbereich wie Sender. 100 kHz Eichquarz und mechanisches Filter für SSB-Empfang. Netzanschluss: 115-230 V / 50-400 Hz.

KWM-2 Kurzwellen-Sende-Empfänger für mobilen oder stationären Betrieb. Frequenzbereich und Betriebsarten wie obenstehend. 1 mechanisches Filter 2,1 kHz. Ausgangsleistung: 100 Watt.

51S-1 Kurzwellen-Empfänger mit durchgehendem Frequenzbereich 200 kHz . . . 30 MHz für SSB-, CW, RTTY- und AM-Betrieb. Mechanische Filter für SSB, Quarzfilter für CW. Netzanschluss: 115 V oder 230 V, 50—60 Hz.

Ausführliche Unterlagen durch die Generalvertretung:

Telion AG Albisriederstrasse 232
8047 Zürich Telefon (051) 54 99 11