OLD MAN

3

1969

Bulletin of the Swiss Union of Short Wave Amateurs

COMPLETE DRAKE 4-LINE

RECEIVER R-4-B NEU! Wie der tausendfach bewährte R-4-A, plus bessere Skala, 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 + 50 kHz. 220 V.
AMATEUR NET Fr. 2245.–

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 Transceive 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. 2345.–

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.
AMATEUR NET Fr. 3095.–

NETZGERÄT AC-4: für TR4 und T4X 110/220 V
AMATEUR NET Fr. 599.–

12-V-GERÄT DC 4 für TR4 und T4X
AMATEUR NET Fr. 745.–

MATCHED SPEAKER MS 4: Grösse und Aussehen wie R4A/B und TR4, T4X; mit Raum zum Einbau des Netzgerätes AC4
AMATEUR NET Fr. 125.–

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. 585.–

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.
Komplett: AMATEUR NET Fr. 3695.–

RECEIVER 2-C: Etwas einfachere Ausführung des R-4-A. 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.–

CW-SENDER 2NT: 100 Watt Input auf CW. Semi-BK – Automatische R-/T-Umschaltung – Eingebautes Antennenrelais – LP-Filter. Alle Bänder.
AMATEUR NET Fr. 795.–

2 METER CONVERTER SC-2 mit FET und Xtal control. 4 × 500 kHz.
AMATEUR NET Fr. 385.–

ANTENNE MATCH BOX: MN-4 mit eingebautem RF-Wattmeter und VSWR-Meter für alle Amateurbänder Bis 200 Watt Leistung.
AMATEUR NET Fr. 545.–

ANTENNE MATCH BOX: MN-2000. Bis 2000 W Leistung.
AMATEUR NET Fr. 960.–

SW-4-A: Der beste Rundfunkempfänger! LW-MW – 49 m – 41 m – 31 m – 25 m – 19 m – 16 m – 13 m und 11-m-Band. S-Meter – Jedes Band 500 kHz – Gleiche 1-kHz-Genauigkeit wie R-4-A/-B. Vorstufe, etc.
AMATEUR NET Fr. 1675.–

RF WATTMETER W 4: 200 + 2000 Watts forward + reflected power.
AMATEUR NET Fr. 285.–

Teilzahlung möglich (bis 3 Monate ohne Zuschlag). **Referenzen:** HB9ABS – ACW – ADN – ADP – ADZ – AEB – AHR – AIH – AJK – ALB – ALE – AME – AT – AZ – 5A1TY – HB9J – JZ – LN – MAD – O – PQ – PV – RQ – T – VS – WU – ZY – HB ∅ AG, viele Amtsstellen und HE9's.

Prospekte und Vorführung durch die Generalvertretung 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

In Genf: EQUIPEL SA. 9, Bd. d'Yvoy, tél. 25 42 97

OLD MAN 3

37. Jahrgang **März 1969**

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

Redaktion: Rudolf Faessler (HB 9 EU), Trubikon, 6317 Zug-Oberwil, Tel. (042) 21 88 61 – Correspondant romande: B. H. Zweifel (HB 9 RO), Rte. de Morrens 11, 1033 Cheseaux VD – Corrispondente dal Ticino: Walter Blattner (HB 9 ALF), Via Varenna 85, 6604 Locarno – Inserate und Ham-Börse: Inseratenannahme USKA, 6020 Emmenbrücke / LU, Postfach 21, Tel. (041) 5 34 16.

Erscheint monatlich **Redaktionsschluss: 15. des Monats**

Assemblée générale 1969

Nous avons le plaisir de vous donner ici un premier résumé de notre programme de l'Assemblée Générale 1969 à Genève:

Samedi, 26 avril:

Radioguidage par HB9G sur 145, 29,6 et 3,7 Mc/s – Réception officielle – Exposition d'appareils – Visite de la station de télévision amateur HE1TA ainsi que de la station de l'IARC 4U1ITU – Diner – «Hamfest» avec danse et animé par des artistes de réputation internationale (Bob Robert, Line et Jean Garance, le ventriloque Dick Berny, l'orchestre de Claude Hubert et ses solistes) – tombola.

Dimanche, 27 avril:

Assemblée Générale – Tour de ville des XYL's en car – Vin d'honneur – Déjeuner – départ des OM's.

Notre livret de fête avec le programme détaillé, les feuilles d'inscription et de réservation de chambres sera envoyé au début du mois de mars à tous les membres de l'USKA.

Réservez donc les 26/27 avril 1969 afin de ne pas manquer cette occasion d'admirer la ville de Genève au printemps!

Generalversammlung 1969

Wir freuen uns, Ihnen nachstehend einen ersten kurzen Ueberblick über das Programm der Generalversammlung 1969 geben zu können:

Samstag, 26. April:

Lotsendienst der anreisenden OMs durch HB9G auf 145, 29,6 und 3,7 MHz – Offizieller Empfang – Geräteausstellung – Besuch der Amateur-Fernsehstation HE1TA, sowie der Station des IARC 4U1ITU – Abendessen – «Hamfest» mit Tanz und Darbietungen von international bekannten Künstlern (Bob Robert, Line et Jean Garance, der Bauchredner Dick Berny, sowie das Orchester von Claude Hubert mit seinen Solisten) – reichhaltige Tombola.

Sonntag, 27. April:

Generalversammlung – Stadtrundfahrt der XYL's – Ehrentrunk – Festessen – Ausklang und Abreise der OMs.

Unsere Festbroschüre mit detailliertem Programm, Einschreibeformularen und Auskünften über Hotelreservierung wird anfangs März allen Mitgliedern der USKA zugestellt werden.

Reservieren Sie bitte das Wochenende vom 26./27. April und versäumen Sie nicht, die Stadt Genf im Frühling zu besuchen!

Jahresbericht des Sekretariats und des QSL-Service

Der Mitgliederbestand am 31. Dezember 1968 lautete wie folgt:

1. Aktive (inkl. Ehrenmitglieder)	750	(692)
2. Passive / Junioren (inkl. Ehrenmitglieder)	652	(640)
3. Ehrenmitglieder	12	(13)
4. Kollektivmitglieder	5	(6)
5. Sektionsstationen	6	(0)
Totalbestand	1413	(1249)

Im Jahre 1966 betrug die Mitgliederzunahme 66, 1967 waren es 89 neue Mitglieder und im verflossenen Jahr 164. Die unerwartet hohe Zuwachszahl zeigt deutlich auf, dass der vom Vorstand der USKA beschrittene Weg auch für die Zukunft richtungweisend sein kann.

Unser Titelbild HB9WN beim Auswerten einer Peilung (Foto: HE9EZA)

Rund 182 000 QSL-Karten durchliefen das Bureau 1968, was die vermehrte Aktivität der Schweizer-Amateure beweist. Für das laufende Jahr dürfte mit einer erneuten Zunahme der Karteneingänge gerechnet werden, denn nicht nur die Zahl der Schweizer Amateure nimmt stetig zu, sondern das neugeschaffene 5 Band-DXCC wird das seinige dazu beitragen, dass dem QSL-Bureau vermehrte Arbeit zugeleitet wird.
Wir wünschen all unsern Freunden ein erfolgreiches DX-Jahr und danken für die gute Zusammenarbeit

Trudi und Franz Acklin-Speck, HE9RWW + HB9NL
Stephan und Paul, HE9RPE

SWL — Ahoi!

Von vielen Sendeamateuren geringgeschätzt, in der elektronischen Hierarchie gleich über dem Schmetterlingssammler eingestuft, verbringt der Empfangsamateur, von niemandem sonderlich geschätzt, sein kärgliches Dasein. Er ist noch und noch der Werbung und dem Missionsdrang der Lizenzierten ausgesetzt, die aus ihm ein «nützliches Mitglied der Gesellschaft» machen wollen und kaum bereit sind, den einfachen SWL als vollwertig anzuerkennen.
Nun gut, es gibt verschiedene Einwände. Strohfeuer, Unaktivität und die mangelnde Selektion der einen, lässt die seriöse Einstellung der andern sehr oft vergessen. Wir dürfen nicht übersehen, dass auch der Empfangsamateur sein fest umrissenes Hobby hat und somit seinen festen Platz im Gefüge der Radioamateure. Lassen wir einmal den Typ beiseite, der nur als Uebergangslösung SWL wird, um sich mit der Materie vor der Lizenzprüfung vertraut zu machen, und wenden wir uns den Hörern zu, die sich ein Vergnügen daraus machen, mit ihrem Empfänger immer und überall am Geschehen auf den Bändern teilzuhaben. Was sie auch immer von der Erlangung der Lizenz abhält, sie wollen vollwertige SWL's sein und man darf sicher auch von der Warte des Ham's aus diesem Standpunkt Beachtung schenken und ihn anerkennen.
Die nachfolgenden Punkte sollen dazu dienen, auch im Kreise der Lizenzierten etwas Verständnis für den «Höramateur aus Passion» aufzubringen:

1. Wer sich gerne auf den Bändern tummelt, ohne dass er sich dabei zuerst monate- und jahrelang auf die Ausübung seines Steckenpferdes vorbereiten möchte, kann nur zu gut verstanden werden. Nicht jedem ist es gegeben, sein Hobby im Kampf zu erobern, nicht jeder will oder kann den Eingeweiden seiner Anlage soviel Interesse entgegenbringen. Aus diesen Gründen begnügt sich manch einer, bloss zuzuhören, was übrigens im heutigen Zeitalter beinahe der Ausübung einer Tugend gleichkommt.
2. Der SWL findet es ebenso spannend, ein seltenes Land zu jagen oder den Rummel um eine DX-pedition zu verfolgen, wie der Sendeamateur. Nur muss er sich nicht von Fall zu Fall tage- und nächtelang ärgern, weil zuerst tausend andere vor ihm eine Verbindung ergattern, auch wenn sie keinen seltenen Call führen.
3. Als Empfangsamateur ist man sehr oft erstaunt, wie viele und oft sogar seltene Stationen Hörrapporte mit einer QSL beantworten. Das Sammeln von Karten bringt auch für den DX-er unter den SWL's viel Freude und Spannung. Dutzende von Diplomen honorieren eine dauernde Aktivität.
4. Wie angenehm ist es doch, wenn man eine Anlage betreibt, die auch in dichtbesiedelten Gebieten keinen Anlass zu TVI und BCI gibt, die auch in Spitzenausführung noch erschwinglich bleibt und die sich in einer kleinen Ecke unterbringen lässt. Von Installationen, Antennen, Betriebskosten und Gebühren wollen wir lieber gar nicht sprechen.
5. Ein Sendeamateur kann sicher einem SWL nachfühlen, wie prächtig es ist, in gewissen Situationen einfach den Kasten abzuschalten oder den Partner zu wechseln, ohne dabei unfreundlich oder unkameradschaftlich zu handeln.
6. Gibt es nicht viele Sendeamateure, die man ins Pfefferland wünscht, die mit ihren rücksichtslosen oder gar betrügerischen Machenschaften das ganze Hobby in Verruf bringen und alle Bemühungen um die Erhaltung der Bänder torpedieren. Solches kann dem Empfangsamateur kaum passieren, der höchstens mit seinen Beobachtungsergebnissen stören kann. Und sollten etwa darüber Unklarheiten bestehen: Ein Schwarzsender wird von einem seriösen SWL ebenso verurteilt, wie von einem Lizenzierten!

Ich hoffe, dass der vorliegende Artikel den Weg zum Verständnis des Empfangsamateurs auch für den Ham etwas geebnet hat. Es wäre sehr erfreulich, wenn dadurch die Beurteilung auch in dieser Sparte etwas differenziert würde.

• HE9FCA, Hubert Bögli

RTTY-News

Einige Punktzahlen vom RTTY-Contest vom 5.-7. 10. 68: 1. PY2CQ 1412184 Pt., 39. HB9P 124480 Pt 67. HB9AKA 46736 Pt., 119. HB9ACQ 4392 Pt. Neben den in der letzten Nummer gemeldeten Contests findet am 26./27. der 1. WAE-RTTY-Contest statt. Reglemente gegen frankiertes Retourcouvert bei HB9P.

Die Teilnehmerzahl am sonntäglichen Rund-QSO steigt ständig (1100 h auf 7040 kHz).
Der transistorisierte W6FFC-Converter (Modell HB9ABS) ist erschienen. Kurzbeschreibung, Schaltung und Bausatzdetails durch HB9ABS und HB9P.
Bitte an die Nicht-RTTY-ler: Haltet die Frequenzen 3580, 7040, 14090 und 21090 frei.

XMAS-Contest 1968

Rangliste

CW

		QSO	Pts
1.	HB9AGC	100	252
2.	HB9DX	98	246
3.	HB9YC/p	92	244
4.	HB9AAF	82	206
5.	HB9AGH	80	199
6.	HB9QA	73	183
7.	HB9SJ	71	182
8.	HB9QH	74	181
9.	HB9ALX	68	178
10.	HB9NP	66	167
11.	HB9GM	63	164
12.	HB9AII	64	159
13.	HB9NL	62	156
14.	HB9ALE	61	155
15.	HB9AHA	60	153
	HB9AJG	60	153
	HB9YQ	63	153
18.	HB9ADO	59	151
19.	HB9ABO	55	145
20.	HB9AJD	53	134
21.	HB9KC	46	132
22.	HB9AAY	49	126
23.	HB9RX	44	119
24.	HB9UD	41	112
25.	HB9AKU	45	109
26.	HB9BP	34	87
27.	HB9DD	31	75
28.	HB9BE	28	56
29.	HB9AHP	9	23

Phone

1.	HB9DX	108	267
2.	HB9AGC	98	246
3.	HB9ALE	87	219
4.	HB9AAF	92	200
5.	HB9AHA	78	196
6.	HB9RM	72	179
7.	HB9YC/p	66	174
8.	HB9ADO	66	166
9.	HB9AKU	68	163
10.	HB9SJ	56	144
11.	HB9AGH	59	140
12.	HB9AII	53	136
	HB9AJD	55	136
	HB9RX	53	136
15.	HB9ALX	50	130
	HB9GM	50	130
17.	HB9UD	50	121
18.	HB9DD	43	100
19.	HB9AAY	31	80
20.	HB9NL	22	44

CW / Phone

1.	HB9DX	206	513
2.	HB9AGC	198	498
3.	HB9YC/p	158	418
4.	HB9AAF	164	406
5.	HB9ALE	148	373
6.	HB9AHA	138	349
7.	HB9AGH	139	339
8.	HB9SJ	127	326
9.	HB9ADO	125	317
10.	HB9ALX	118	308
11.	HB9AII	117	295
12.	HB9GM	113	294
13.	HB9AKU	113	272
14.	HB9AJD	108	270
15.	HB9RX	97	255
16.	HB9UD	91	233
17.	HB9AAY	80	206
18.	HB9NL	84	200
19.	HB9DD	74	175

SWL

1.	HE9FKB	57	148

Bilan	**1966**	**1967**	**1968**
CW	21 Stations	31 Stations	29 Stations
Phone	18	27	20
Phone / CW	12	22	19

Le TM: HB9SR

Antennen

QSO mit WIPIC und Hy-Gain immer gut!

W. Wicker-Bürki

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

ARRL-Handbook 1969 (Preis Fr. 20.–) beim Sekretariat HB9NL, Büron

GENEVE

Assemblée générale

26/27 Avril 1969

Generalversammlung

DX-News

In der letzten Berichtsperiode haben sich die Bedingungen auf allen Amateurbändern weiterhin gut gehalten. Der CQ-Contest hat besonders das 1,8 Mc-Band aktiviert. HB9CM hat auf diesem Band KV4FZ und HB9NL die Station VE1ZZ gearbeitet. Auf dem 3,5 Mc-Band hat HB9TU mit einer Verbindung mit ZL3ABJ/C um 0815 auf 3,78 Mc nebst einem neuen Land den letzten Kontinent für das WAC erreicht. Auf dem 7 Mc-Band hat HB9NL die Station ZS3AW gearbeitet. Die anderen im DX-Log vermerkten Verbindungen auf diesem Band hat HB9UD getätigt.
ZS3AW ist oft um 1900 auf dem unteren 14 Mc-SSB-Band mit sehr starkem Signal zu hören. Da er keine langen Verbindungen machen darf, wickelt er seine QSOs oft in deutscher Sprache im Conteststil ab VR4EL und VK9RJ, die öfter an Wochenenden im unteren 14 Mc-SSB-Band mit schwachem Signal auftauchen, reagieren mit QRT auf Anrufe, die ein in Gang befindliche Verbindung stören. KH6GLU leitete jeden Freitag um 8 Uhr eine Pacific-Runde, in der seltene Stationen für Interessenten vermittelt wurden. Wir nehmen an, dass er damit nach seiner in FW8 erfolgten Expedition fortfahren wird.
Eine rege Expeditionstätigkeit wickelten ZL1TU/C, ZL1IL/C, ZL1DS/C und ZL2AFZ/C auf Chatham ab. VE6JT war als VR5AE wegen des Russen-QRM schwierig zu erreichen. Beim Abfassen dieses Berichtes hätte er zusammen mit KH6GLU von FW8 arbeiten sollen, doch wurde er noch nicht beobachtet. Auch die auf den gleichen Zeitpunkt erwartete Expedition von VP2DAP und VP2DAQ von Dominica wurde noch nicht gehört. Die für FO8, Clipperton, zuständigen Behörden melden, dass für diese Insel keine Lizenzen erteilt werden. 2B3DC, eine Station der Caritas in Biafra, DX1, LA∅AF,, 8CAYL auf den Malediven, FP∅AA, YB∅ und 4TA4OS (OA4OS) sorgten für Abwechslung für Prefixjäger.
HB9GN hat das WAE CW II Nr. 514 und HB9AIJ das WAE CW III Nr. 1861 erhalten. Besten Glückwunsch!

Vy 73 de HB9MO

DX-Log

7 Mc-Band: 0800-0900: W 1-9, HK3AIS (080). 2100-2300: ZS3AW (002), EA8EV (050), 6W8DY (050), UL7KAA (005). 2300-2400: PJ7JC (050). **14 Mc-Band:** 0700-0900: KH6COB (070), FK8AZ (100), VR5AE (160), ZL1TU/C (240), KW6AA (225), 7P8AR (170), EL2S (200), 5N2AAX (170), 9E3USA (120), DU1DBT (100), TA2EM (190), UA∅EH (180). 0900-1100: TI2CEF (150), TU2BD (110), KR6NR (200), UG6AW (180), YB∅AR (200), FO8BS (115), VR4EL (170), VK∅KJ (240), 5W1AS (240). 1300-1500: F9UC/FC (205). 1800-2000: TA2EA (010) Istanbul, KP4AOD (330), FR7ZJ (100), ZS3AW (120), VQ8BZ (115), TN8AA (125), EL2S (140), FH8CD (100), 9U 5HI (120), 5A1TY (120) ex HB9ADP, TR8AG (120) VU2BX (185). 2000-2200: OX3SA (280), VP8JP (190), YS1XEE (330), FP8AP (330), FG7XX (125), KG4DO (195), XE3RE (330), HI3XFF (120), HK4BIW (330), YN1HF (330), 5Z4LP (180). 2200-2400: FG7TG (050), KL7FJW (330), TG9JH (330), VP8KO (195), 8P6CC (330), 9Q5CP (180). **21 Mc-Band:** 0800-1000: EL2BD (290), TU2AY (310), ET3REL (310), JA's, KR6AP (300), ZL1TU/C (350). 1000-1200: SV∅WN (295) Kreta, CR4BC (300), JA's, VS6AL (290), ZL1 IL/C (350). 1200-1400: KP4DA! (310), HI3AGS (280), MP4TCE (330), HS1AF (285), VK9BS (310). 1400-1600: TU2AY (295), MP4TCE (340). 1600-1700: 9G1KM (290). 1800-1900: FG7TG (075). **28 Mc-Band:** 1000-1200: JX2BH (550) Jan Mayen, VP8HZ (550), TJ1AJ (050), ZS2OW/PU (050), VQ8CS (600), HS3DR (580), VU2JM (650). 1200-1400: KP4CL (540), 9E3USA (520), HC2HM (570), MP4BGX (590), ZC4GM (610), VP2MK (590). 1400-1600: KV4FZ (570), KP4DED (535), XE1FFC (520), EA8FF (680). Logauszüge und Bemerkungen von HB9NL, HB9 TU, HB9UD, HB9MO und HE9FUG/VK2.

Bemerkenswerte QSL-Eingänge: HB9NL: PY∅SP **HB9UD:** PY∅SD, VK9LF, YN1HF, VU2LOZ, 5R 8AH, **HB9MO:** CR4BH, DU1RZ, VU2LOZ, ZD9BE, 9X5AA, PY∅DX.

Senden Sie bitte Ihre Logauszüge und Bemerkungen bis spätestens 10. März 1969 an Sepp Huwyler, HB9MO, Leisibachstrasse, 6033 Buchrain.

DX-Calendar

Rodriguez Isld. VQ8R, Agalega und St. Brandon Isld. VQ8B, durch W4BPD **demnächst.** QRG: 3525, 7025, 14025, 21025, 28025, 3795, 7195, 14195 21395, 28495 QSL vai W4ECI. **Chatham Isld.** durch ZL3ABJ/C für 6 Monate. **Dahomey,** TY6ATE, 14203 2200. TY1UB, 21004, 1300. **South Orkney,** VP8KO, täglich ab 1900 bis 2100 auf 21230, anschliessend bis Mitternacht auf 14195. QSL via G3NMH oder via RSGB. **Balearen,** EA6BJ, 21180a, 2000. **Botswana,** A2CAQ, ex ZS9Q, 28500, 1100, 14160, 1800, 7050, 2000, 14060, 1920. **Portuguese Guinea,** CR3 KD, 14001/007, 2200. QSL via W2CTN. **Amsterdam Isld.,** FB8ZZ, 14127, 1800/1900, QSL via F3LO. **Sint Marteen,** PJ7VL, 21021, 1800, 7004, 0600. QSL via W2CTN. **Trinidade Isld.,** PY∅EP, 14050, 2200. QSL via PY1MB. **Heard Isld.,** VK∅, durch W7ZFZ und WB4HWP, CW/SSB ab ca. 12. März für eine Woche. **Burundi,** 9U5CR, 21210, 1900. **Franz Josef Land,** UA1KED, 14012/020, 0500 und 0840. **Wake Isld.,** KW6AA, 14250, 0800. KW6EJ, 14230, 0730. KW6GJ, 14250, 0825. **Philippine Isld.** DX1AAU, durch W3JTC, bis Ende Juni. Weitere Angaben fehlen. **Egypt,** SU1MA, 14160/235a, 0730. **Rhodes Isld.,** durch SV∅WI, über Ostern, 14195, 21245, 28545. **Indonesia,** YB∅AAB, ex WB4GCL/YB∅, 14280 am Nachmittag. **Campbell Isld.,** durch ZL5 AA/3, demnächst für zwei bis drei Monate. **Montserrat,** VP2MK, 14020/30, 1200, 2300. Ebenfalls 14150, 21300, 28300. Bleibt bis anfangs April. QSL

via W8EWS. **Crozet Isld.,** FB8WW, 14036, 1500. **Comores,** FH8CD, 14120, 1730/1800. **South Georgia,** VP8HO, 14060, 1200/1930.

QSL-Adressen

TY6ATE Box 107, Natitingon, Dahomey Rep. – **YBØAAB,** American Embassy, Djakarta, APO San Francisco 96356. – **SU1AM**, 46 Amar Ebnelkhattab St. Heliopolis, Cairo – **SVØWY,** Box 66, Rhodes, Greece – **FB8XX**, 20. 12. 65 bis 11. 12. 66 via F9HS, 21 rue Lavoisier, 92 Meudon, France – **VR4EZ,** Brian D. Strong, Box A-176, Honiara, Br. Solomon Isld. oder via W2CTN. – **ZS3AW** via DJ3KR – **5Z4KL** via VE3DCL ab 1. Jan. 69 – **8P 6CC** via W4OPM – **ZD8J** via W4DQS – **VR5AE** via VE6AO – **FL8DG, FPØAA** via VE1AKT – **KC4USH** via WA1FKE – **SVØWN** via K3EUR – **ZF1GC** via VE4XN – **VP2GRN, VP2GSM** via W4YHB – **DX1NY** via K8LNY – **5H3LV** via VE3ODX – **ZL1DS/C, ZL1TU/C, ZL2AFZ/C** via ZL2AFZ – **VU2AJW** via WA6NAM.

73 es best DX de HB9MQ

International DX Organisation (IDXO)

Le voeu émis par un certain nombre d'opérateurs spécialistes du DX réunis à Genève en été 1968 vient de donner naissance à l'International DX Organisation, dont le président pour 2 ans est G2BVN, assisté de HB9AW et HB9AMS/VE3EWE. Cet organisation n'a aucun point commun avec une société nationale ou même l'IARU, ses seuls buts étant dans le domaine de l'amélioration et de la compétition dans le trafic dx. Sa première et principale activité est le International Call Areas Award (ICAA) basé sur les considérations et les buts suivants:

1) Adhérence stricte au règlement de l'UIT, donc non validité de préfixes comme: AC3, AC4, M1 (mais bien 9A1), UQ5 (mais bien UT5), UR2, 7G1, IM, 1S, etc.
2) Les emplacements, îles ou régions normalement inhabitées, les zones neutres ou démilitarisées, etc. ne sont pas non plus valables, soit: Bajo Nuevo, Bouvet, Clipperton, Cormoran, Heard, Malpelo, St. Pierre et St. Paul, Serrana, San Felix, 8Z4, 8Z5, etc.
3) Une considération spéciale est donnée aux régions très vastes et à la concentration des populations. P. ex. pour l'ARRL/ICAA ils compteront pour 48 «régions», l'Alaska et Hawaï comptant séparément. Quelques 10 à 12 pays dans les six continents seront ainsi «élargis», et l'ICAA comptera ainsi plus de «régions» qu'il n'y a de «pays» dans le DXCC.
4) Promouvoir les opérations multibandes et augmenter le trafic sur toutes les bandes HF de 1.8 à 29.7 MHz. L'IDXO salue ici le travail de pionnier du DARC avec le diplôme WAE, ainsi qu'à l'ARRL pour le récent 5BDXCC.
5) L'ICAA est prévu avec des catégories séparées, dans les classes «individuel» et «stations multi-opérateurs» ou «radioclubs».
6) Il faut avoir contacté la même région sur différentes bandes pour obtenir le minimum de points nécessaire dans chaque catégorie. En augmentant le trafic sur toutes les bandes HF, nous aiderons les délégués des conférences internationales qui doivent les défendre face à de puissants intérêts politiques et commerciaux. Le barême des points de l'ICAA favorise l'utilisation des bandes 1.8, **3.5 et 7 MHz.**
7) Les règles complètes seront prochainement publiées dans un maximum de publications d'amateurs, et des carnets spéciaux permettront de tenir à jour le score dans le diplôme, avec la liste de toutes les «régions» par ordre alphabétique. La validité des liaisons est reconnue dès le 1. 1. 1969.

Pour d'autres renseignements, s'adresser à HB9AW, G. de Buren, 11 Rue Céard, 1204 Genève.

Cher OM,

Que vous soyez à Genève pour vos affaires ou pour votre plaisir, consacrez quelques minutes à visiter le

HAM-SHACK - EQUIPEL S.A.
7–9 Bd. d'Yvoy

à quelques pas du lieu de réunion de l'USKA au pied de la future tour de la télévision.

Wenn Sie schon nach Genf kommen, sei es zum Vergnügen oder geschäftlich, dann unbedingt den

HAM-SHACK - EQUIPEL S.A.
7–9 Bd. d'Yvoy

aufsuchen – nur einige Schritte vom Versammlungsort der USKA GV, am Fusse, des im Bau befindlichen, zukünftigen Fernsehturms.

Wir laden unsere Mitglieder und Freunde herzlich zur Teilnahme an der

1. Studienreise für Kurzwellen-Amateure nach den USA ein.

Diese erste gemeinsame Reise unter dem Patronat der Union Schweizerischer Kurzwellen-Amateure hat den Zweck, unseren Mitgliedern persönliche Kontakte, interessante Fachbesuche und touristische Erlebnisse in den Vereinigten Staaten von Nordamerika zu ermöglichen.

Hier die ersten Einzelheiten über unsere Amerikareise:

Vorgesehene Reisedaten:	20. August bis 6. September 1969
Reiseroute:	Zürich – Frankfurt – Boston – Hartford – New York – Philadelphia – Washington – Asheville – Atlanta – Cape Kennedy – Sarasota (2 Badetage an einem herrlichen Sandstrand) – Chicago – Buchanan – Benton Harbor – New York – Zürich.
Fachbesuche:	National Radio Company Inc., Melrose, Mass. / American Radio Relay League Inc., Newington, Conn. / Harrison Radio Corporation, New York / Squires Sanders Company, Millington / Hammarlund Manufacturing Company, Mars Hill, N.C. / Cape Kennedy Raketenabschuss-Basis / Allied Radio Corp., Chicago / Electro Voice, Buchanan / Heath Company, Benton Harbor.
Meetings:	mit amerikanischen Clubs in New York, Washington und Chicago.
Reisekosten:	Fr. 2845.– pro Person, ab Zürich, bei einer Beteiligung von mindestens 30 Personen oder mehr.
Durchführung:	Die reisetechnische Organisation liegt in den Händen der American Express. Transatlantik-Flüge mit modernen Düsenflugzeugen der LUFTHANSA und SWISSAIR. Inneramerikanische Flüge mit grossen lokalen Gesellschaften. Alle weiteren Details sind in einer Broschüre enthalten, die Sie unter Verwendung des untenstehenden Coupons durch das Sekretariat bestellen können. Bitte beachten Sie, dass Ihre Anmeldung möglichst bald, spätestens jedoch bis 15. Juli 1969 vorgenommen werden muss. Auf dem untenstehenden Abschnitt haben Sie die Möglichkeit, ein Ihnen passenderes Reisedatum vorzuschlagen. Die endgültige Festlegung der Reisedaten erfolgt auf Grund der eingehenden Coupons. Es ist unsere Hoffnung, dass eine grosse Zahl unserer OM's und XYL's (Familienangehörige und Freunde können ebenfalls an dieser Spezialreise teilnehmen) dieser ersten USKA-Studienreise zum Erfolg verhelfen wird.

Coupon

bitte einsenden an: USKA-Sekretariat, Sonnenrain, 6233 Büron LU

Ich interessiere mich, an der 1. USKA-Studienreise nach den USA mit voraussichtlich ..... Personen teilzunehmen und bitte um Zustellung von ..... Detailbroschüren. Mit dem vorgeschlagenen Reisedatum (20. 8. bis 6. 9.) bin ich einverstanden: JA / NEIN*. Ich würde den folgenden Daten den Vorzug geben: von ..... bis .....

Datum: .....

Name und Vorname: ..... Call: .....

Strasse: .....

PLZ und Ort: .....

* Nichtzutreffendes bitte streichen.

Semi- and Super-Cathode-Driven Amplifiers

BY WILLIAM I. ORR,* W6SAI AND WILLIAM H. SAYER,** WA6BAN

IN a previous article covering problems peculiar to cathode-driven ("grounded-grid") amplifiers[1] it was pointed out that when well-shielded tubes are operated in cathode-driven circuits in the h.f. region, neutralization is not always necessary for achieving circuit stability in properly designed equipment. If required, neutralization could be easily applied in one or more forms. The cathode-driven amplifier, moreover, permits the designer to include a degree of additional negative or positive feedback, in the form of grid driving voltage, to establish desired operating conditions. Specifically, the applied grid voltage may be used to vary the power gain and so-called "feed-through" power of the amplifier and, in a special case for tetrode and pentode tubes, this permits the elimination of the screen supply, screen power being taken from the r.f. drive. Circuits that make use of auxiliary grid-drive voltage are termed *semi-* and *super-cathode* driven. This article discusses the application of these circuits to amateur practice.

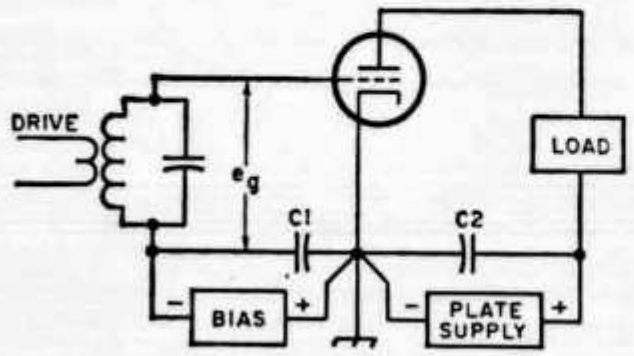


Fig. 1—The grid-driven amplifier. Drive signal (e_g) is applied between grid and cathode. When the grid is positive with respect to ground, plate potential becomes more negative with respect to the cathode (ground). Instantaneous plate voltage is out of phase with grid drive voltage, and the two circuits are common only at the cathode (ground) point. Bias and plate power supplies are considered in the circuit for d.c. and out of the circuit from an r.f. point of view, by virtue of bypass capacitors C_1 and C_2. Class of operation is determined by bias and drive signal voltage levels.

The Grid-Driven Circuit

The grid-driven circuit is a good place to start investigation.

Fig. 1 is a block diagram of a conventional grid-driven triode amplifier. For simplification, neutralization is not shown, and power and r.f. circuits are greatly simplified. The driving signal, e_g, is applied between grid and cathode (ground).

* Manager, Amateur Service Dept. Eimac, Division of Varian, San Carlos, Calif.

** Project Engineer, Industrial Application Div., Eimac, Division of Varian, San Carlos, Calif.

[1] Orr and Sayer, "The Cathode-Driven Amplifier", *QST*, June, 1967.

Operating conditions for linear amplifiers exist which offer advantages to the circuit designer and equipment user. Power gain and "feed-through" power of the stage may be varied, and reduced intermodulation distortion is achieved by manipulation of the ratio of cathode to grid drive, as discussed in this article.

In a perfect amplifier, input and output tuning adjustments are independent of each other and the grid and plate voltages are 180 degrees out of phase.

Driving power is the amount of signal power dissipated by the grid, if the grid is driven sufficiently positive to attract electrons from the cathode, plus any power demanded by various circuit losses. The class of operation is defined by bias voltage and driving-signal level. In the case of Class AB_1 operation, grid-drive requirements are very low because the grid is never driven positive and therefore no grid current is drawn. Class AB_2 or class B operation may call for a moderate amount of driving power on positive signal peaks when grid current is drawn. For Class A and B modes of operation, the output waveform is a replica of the input waveform, and the circuit may be used for linear amplification. When the circuit is adjusted for Class C operation (with bias greater than the cutoff value and plate current flowing in pulses less than one-half an operating cycle) the linear relationship between input and output signal no longer exists and the operating parameters are unsuited for linear amplification.

The Cathode-Driven Circuit

Fig. 2A illustrates a triode amplifier, simplified as previously explained, in which the drive signal e_g is applied between grid and cathode, with the grid grounded with respect to the r.f. signal. Operation of this *circuit* is strikingly different than that of the grid-driven configuration of Fig. 1, but *tube* operation is the same. That is to say, when the grid is driven positive in either case, the cathode is driven negative and plate current flows. The mode of operation is, of course, determined as before by choice of bias and drive signal levels.

In the linear mode, if it is assumed that the cathode is driven negative with respect to the grid (r.f. ground), the grid is then positive in relation to the cathode. With a positive grid signal, the plate becomes more negative with

respect to both cathode and ground. On the other half of the operating cycle, when the cathode is positive with respect to the grid, the plate becomes more positive in relation to ground. Thus the plate potential responds in like polarity to the cathode-drive signal. During the time that the cathode is driven negative, converted drive voltage is added to the d.c. plate potential, as shown in Fig. 2B. An extra amount of instantaneous plate voltage is developed in series and in phase with the cathode signal. The driver, then, may be pictured as a second plate supply effectively in series with the main plate supply of the amplifier. The portion of *converted drive power* which appears in the plate circuit as additional r.f. output is commonly called "feed-through" power, even though it does not "feed through" anything. The effective d.c. plate-to-cathode voltage on the cathode-driven tube during negative signal excursions of the cathode voltage is the sum of the d.c. plate voltage and the r.m.s. value of the cathode voltage, e_c. During positive signal excursions (when the grid is negative with respect to the cathode) the tube is cut off, so the subtractive portion of the drive voltage during this part of the operating cycle is ineffective.

The plate voltage of the cathode-driven amplifier thus varies over the operating cycle, deviating from the nominal power supply value to a somewhat higher value in accord with the modulation envelope of the drive signal. The value of converted drive power in the plate circuit is approximately the product of the r.m.s. cathode voltage and the d.c. plate current ($e_c \times I_p$). The total drive requirement is .the sum of grid-drive power, converted drive-signal power, and grid-circuit losses. Grid-drive power and grid-circuit losses remain relatively constant in either mode of operation, the extra converted grid-drive power appearing only in the cathode-driven mode.

As in the grid-driven case, the cathode-driven amplifier may be operated Class A, B or C by proper choice of bias and drive-signal level. High-μ triodes and *some* tetrodes may be operated in near Class B condition, with zero grid bias and screen grounded. This subtle distinction should again be emphasized: Circuit configuration and operating mode are two separate and distinct things, and the use of the loose, inclusive term "grounded-grid" tends to blur and confuse the distinction. A circuit may be cathode driven, but is not necessarily "grounded-grid" from either an r.f. or d.c. point of view.

Envelope Modulation

Comparison of the operating parameters of grid-driven and cathode-driven circuits utilizing the same tube type in the same class of operation reveals that drive requirements of the tube are identical, with the obvious exception of the converted drive power which is a characteristic of the cathode-driven circuit. When comparing stage gains between the two modes of operation, the additional converted-drive-power requirement of the cathode-driven stage effectively reduces the overall power gain of the circuit and provides a degree of inverse r.f. feedback roughly equal to the reduction of stage gain.

In the case of tetrode and pentode tubes, a portion of the converted drive power is used to supply screen power as well as plate power during negative drive-signal excursions. This is why such tubes operating in cathode-driven service usually have reduced d.c. screen voltage; the remainder of the required screen voltage is supplied by the driving source, reaching the desired maximum value at the peak of the driving signal (an example is the Collins 30S-1 amplifier, which utilizes a Class AB_1 4CX1000A tetrode in this circuit).

R.f. envelope modulation resulting from envelope variations of plate and screen voltage affords a degree of inverse feedback not easily obtainable in a grid-driven stage. A reduction of intermodulation distortion has been observed for various tetrode tubes operated in this fashion, amounting to 3 to 10 decibels improvement in unwanted third-order products.

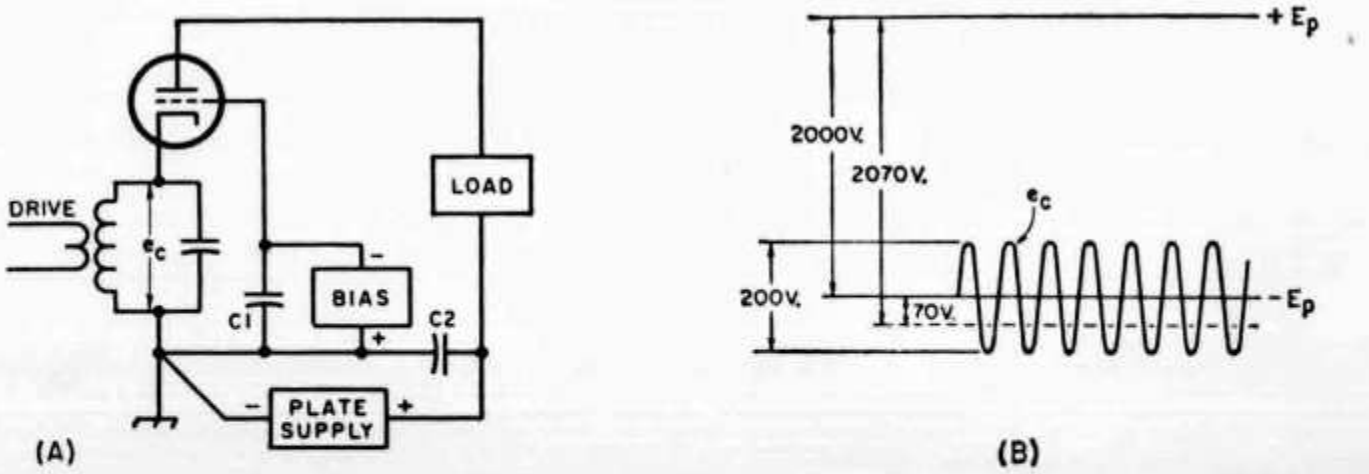


Fig. 2—The cathode-driven amplifier. (A) Drive signal (e_c) is applied between cathode and grid (r.f. ground). When the cathode is driven positive with respect to the grid, the plate potential becomes more positive in relation to ground. Instantaneous plate voltage is in phrase with cathode drive and in series with it, from a d.c. point of view. (B) Effective plate voltage during the negative portion of the cathode drive signal is the sum of the d.c. potential plus the r.m.s. value of the converted drive voltage. In this case, d.c. plate voltage is 2000, peak-to-peak r.f. drive voltage is 200, and r.m.s. drive voltage is 70. The effective plate voltage is 2070.

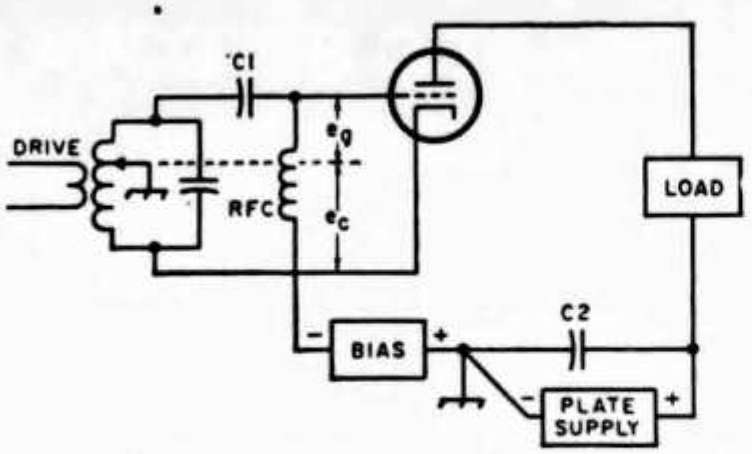


Fig. 3—The semi-cathode-driven amplifier. Auxiliary drive voltage (e_g) is applied to the grid out of phase with the cathode signal (e_c), raising the stage gain and lowering the converted drive power. Total drive requirement is reduced as the proportion of grid to cathode excitation is raised. When e_g is large compared to e_c, the circuit resembles a grid-driven stage, with e_c serving to boost drive level and reduce stage gain over simple grid-driven requirements.

Semi-Cathode-Driven Operation

Operating modes between grid-driven and cathode-driven states are possible by movement of the ground point to positions between the configurations of Figs. 1 and 2. The r.f. ground return is thus electrically placed between the grid and cathode of the tube (Fig. 3). This configuration is termed semi-cathode-driven service. In this mode of operation, a portion e_g of the drive signal is applied to the control grid out of phase with the cathode signal, e_c. While the total grid-to-cathode driving voltage remains the same no matter where the ground point is placed, the ratio of cathode volts to grid volts varies with the position of the ground return. The limiting condition is reached, of course, when the cathode is at r.f. ground and full drive is applied to the grid of the tube. At intermediate points the degree of converted drive power varies directly with respect to the cathode drive voltage. Stage gain is inversely related to cathode drive voltage, and the total drive power is closely related to cathode drive voltage. Thus, stage gain is enhanced and total drive power is reduced as the circuit departs from the cathode-driven mode and approaches the grid-driven mode.

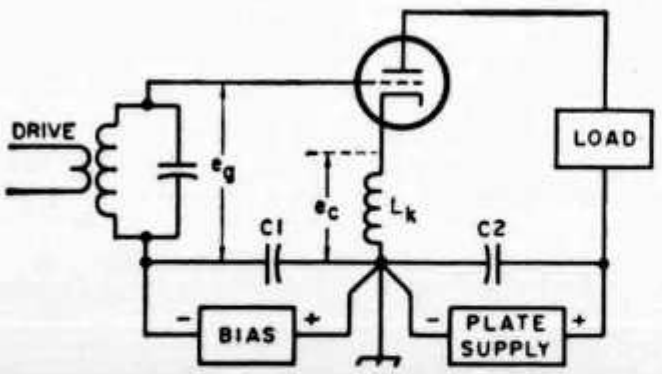


Fig. 4—Grid-driven amplifier having cathode lead inductance. Drive voltage, e_g, flowing through input circuit creates voltage drop (e_c) across cathode lead inductance, L_k, by virtue of cathode r.f. current. Cathode voltage tends to oppose grid drive, lowering power gain of stage and making it more difficult to drive.

In other words, if an auxiliary voltage, out of phase with the cathode signal, is applied to the control grid of a cathode-driven stage it will boost stage gain and reduce converted drive power. This is a very convenient scheme to match the drive level of a linear amplifier stage to the power output of a given exciter, if the output of the latter tends to be marginal.

Looking at the other side of the coin, it can be realized that introduction of out-of-phase cathode-drive voltage into a grid-driven stage will tend to lower the power gain of the stage, making it more difficult to excite, as excitation power must be translated into converted drive power. This is exactly the case in v.h.f. amplifiers having excessive cathode lead inductance across which a portion of the drive signal is developed (Fig. 4). Cathode lead inductance, in other words, robs the v.h.f. amplifier of grid drive because it converts needed excitation into converted drive power appearing in the plate circuit, thus effectively lowering the power gain of the stage and boosting the excitation level required for a given value of power output.

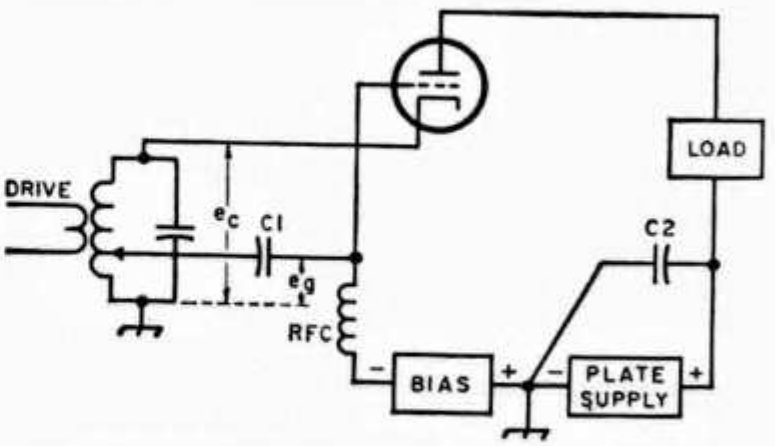


Fig. 5—Super-cathode-driven amplifier. Drive voltage, e_c, is applied to cathode, and a portion, e_g, is applied to the grid in phase with cathode signal. Stage gain is lowered and converted drive power is raised. This circuit may be used to absorb extra driving power of exciter and convert it to plate-circuit power.

By judicious division of the drive signal between grid and cathode of an amplifier stage it is possible to balance the drive requirement with the available power from the exciter. Many modern s.s.b. linear amplifiers make use of cathode-driven circuitry, but the drive requirement is something of a hit-or-miss situation. If the s.s.b. exciter is modest in power output, it is possible to raise the power gain (reduce the converted drive requirement) of a particular "grounded-grid" amplifier by introducing out-of-phase drive voltage into the grid circuit, effectively "matching" the drive requirement of the amplifier to the power capability of the exciter.

Super-Cathode-Driven Operation

Shown in Fig. 5 is a circuit in which a portion, e_g, of the total drive signal is applied in phase to the grid of a cathode-driven amplifier to effectively oppose the cathode voltage. This is

TABLE I

4CX300A, Class B, Typical Super-Cathode-Driven Service	
Plate Voltage	2000
Grid Voltage	0
Screen Voltage	330 (peak)
D.C. Plate Current	
no signal	15 ma.
max. signal	250 ma.
Drive Power	75 watts
Measured Power Output	375 watts
Intermodulation Distortion Products:	
3rd order =	−46 db.
5th order =	−49 db.

4CX300A, Class AB_1, Typical Grid-Driven Service	
Plate Voltage	2000
Screen Voltage	350
Grid Voltage	−55
D.C. Plate Current	
no signal	100 ma.
max. signal	250 ma.
Drive Power	0 watts
Measured Power Output	300 watts
Intermodulation Distortion Products:	
3rd order =	−27 db.
5th order =	−36 db.

termed super-cathode-driven operation. Drive power is increased and stage gain is decreased, as compared to a conventional cathode-driven circuit. It may appear fatuous to design an amplifier which demands more than the minimum driving power; however, this circuit may be used to advantage when it is necessary to absorb excess drive power from the exciter, over and above that value required by normal drive and "feed-through." The circuit, moreover, has other advantages that make it appealing to the circuit designer. An early s.s.b. transmitter design, for example, had series-connected super-cathode-driven low-μ tubes adjusted so that the drive power contributed by the first stage and amplified by the second stage equalled the power supplied by the second stage. Each stage thus contributed 50 per cent of the total output power, permitting the transmitter to make use of four tubes in a two-stage amplifier, neither stage being individually capable of producing the desired power level.

The Super-Cathode-Driven Tetrode

When used with a tetrode or pentode tube, super-cathode service permits the cathode driving signal to serve as a screen power source. Screen-to-cathode voltage (e_{sg}) is supplied on alternate half-cycles of the drive signal as shown in Fig. 6. The control grid may be driven (tied to the cathode) or tapped to a point on the cathode circuit. In the former case, the tube resembles a low-μ triode having an abnormally high converted-drive-power characteristic combined with an unusually low value of static plate current. (Static plate current, of course, is low because static screen voltage is zero.) Operating data for a 4CX300A in this mode are given in Table I. Note the great degree of improvement in intermodulation distortion as compared to grid-driven service. Super-cathode drive requirement is high, but a large proportion of this is converted to output power as indicated.

The super-cathode-driven tetrode circuit of Fig. 6 may be modified by the inclusion of screen and bias voltages to shift the operation to near Class AB_1. Power gain rises and rectified drive power drops as this shift is made. Screen and grid potentials, in fact, may be varied to match the power gain of the stage to a predetermined

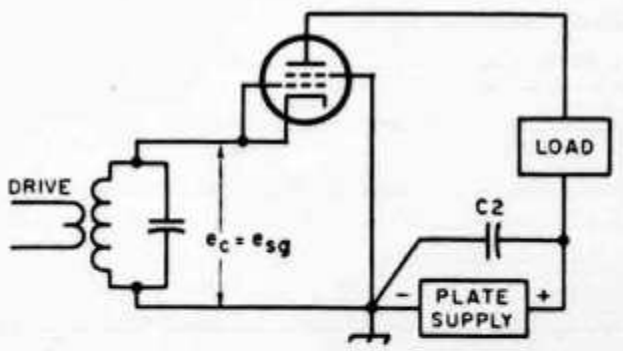
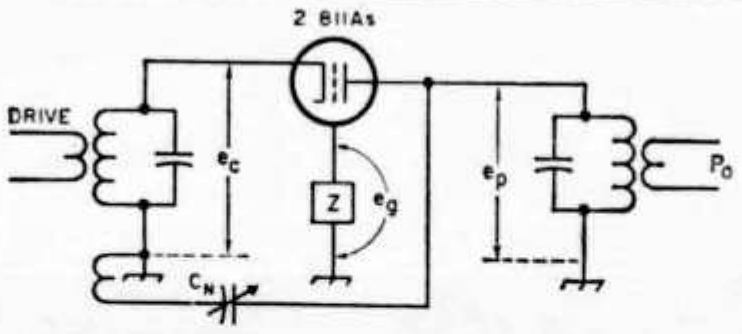


Fig. 6—Super-cathode-driven tetrode amplifier. Tetrode tube may be strapped as a triode with control grid tied to the cathode. Drive voltage, e_c, serves as screen voltage, e_{sg}, since screen is at ground potential. Resting plate current is low as screen voltage is zero with no drive signal. Converted drive power is large, as is total grid drive requirement. Screen and control-grid bias voltages may be added to this circuit to raise power gain of tube and decrease total drive requirement.

TABLE II

Two 811A, Class B, Cathode-Driven, Neutralized (values for two tubes given)		
	$Z = 0$, $e_g = 0$	$Z = 75$ μμf./tube $e_g = 70$ volts, r.m.s.
Plate Voltage	1500	1500
D.C. Plate Current	335 ma.	335 ma.
Power Input	500 watts	500 watts
Grid Current	50 ma.	50 ma.
Plate Load	3000 ohms	3000 ohms
Drive Power (total)	25 watts	50 watts
e_c (r.m.s.)	61	130
e_g (r.m.s.)	0	70
e_p (r.m.s.)	980	1080
Converted Driver Power	20 watts	46.5 watts
Power Output	322 watts	386 watts



drive level, falling between the very low requirement of Class AB_1 service and the rather large Class B requirement specified in Table I. Power gain is set by screen-voltage adjustment, and the static plate current is determined by the bias level.

Plate-Circuit Feedback

The circuits discussed so far are special instances of the general circuit of Fig. 3 where the control grid of a cathode-driven amplifier is lifted above r.f. ground to permit the injection of an auxiliary drive signal. The previously-mentioned circuits are ones in which the feedback voltage is derived from the driving signal. It is also possible to derive the feedback voltage from the output signal of the stage, with the tube included in the feedback loop.

In the circuit of Fig. 7A, the feedback signal is applied to the grid of a cathode-driven stage. Generally speaking, external feedback is not applied to the tube element receiving the drive signal; applying it to separate element minimizes the reaction of the feedback signal upon the driving source. If the feedback is in, or out of, phase with plate and cathode signals, amplifier operation is comparable with that of the super- and semi-cathode-driven circuits discussed earlier.

The degree of feedback is determined by the capacitance ratio C_1/C_2. In normal practice, C_1 is of the order of 1 to 5 pf. and C_2 may fall in the range of 100 to 500 pf. The greater the capacitance of C_2 as compared with C_1 the less will be the feedback signal at the grid of the tube.

This feedback technique is used in the Collins 30L-1 amplifier to match the drive requirement of four cathode-driven 811A tubes to the nominal power output of the S-line exciter (about 100

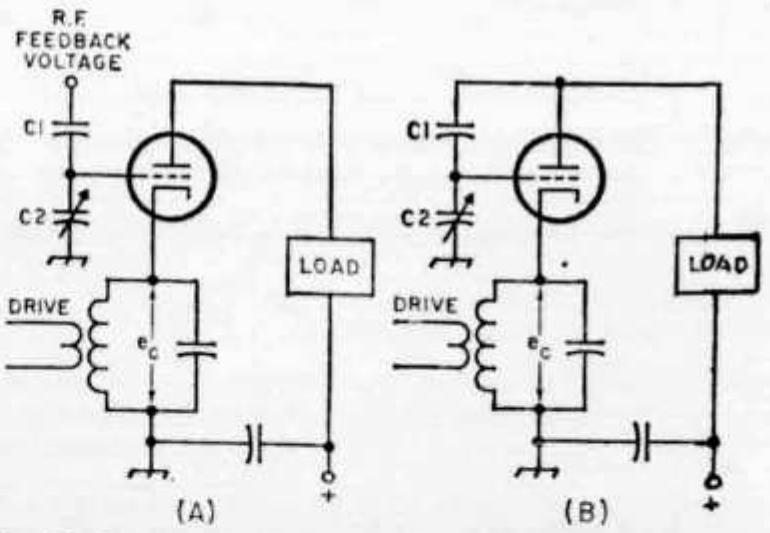


Fig. 7—Plate-circuit feedback. (A) Auxiliary control voltage may be applied to the grid of a cathode-driven stage, either in phase or out of phase with the driving signal. Capacitors C_1 and C_2 form a voltage divider, with grid voltage determined by setting of C_2. (B) Feedback voltage at grid of amplifier may be derived from plate signal, providing negative feedback and increasing drive requirements. Stage gain is decreased and rectified drive-power level is increased. As feedback level is increased, stage must be reneutralized.

watts). The nominal drive requirement of four cathode-driven 811A's is about 50 watts without additional feedback. Sufficient feedback is introduced by the choice of capacitor C_2 to raise the drive requirement of the amplifier to about 100 watts. At the same time, a reduction in intermodulation distortion of about 3 decibels is achieved. The feedback voltage is derived from the plate circuit as shown in Fig. 7B.

It should be noted that use of the grid element of the cathode-driven stage for auxiliary signal injection tends to upset the neutralizing balance of the stage to a degree. This may not be too important with well-shielded tubes used below 30 megacycles, but can become important in the lower reaches of the v.h.f. spectrum. As the power gain of the stage is reduced by decreasing the value of C_2 in Fig. 7, the neutralizing circuit (if any) must be rebalanced for minimum intrastage feedback.

Effect of Grid Impedance

Both the semi-cathode-driven and super-cathode driven circuits may be summarized in the general case shown in Fig. 8, where an impedance Z is placed between grid and ground. Amplifier operation is assumed to be below the self-neutralizing frequency of the tube. It can be shown that when Z is positive (inductive) the amplifier is in a semi-cathode-driven mode and (as compared with a simple cathode-driven amplifier) requires a lower-than-normal value of driving power and exhibits less-than-normal converted drive power. On the other hand, when Z is negative (capacitive) the amplifier is in a super-cathode-driven mode, requiring a higher-than-normal value of driving power and exhibiting more-than-normal converted drive power. An example of an 811A cathode-driven amplifier having both zero and negative grid-impedance

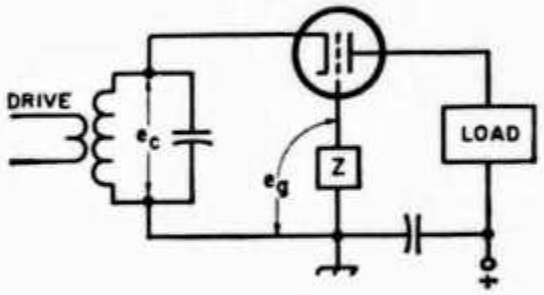


Fig. 8—Grid impedance in cathode-driven amplifier. General case for semi- and super-cathode driven amplifiers is summarized by placement of impedance Z in grid return. Magnitude and sign of Z determine stage gain, converted drive power, and total drive power. For average tubes in h.f. region, Z is usually positive (inductive), making the stage somewhat easier to drive than normal, and also making stage prone to instability and oscillation when external feedback circuits are not controlled. Feedback current (Iz) flows through grid-plate capacitance.

characteristics is shown in Table II. The magnitude and sign of Z, therefore, set the stage for operating parameters of the seemingly simple "grounded-grid" amplifier. Practical limits to the manipulation of impedance Z exist, as large values of impedance prevent effective neutralization of the cathode-driven stage.

Envelope-Modulation Circuits

A number of unorthodox linear amplifier circuits have come into vogue in the past decade (the "ZL-linear," the "Class C" linear, the "G2DAF" linear, etc.), all of which utilize some form of envelope modulation. A subsequent article will deal with these interesting circuits.

The authors wish to thank W. H. McAulay, W6KM and Raymond Rinaudo, W6KEV, for their assistance in the preparation of this article.

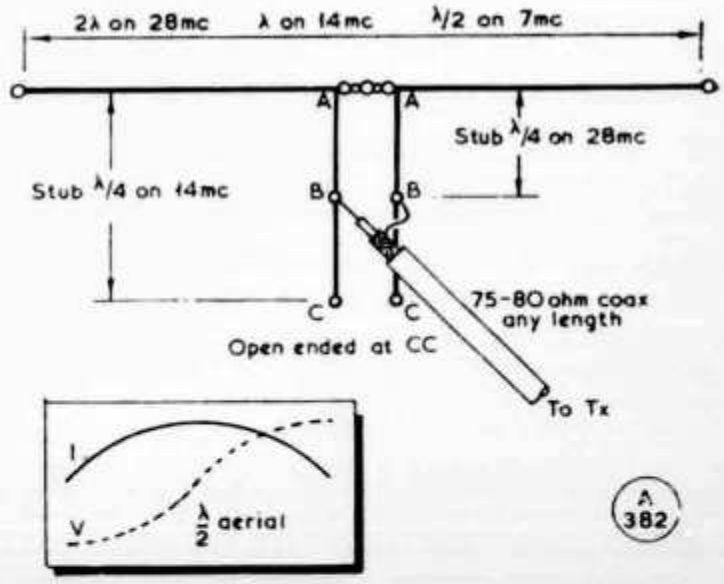
AMERICAN RADIO RELAY LEAGUE

THREE-BAND AERIAL SYSTEM

FOR 40-20-10 METRES, WITH STUB MATCHING

WHERE only one transmitting aerial can be erected, the amateur with limited ground space at his disposal is faced with a problem in making this aerial operate efficiently on all bands. The problem is complicated if the line of the aerial cannot be orientated in a direction favourable to propagation along the general DX paths.

The aerial described here has proved to be very satisfactory for multi-band operation, and its performance on DX has been outstanding. Local conditions of terrain, height and obstructions play a big part in aerial performance, and it is not suggested that this one is necessarily the best for a particular situation. But whatever the conditions, it might be worth trying, as the construction is simple. The height is about 30ft. only. The mast end is on a halyard, so that the aerial can be



General layout and coupling system for the three-band aerial discussed in the text. It can also be used on the LF bands with "feeders tied". As explained in the article, the aerial must be erected in such a way that one end at least can be conveniently lowered.

raised and lowered easily.

Ability to bring the centre of the " flat-top " to within reach is an essential feature, as will be seen later.

Multi-Band Requirements

Use for Top Band dictates that the aerial be as long as possible, since the lengths of 50 to 100ft. generally feasible in most situations only represent a fraction of the wavelength, and anything less is not of much use except for local contacts. Much the same considerations apply to the 80-metre band. No appreciable control of directivity can be achieved on either of these bands, and the usual practice is employed of tying the feeder ends together at the transmitter end, and working the whole thing against ground. On 7 and 14 mc, however, dipole horizontal tops become practicable, and even the 66-ft. top requisite for a 7 mc dipole can be achieved at most locations.

Unless a dipole can be erected approximately N-to-S it is not the best form of aerial for the DX bands 14 to 28 mc. On the contrary, some form of long-wire aerial is desirable at these frequencies, in order to bring lobes to bear in the required directions.

As the LF section of 7 mc is becoming useful again as a DX band, a dipole top cut for Forty will be worth having for general operation on it, irrespective of aerial direction.

Assuming, then, that a 66-ft. top is erected, its operation on 14 and 28 mc as a full-wave and two-full-wave aerial respectively will provide a more desirable lobe distribution, whilst operation on 1·7 and 3·5 mc with the feeders tied and operated against ground will give reasonable efficiency for local working.

The problem therefore resolves itself into one of feeding the aerial efficiently on the three HF bands.

Feeding and Matching

The use of tuned feeders has always been viewed with distaste because at HF it is difficult to avoid losses, and to maintain balance—particularly with end-fed aerials and aerial coupling coils and tuning condensers—becomes difficult for multi-band operation. Also, at full p.e.p. output the tendency to condenser flash-over is a nuisance, necessitating wide spacing and bulk in the ATU.

Current feed, using a simple untuned link to the PA tank and a coaxial feeder, connecting into a current loop point on the aerial, is modern, simple and efficient.

Consideration of the application of this method to an all-band system led to the conclusion that a compromise was necessary, either in respect of efficiency or convenience. It was decided to maintain efficiency, and the sacrifice lies in the fact that in order to change the working band it is necessary to go outside and shift the position of the aerial end of the coax feeder.

Design of the Feeder

Above is shown a 66-ft. 7 mc dipole and the current distribution along its length. A current loop at the centre enables the feeder to be attached at that point, using low-impedance (75-ohm) coaxial cable.

The same top used on 14 or 28 mc has a current distribution such that the centre becomes a current node (voltage loop) and the low-impedance feeder cannot be attached at this point. If it is, the PA refuses to load up, because of the violent mis-match. Obviously the coax can be applied if the point of feed can be moved a quarter-wavelength (at the frequency to be used) away from the centre.

This can be accomplished by inserting a stub a quarter-wavelength long at the centre of the aerial, connecting the feeder to the other end. The effect is the same as adding another half wave into the aerial, except that since it is folded, the added portion will be non-radiating. However, two different stub-lengths are necessary for the 14 and 28 mc bands, the length of the former being approximately twice that for the latter. This led to trying out the idea shown in here, in which the open-ended stub is about a quarter-wavelength long on 14 mc and hangs vertically from the top portion.

For 7 mc operation the stub is not required, and the coaxial feeder is attached at points AA.

For 28 mc the point of attachment is BB (quarter-wave at 28 mc below the centre) whilst for 14 mc the whole stub length is required and the feeder connects at CC.

The presence of the unused portion of the open stub at 7 and 28 mc has no effect on the functioning of the system. The stub comprises an open-wire twin-line of 16-gauge wire spaced to 3in.

The top or dipole section of the aerial was designed for 28,500 kc because it is best to cut the roof to the length necessary for the *highest* frequency band.

Since on 10 metres the top is two wavelengths long, the actual physical length is somewhat shorter than four times the length for a dipole at this frequency, owing to end effect.

The length may be calculated from the usual formula:

$$L\ (\text{ft.}) = \frac{492\ (N - 0{\cdot}05)}{\text{Freq. (mc)}}$$

Where N = the number of half-waves in the top (4 for 28 mc). The stub length is given by:

$$L\ (\text{ft.}) = \frac{234}{\text{Freq. (mc)}}$$

The stub length is actually made 17ft., so that on 14 mc the feeder taps on a few inches above the bottom end.

Adjustment and Operation

Begin with 28 mc. Attach the coax feed line to a point roughly half-way down the stub, inserting an RF ammeter in series with one side of the coax at this point.

The clips are now moved above and below this position about 2in. at a time until maximum current is indicated. At each setting the coupling of the PA tank circuit link is adjusted for constant power input to the PA. The stub wires are marked when the correct position of attachment is found. The same process is employed to determine the position for 14 mc with the feeder clipped on near the bottom.

Automatischer Morsegeber

Von Guenter Ruehr, OH2KT

Der hier beschriebene Morsegeber, der je nach gespeichertem Text bis fast 100 Transistoren enthält, kann aus dem „Gedächtnis" eine Reihe von etwa 20 Morsebuchstaben geben. Er eignet sich z. B. als CQ-Geber. Er erfordert zum Betrieb eine Spannung von 6 V und je nach verwendetem Relais 30 bis 100 mA.

Das einzige bewegliche Teil dieses Automaten ist das Tastrelais, das sich aber auch durch eine Transistorschaltung ersetzen läßt. Den eingespeicherten Text kann man durch Umlöten der Transistoren oder sogar durch Umschalten ändern. Das Gerät unterliegt, vom Tastrelais abgesehen, keinerlei Abnutzung und eignet sich auch für robusten Betrieb. Im Vergleich zu einem mechanischen Geber wird es allerdings noch teurer, doch sinken die Transistorpreise laufend, so daß sicher bald die elektronische Lösung vorteilhafter sein wird.

Funktionsprinzip

Das Gerät enthält zwei Umschalter mit acht Stellungen **(Abb. 1)**. Der erste schreitet im Takt der Impulsfrequenz eines Mutteroszillators vorwärts, der zweite hält die vollen Umläufe des ersten. Die Felder der Umschalter sind zu einer Matrix zusammengeschaltet.

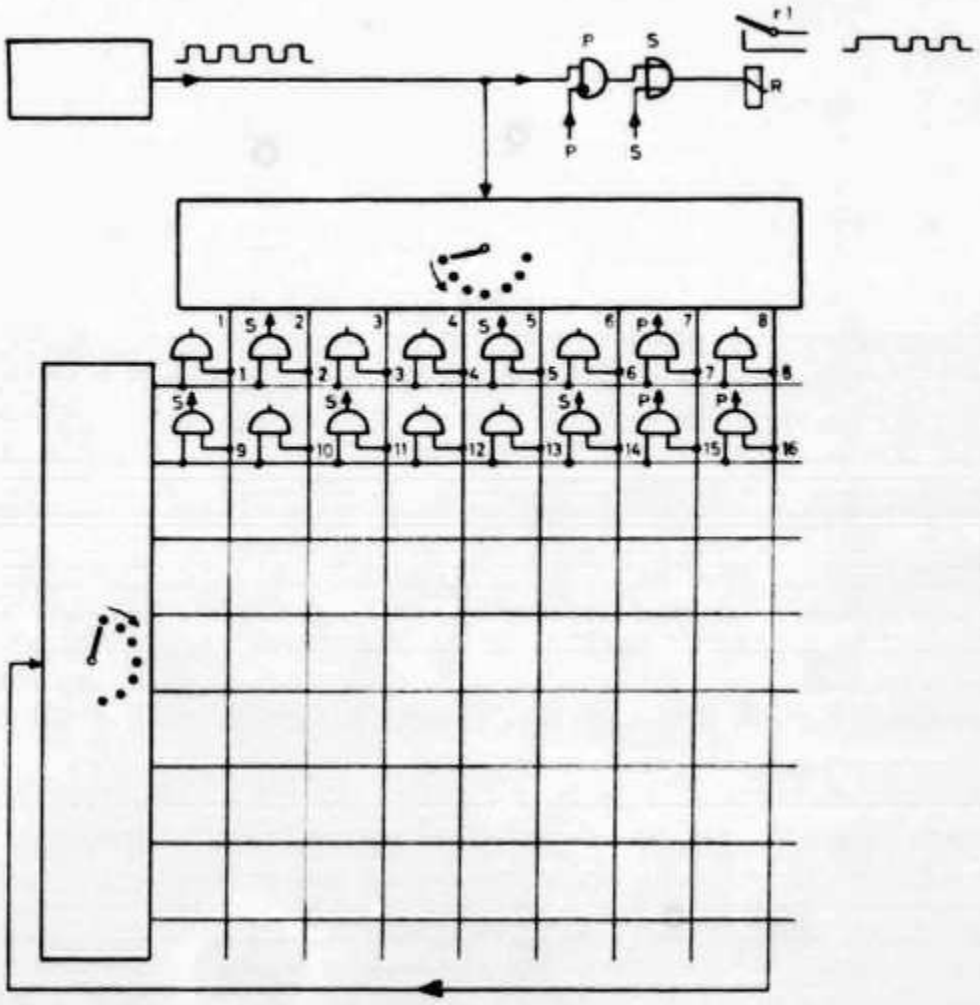


Abb. 1. Das Funktionsprinzip

Der Kreuzungspunkt, in dem beide Drähte gleichzeitig Spannung führen, bewegt sich in jeder Reihe von links nach rechts und tastet nach Vollendung einer Reihe die darunterliegende auf gleiche Weise ab, wie bei geschriebenem Text. In jedem Kreuzungspunkt ist ein UND-Gatter angebracht. Es gibt nur dann eine Ausgangsspannung, wenn seine beiden Eingänge gleichzeitig Spannung führen.

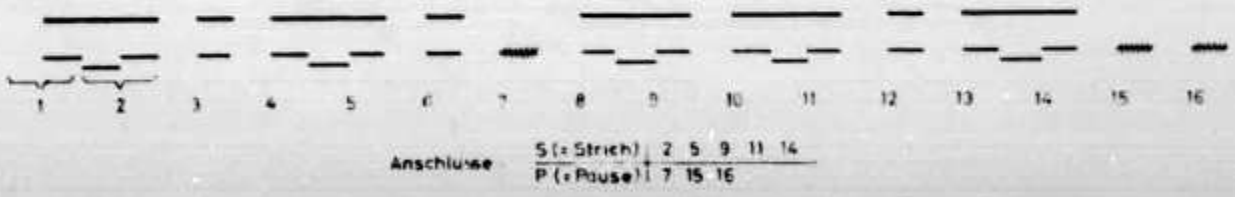


Abb. 2. Das Entstehen der Morsezeichen aus den Grundimpulsen

Die Impulsfrequenz des Mutteroszillators entspricht einer fortlaufenden Punktreihe **(Abb. 2)**. Wenn ein Strich gesendet werden soll, muß die Unterbrechung (zwischen zwei Punkten) unterdrückt werden. Ebenso ist beim Buchstabenabstand ein Punkt zu unterdrücken. Weil die Längen aller Zeichen und Pausen ungerade Vielfache der Grundzeit I ½ sind, sind die Punkte und die Pausen zwischen den Elementen eines Morsezeichens immer im richtigen Takt und erfordern keine weiteren Maßnahmen. In Abb. 1 sieht man rechts oben zwei Gatter. Das mit P bezeichnete ist ein UND-Gatter mit einem invertierten Eingang. Eine diesem Eingang zugeführte Spannung hat zur Folge, daß das Gatter undurchlässig wird: Eine Pause entsteht. Ohne zugeführte Spannung wird die vom Mutteroszillator kommende Impulsreihe durchgelassen und hat eine fortlaufende Punktreihe zur Folge. Das Gatter S ist ein ODER-Gatter. Eine seinem zweiten Eingang zugeführte Spannung bewirkt einen Strich. Ansonsten wird ebenfalls die Grundimpulsreihe weitergegeben. Das Relais erzeugt also eine Punktreihe, wenn den Gattern keine Spannungen zugeführt werden. Zur Zeichenbildung werden nun die an den Kreuzungspunkten der Matrix befindlichen UND-Gatter je nach gewünschtem Zeichen mit dem P- oder dem S-Gatter verbunden. In der beschriebenen Weise entstehen dann Striche und Pausen. Die Pause zwischen zwei Wörtern erhält man durch Verbinden zweier aufeinanderfolgender Stellen der Matrix mit dem P-Gatter.

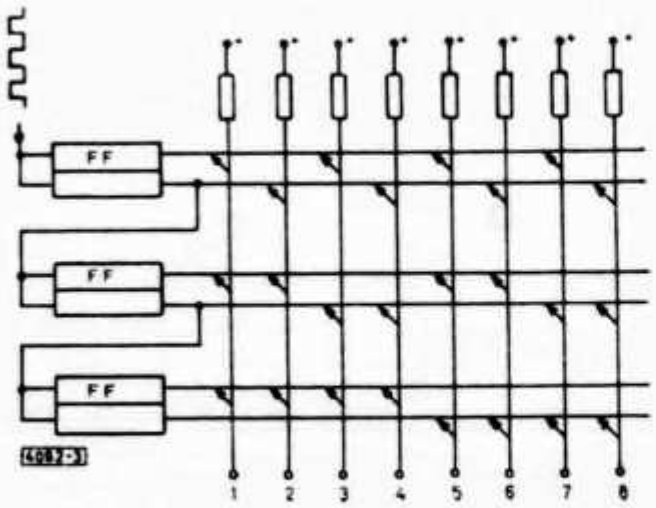


Abb. 3.
Achtstelliger elektronischer Umschalter

Baugruppen

Die achtstelligen Umschalter **(Abb. 3)** kann man mit drei bistabilen Multivibratoren (Flipflops, **Abb. 4**) und acht Dioden realisieren. Der Flipflop (FF) hat zwei stabile Stellungen. Er schaltet um, wenn an seinen Eingang ein Impuls gegeben wird. Er teilt also die Impulszahl durch zwei, denn er hat nach jedem zweiten Impuls wieder seine Ausgangsstellung erreicht. Mit drei FFs erhält man also $2^3 = 8$. Mit den Dioden erzielt man die acht Stellungen in der Weise, daß jedem der acht Schaltzustände der FF-Kette Pluspotential an einer Vertikalschiene entspricht.

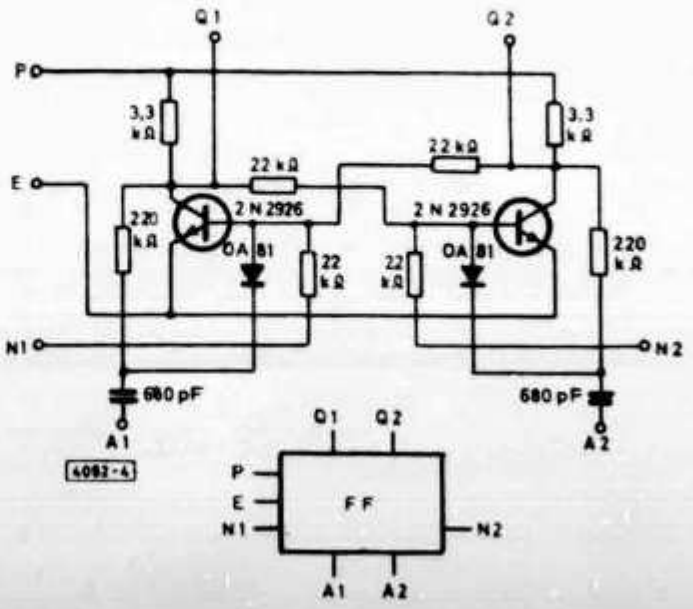


Abb. 4.
Der Flipflop

Die UND-Gatter an den Kreuzungspunkten der Schienen kann man mit drei Dioden und einem Widerstand aufbauen. Da ein Transistor das gleiche leistet, wurden hier Transistoren verwendet. Die Matrix nimmt damit die in **Abb. 5** gezeigte Gestalt an. Die Transistoren fordern, um leitend zu werden, an der Basis eine gegenüber dem Emitter positive Spannung. Der Horizontalumschalter gibt einem Vertikaldraht negative Spannung, der Vertikalumschalter einem Horizontaldraht positive Spannung. Nur der im Kreuzungspunkt dieser beiden Drähte liegende Gatter-Transistor leitet, alle anderen bleiben gesperrt.

Die Buchstaben a ... f und $\overline{a}$ ... $\overline{f}$ an den Dioden bezeichnen die entsprechenden Ausgänge der FF-Stufen. Die Ziffern an den Kollektoren numerieren die Kreuzungspunkte, d. h. die Stellen der Matrix. Sie sind je nach gefordertem Zeichen mit den Eingängen der Gatter P und S zu verbinden.

Der Autor hat zu diesem Zweck zwischen die Horizontaldrähte noch jeweils zwei Drähte für P und S gelegt, die am Rande der Schaltung miteinander verbunden sind. Auf diese Weise war zwar der Platzbedarf recht groß, aber Änderungen lassen sich leichter durchführen. Man kann natürlich für das Gerät

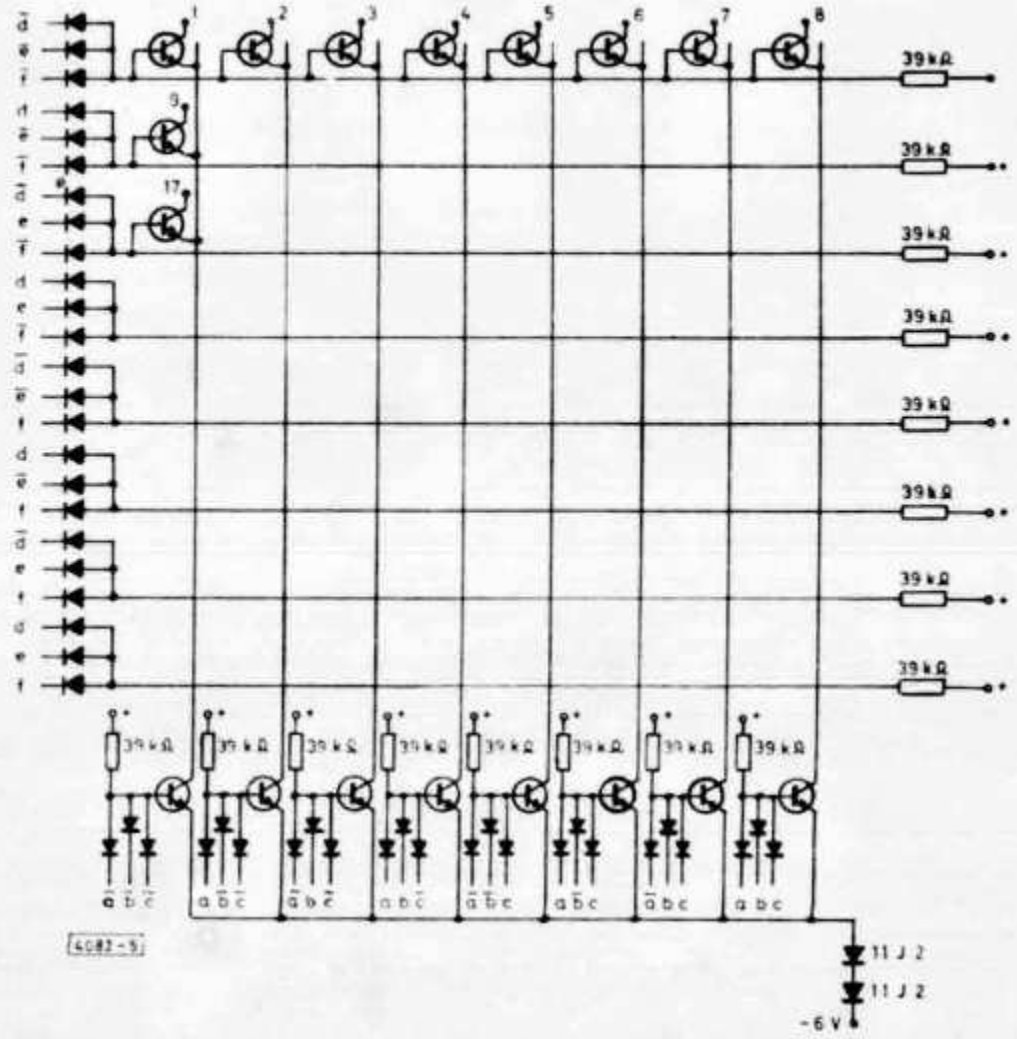


Abb. 5. Schaltung der Matrix

eine gedruckte Schaltung auf zweiseitig kupferkaschiertem Trägermaterial herstellen. Es besteht die Möglichkeit, durch Einbau von dreipoligen Umschaltern den Matrizeninhalt frei wählbar zu machen.

Abb. 6 zeigt Pulsgenerator, FF-Kette, Torschaltung und Relaisstufe. Für die Geschwindigkeitsregelung wurde ein Tandempotentiometer benutzt. Zum Ausgleich der Toleranz des Tandempotentiometers erhält eine Hälfte ein Einstellpotentiometer in Reihe geschaltet. Gehörmäßig kann man die Symmetrie einstellen.

Die beiden Gatter sind sehr einfach: Negatives Potential am P-Eingang macht den ersten OC 76 leitend, so daß die Impulse die Relaisstufe nicht erreichen. Negatives Potential am Eingang S macht den Relaistransistor leitend, unabhängig von den ankommenden Impulsen.

Als Transistor dienen beim Verfasser billige plastikgekapselte Silizium-

transistoren. Die Typen 2 N 3711 und 2 N 2926 eignen sich gleich gut. Damit wurde das Gerät gemischt bestückt. Jeder andere Transistor eignet sich sicher ebenso gut. Das Tastrelais ist ein kleines Schutzgaskontaktrelais, das ausreichend schnell ist. Die Geschwindigkeit des Gebers läßt sich zwischen etwa 20 und mehr als 300 Bpm einstellen. Bemerkt sei noch, daß das Gerät nach Abschalten immer mit dem Abtasten der Matrix vom Anfang her beginnt. Dafür

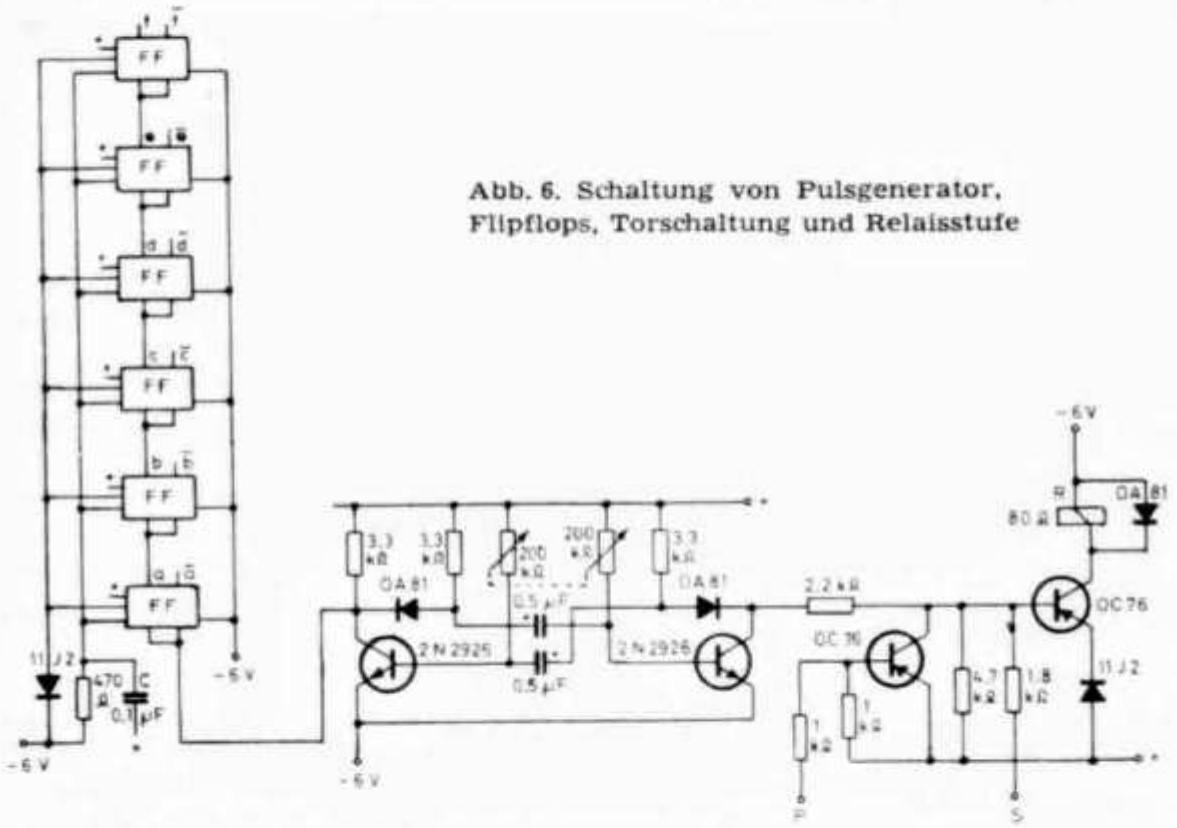


Abb. 6. Schaltung von Pulsgenerator, Flipflops, Torschaltung und Relaisstufe

sorgt der Kondensator C, durch dessen Einfluß sich beim Einschalten alle FFs in die Nullstellung bringen. Man kann also z. B. beim CQ-Rufen immer einmal hineinhören und bei Anruf den CQ-Ruf unterbrechen, ohne dann später verstümmelte CQs oder Rufzeichen zu produzieren.

Literatur

Raimo Kolkki: Automaattinen Morseanturi, Radioamatööri 6, 1965, S. 128 ff.

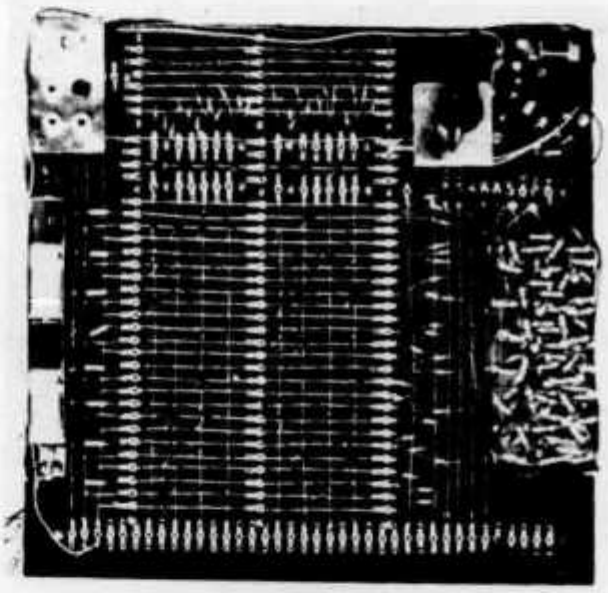


Abb. 7. Der praktische Aufbau der beschriebenen Automatik

„Das DL-QTC"

KOX, die VOX für RTTY

Von Uli Stolz, DJ 9 XB

Wohl jeder kennt vom SSB-Betrieb her die VOX (voice operated transmission) und die dazugehörige Anti-Trip. Und jeder weiß, wie praktisch es ist, wenn man ohne Umschalten einfach „loslegen" kann. Interessante, schnell hin und her gehende Gespräche werden erst so möglich. Warum sollte es so etwas nicht auch für RTTY geben? Man fängt einfach zu schreiben an, und die Station schaltet automatisch von Empfang auf Senden um.

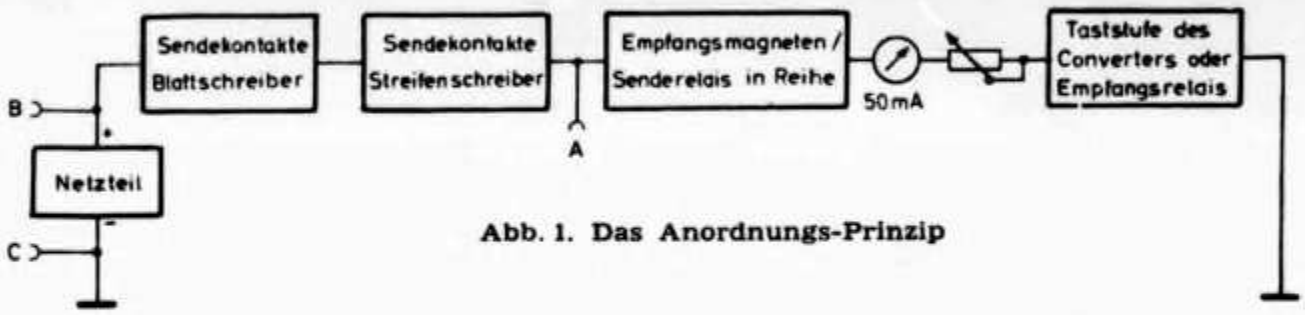


Abb. 1. Das Anordnungs-Prinzip

Jerry Hall, K 1 PLP, entwickelte eine einfache Schaltung, die er KOX nannte (keyboard operated transmission [1]). Die Schaltung spricht an, wenn der Fernschreibstrom durch die Sendekontakte des Blatt- oder Streifenschreibers unterbrochen wird, erregt ein Relais, welches das Sende/Empfangsrelais umschaltet. Eine einstellbare Zeitkonstante hält das Relais für eine kurze Zeit nach Beendigung des Schreibens geschlossen. Voraussetzung ist, daß nach **Abb. 1** Netzteil, Sendekontakte des Blatt- und/oder Streifenschreibers, Empfangsmagneten, Einstellpotentiometer und Taststufe oder Relais des Converters in Serie geschaltet sind. Es müssen nicht alle in Abb. 1 eingezeichneten Elemente vorhanden sein, die Reihenfolge der verbleibenden ist aber auf jeden Fall einzuhalten, damit die Schaltung einwandfrei arbeitet. Die Punkte A, B und C entsprechen denen in **Abb. 2.** Der maximale Stromverbrauch liegt bei 10 mA bei 120 Volt, er kann also meist dem vorhandenen Netzteil entnommen werden.

Wenn die Sendekontakte geschlossen sind, liegt am Punkt A und damit am Eingang der KOX die volle Gleichspannung. Werden die Kontakte geöffnet,

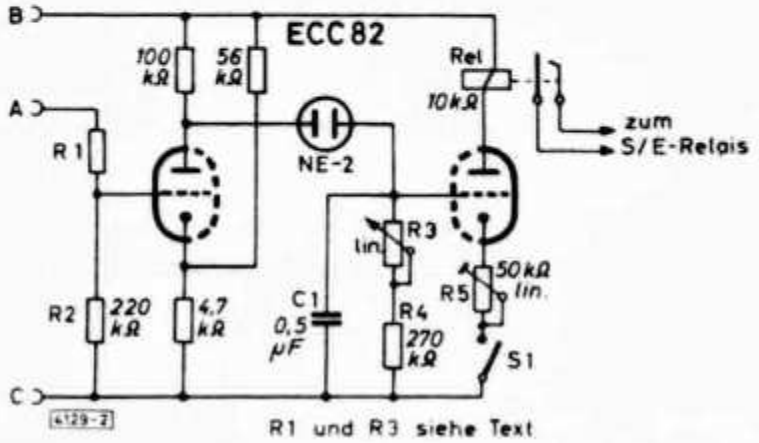


Abb. 2.
Die Schaltung der KOX

sinkt die Spannung plötzlich auf Null ab. Dabei ist es gleichgültig, daß die Spannung sofort wieder ansteigt und sich fortwährend im Sinne des Fernschreibrhythmus ändert. Das einmalige Absinken genügt, und sei es noch so kurz, um die Taststufe der KOX ansprechen zu lassen. Durch die eingebauten Zeitkonstanten bleibt die Station eine zeitlang in Stellung „Senden". In jedem Zeichen kommt Space (kein Strom) mindestens einmal in Form des Startschrittes vor, die KOX wird also immer wieder angeregt.

Wird nun empfangen, der Fernschreibstrom also durch die Taststufe oder das Empfangsrelais des Converters unterbrochen, ändert dies nichts am Zustand der KOX, sie wird nicht angeregt, denn am Punkt A liegt immer noch die volle Gleichspannung. Die Verbindung von A zum Netzteil ist ja nicht unterbrochen. Eine Anti-Trip, wie bei SSB, ist also nicht erforderlich. Hier zeigt sich auch, wie wichtig die Reihenfolge der Anordnung der Elemente im Fernschreibstromkreis ist.

Die Schaltung

Abb. 2 zeigt die vollständige Schaltung der KOX, einfacher geht's nicht. Sie arbeitet mit einer Eingangsspannung, die zwischen 12 und 250 Volt liegen kann. Die erste Hälfte der ECC 82 arbeitet als Umkehrstufe. Mit dem Spannungsteiler R 1 und R 2 ist die Spannung am g 1 einzustellen, etwa 12 Volt (siehe Einstellungen). Wenn nicht geschrieben wird, liegt eine positive Vorspannung am g 1, es fließt Anodenstrom, und die Anodenspannung liegt unter der Zündspannung der Glimmlampe. Fehlt beim Schreiben die Eingangsspan-

nung, wird das g 1 negativ, es fließt kaum noch Anodenstrom, folglich steigt die Anodenspannung an, und die Glimmlampe zündet. Dadurch gelangt eine positive Spannung an das g 1 der zweiten Hälfte der ECC 82, und gleichzeitig wird C 1 aufgeladen. Auf Grund der positiven Gittervorspannung fließt Anodenstrom, und das Relais zieht an. Erlischt die Glimmlampe wieder (Stellung Mark), liegt an C 1, also auch am g 1, immer noch eine positive Spannung, das Relais bleibt angezogen. Erst wenn sich C 1 über R 3 und R 4 entladen hat, fällt es ab. Mit R 3 kann also die Abfallzeit eingestellt werden (für 0,5 bis 4 s Abfallzeit = 2,5 MΩ, bis 20 s = 10 MΩ; der Wert ist etwas abhängig von der Höhe der Spannung am Punkt B). Mit R 5 können die Empfindlichkeit eingestellt und Röhrenalterung ausgeglichen werden. R 5 wird einmalig eingestellt, er braucht also nicht an der Frontplatte zu liegen. Mit S 1 läßt sich die KOX außer Betrieb setzen.

Einstellungen

Nach Beendigung der Verdrahtung und des Anschlusses an den Fernschreibstromkreis wird R 5 etwa in die Mitte gestellt und S 1 angeschlossen. R 1 ist nun zu ermitteln. Man beginnt mit einem Wert von 1 MΩ für jede 100 V Gleichspannung an B. Nun wird das Netzteil eingeschaltet. Die Glimmlampe muß ganz erloschen sein, wenn nicht, ist R 1 zu verkleinern. R 1 soll möglichst groß sein, die Glimmlampe muß aber ganz erlöschen. Diese Einstellung ist nicht kritisch. Nun wird R 5 so eingestellt, daß das Relais anzieht, dann zurückgedreht, bis es gerade abfällt. Anschließend wird R 3 auf den kleinsten Wert eingestellt und die Buchstaben-Taste einmal gedrückt. Das Relais muß sofort anziehen und nach einem kurzen Moment wieder abfallen. Bleibt es geschlossen, muß R 5 noch etwas zurückgedreht werden. Nun wird R 3 etwas aufgedreht und die Buchstaben-Taste wieder einmal gedrückt. Diesmal muß das Relais etwas länger geschlossen bleiben. In jeder Stellung von R 3 muß nach einmaligem Drücken der Buchstaben-Taste (die kürzeste Unterbrechung des FS-Stromes) das Relais anziehen und nach einiger Zeit abfallen. Falls dies nicht der Fall ist, muß man R 5 verändern. Mit R 3 läßt sich dann während des Betriebes jede gewünschte Abfallzeit einstellen.

Betrieb

Die Relais haben natürlich eine kleine Ansprechzeit. Darum wird der erste übermittelte Buchstabe bei der Gegenstation verstümmelt ankommen (bei SSB fehlt auch immer die erste Silbe). Am besten drückt man zu Anfang zwei Mal die Buchstaben-Taste, ein Mal, um den Sender einzuschalten, das zweite Mal, um die Maschine der Gegenstation auch in Stellung „Buchstaben" zu bringen. Auch Lochstreifen, die ebenfalls den Sender einschalten, beginne man mit einigen „BU".

Mancher OM, der, wie es der Verfasser auch zu Anfang tat, nach dem etwas langsamen „Adlersystem" schreibt (erst kreisend suchen, dann zustoßen), wird sich daran gewöhnen müssen, bei längerem „Kreisen" öfters zwischendurch die Buchstaben-Taste zu drücken, damit der Sender nicht abfällt (wie die SSB'ler „Äää" und „Emmm" sagen müssen). Nebenbei gesagt, erhöhen die vielen BUs auch die Lesbarkeit bei der Gegenstation (im Gegensatz zu den „Äää's" der SSB-Stationen). Sonst müßte die Abfallzeit auch so lang eingestellt werden, daß die Umschaltung am Ende einer Sendung länger dauert als mit einem Handschalter!

Der Verfasser hofft, mit diesem Artikel einen nützlichen Beitrag zur längst fälligen Verbesserung der Betriebstechnik bei RTTY geleistet zu haben.

Literatur

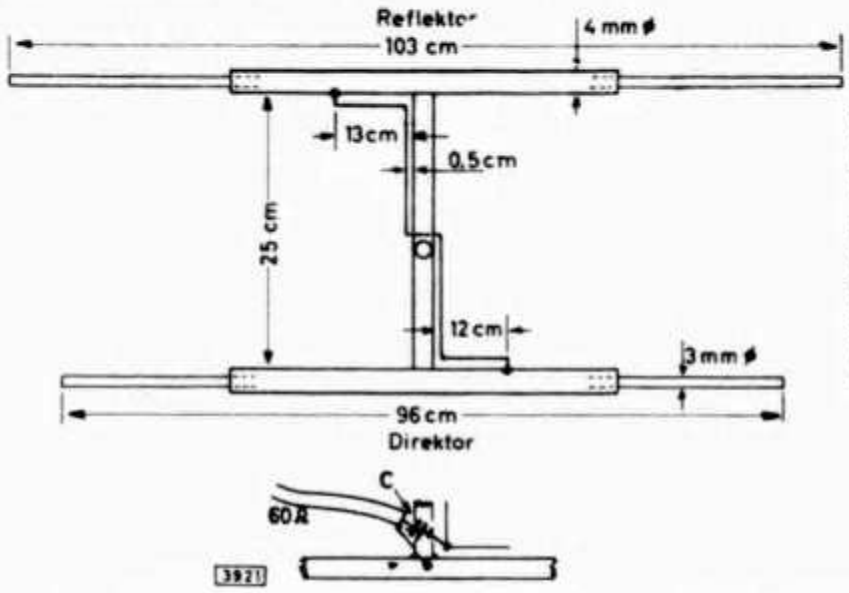
[1] Jerry Hall, K 1 PLP: KOX, Electronic Ultra-Fast Break on RTTY, in RTTY Journal, Febr. 68

Der HB 9 CV-Beam für 2 m

Von H.-J. Dierking, DJ 6 CA, 449 Papenburg, Mühlenstr. 25

Wiederholt hört man auf dem 2-m-Band, daß der HB 9 CV-Beam wenig bekannt ist. Deshalb sollen die Erfahrungen und Einzelheiten hier beschrieben werden.

Der HB 9 CV-Beam wird schon häufig auf 20, 15 und 10 m benutzt, und er hat einen beträchtlichen Gewinn. Dieser Richtstrahler ist ein 2-Element-Beam, bei dem beide Elemente phasenverschoben gespeist werden. Aus der **Abb.** sind die Maße des HB 9 CVs zu entnehmen.



Die einzelnen Rohre werden ineinander geschoben und zusammengelötet. Dann wird die ganze Antenne mit farblosem Lack wetterfest gemacht. Der Trimmer C (3 . . . 30 pF, Philips-Lufttrimmer) dient zum Einstellen des Stehwellenverhältnisses auf 1 : 1.

Im Vergleich zu einer käuflichen 4-Element-Antenne hat dieser Beam laut Messung den gleichen Gewinn, etwa 6—7 dB, gegenüber einem Dipol. Der beschriebene Beam hat den Vorteil, daß er kleiner, leichter und durch die geringe Elementstärke sehr unauffällig ist, was bei Mobil- und Portable-Betrieb sowie Fuchsjagd eine große Rolle spielt. Ebenfalls ist von Bedeutung, daß beim HB 9 CV, durch seine horizontale Polarisation, das Flatter-Fading gegenüber einem $\lambda/4$-Strahler wesentlich geringer ist, wenn man fährt.

Mit diesem Richtstrahler wurden schon Entfernungen von ca. 200 km bei normalen UKW-Bedingungen mit etwa 4 W PEP überbrückt (Rapport R 5, S 6 . . . 7). Das Vor-Rückwärtsverhältnis ist nicht sehr hoch (günstig für Mobilbetrieb).

Vom Elektron zum Schwingkreis (3)

Eine praktische Einführung in die theoretischen Grundlagen der Amateurfunktechnik

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

Antworten auf die Übungsfragen aus Heft 2

1. Serienschaltung
2. Parallelschaltung
3. Er wird größer (proportional)
4. Er wird kleiner (umgekehrt proportional)
5. nein
6. Silber
7. Quecksilber
8. Ohm
9. 106,3 cm
10. 1 qmm
11. 100 A
12. 1,5 V
13. 40 Zellen zu je 1,5 V
14. 500 mA
15. $R = \frac{\varrho \cdot l}{F}$
16. Länge = m, Materiakonstante = ϱ, Querschnitt = qmm, Widerstand = Ohm.

Liebe OMs! Das war bestimmt nicht allzu schwer, weil man ja im Zweifelsfalle den Text zu Rate ziehen kann. Auch ein erfahrener, benachbarter OM gibt Ihnen sicher gerne Auskunft nach der alten Regel: „Der Amateur ist hilfsbereit".

Nun müssen wir die Widerstandsformel aus dem letzten Heft anwenden lernen:

OM Waldheini findet in seiner Bastelkiste eine Spule Silberdraht. Der Draht ist 62,5 m lang und hat 1 qmm Querschnitt. Welchen Widerstand hat der Draht?

Wir setzen in die Formel ein: $l = 62{,}5$ m, $F = 1$qmm. Für Silber finden wir in der Tabelle einen spezifischen Widerstand von $\varrho = 0{,}016$.

$$R = \frac{l \cdot \varrho}{F} = \frac{62{,}5 \cdot 0{,}016}{1} = 1{,}0000\ \Omega$$

Damit hat OM Waldheini einen genauen, aber teuren Normalwiderstand von 1 Ω.

Ein anderes Mal hat er eine Spule aus einem alten Lautsprecher herausgeschraubt. Der Kupferdraht ist 850 m lang und hat einen Durchmesser von 0,10 mm.

Wir müssen erst den Querschnitt berechnen. Die Querschnittsfläche des kreisförmigen Drahtes ist $F = r \cdot r \cdot 3{,}14$ ($r^2 \cdot \pi$). Der Radius ist gleich dem halben Durchmesser. Wir rechnen: $F = 0{,}05 \cdot 0{,}05 \cdot 3{,}14$ qmm $= 0{,}0025 \cdot 3{,}14$ qmm $= 0{,}00785$ qmm.

Die Fläche F, die Länge l und der spezifische Widerstand werden in die Formel eingesetzt:

$$R = \frac{850 \cdot 0{,}017}{0{,}00785} = 850 \cdot 0{,}017 : 0{,}00785$$
$$= 14{,}45 : 0{,}00785 = 1840{,}76\ \Omega$$

OM Waldheinis Lautsprecherspule hat also einen Widerstand von rund 1840 Ω.

Rückblickend können wir den elektrischen Widerstand als Bremse für die Elektronen auffassen. Die Bremse eines Autos wird beim Betätigen warm. Ebenso wird jeder Widerstand beim Durchfluß eines Elektronenstromes erwärmt. Durch die Erwärmung verändert sich auch der Wert des Widerstandes. Warme Metalle haben einen höheren Widerstand als kalte Metalle. Lediglich bei Kohle und einigen besonderen Materialien ist es umgekehrt. Ihr Widerstand sinkt beim Erwärmen und vermindert sich.

Elektrischer Widerstand (Elektronenbremse) (10)

Maßeinheit: 1 Ohm Abkürzung: 1 Ω

Vielfache

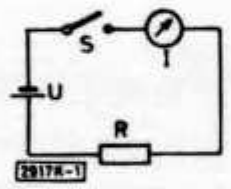
1000 Ohm = 1 Kiloohm = $1 \cdot 10^3$ Ohm = 1 kΩ

1 000 000 Ohm = 1 Megohm = $1 \cdot 10^6$ Ohm = 1 MΩ

Teile:

1/1000 Ohm = 1 Milliohm = $1 \cdot 10^{-3}$ Ohm = 1 mΩ

Um die gegenseitige Abhängigkeit der Spannung, der Stromstärke und des Widerstandes kennenzulernen, bauen wir aus Monozellen, einem Strommesser, Widerständen und einem Schalter einen Stromkreis auf. Der Schalter gestattet uns, den Kreis beliebig zu schließen und zu öffnen (Abb.).



Bei der ersten Versuchsreihe verwenden wir einen Widerstand von 15 Ω. Zuerst legen wir eine Monozelle mit einer Spannung von U = 1,5 V in den Kreis und schalten ein.

Wir lesen am Strommesser (Amperemeter) einen Strom I von 0,1 A ab.

Nach dem Ausschalten verwenden wir als Spannungsquelle zwei hintereinandergeschaltete Monozellen mit U = 3 V. Wir messen jetzt I mit 0,2 A.

Beim dritten Versuch schalten wir drei Zellen hintereinander und speisen mit U = 4,5 V den Kreis. Der Strom I wird jetzt mit 0,3 A gemessen.

Wir fassen die drei Versuchsergebnisse in folgender Tabelle zusammen:

Widerstand R = 15 Ω	
Spannung U	Strom I
1,5 V	0,1 A
3,0 V	0,2 A
4,5 V	0,3 A

Wir merken: (11) Je höher die Spannung, desto stärker wird der Strom. Spannung und Strom sind bei gleichbleibendem Widerstand direkt proportional.

Für die zweite Versuchsreihe belassen wir die drei Zellen mit U = 4,5 V ständig in der Schaltung, werden aber den Widerstand ändern.

Zunächst wiederholen wir den letzten Versuch und messen bei R = 15 Ω einen Strom I von 0,3 A.

Nun tauschen wir den Widerstand gegen einen solchen von R = 30 Ω aus. Nach dem Einschalten messen wir am Amperemeter I mit 0,15 A.

Zuletzt wird der Versuch mit R = 45 Ω unternommen. I läßt sich mit 0,1 A messen.

Die letzten drei Versuchsergebnisse stellen wir tabellarisch dar:

Spannung U = 4,5 V	
Widerstand R	Strom I
15 Ω	0,3 A
30 Ω	0,15 A
45 Ω	0,1 A

Wir merken: (12) Je größer der Widerstand, desto schwächer wird der Strom. Widerstand und Strom sind bei gleichbleibender Spannung umgekehrt proportional.

Übungsfragen

1. **Nach welcher Formel berechnet sich der Querschnitt eines Drahtes aus dem Radius?**
2. **Wie berechnet sich der Radius aus dem Durchmesser?**
3. **Mit welcher mechanischen Anordnung läßt sich der Widerstand vergleichen?**
4. **Wie verändert sich der Widerstand einer Glühbirne mit metallischem Wolframfaden beim Einschalten?**
5. **Wie verändert sich der Widerstand einer Kohlenfadenlampe beim Einschalten?**
6. **Wie verhalten sich Spannung und Strom im Stromkreis zueinander?**
7. **Wie verhalten sich Widerstand und Strom im Stromkreis zueinander?**

Rechenaufgaben

8. **Ein Nickelindraht (ϱ = 0,42) hat einen Querschnitt von 0,05 qmm und ist 2,5 m lang. Berechne seinen Widerstand!**
9. **Eine Spule ist mit Kupferdraht von 0,08 mm Durchmesser und 2512 m Länge bewickelt. Berechne den Widerstand! (ϱ = 0,017)**
10. **OM Waldheini will sich eine 42 m lange Antenne mit möglichst geringem Widerstand aufhängen. Er hat Kupferdraht mit 1,5 qmm Querschnitt (ϱ = 0,018) und Aluminiumdraht mit 2,5 qmm Querschnitt (ϱ = 0,029) zur Auswahl. Welchen Draht nimmt er, und welchen Widerstand hat dann seine Antenne?**

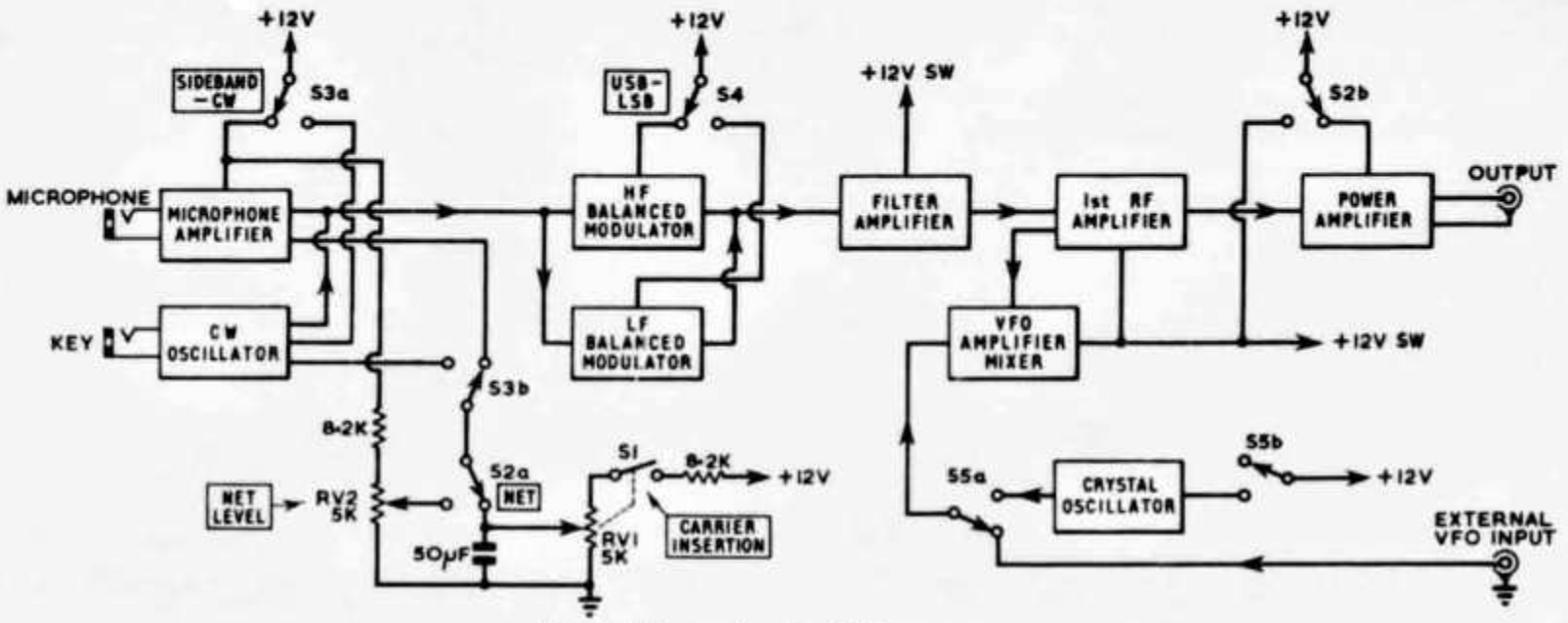


Fig. 1. The exciter block diagram.

A Simple Solid State Sideband Sender

By W. B. HARTOG, G3JEJ*

SOME time ago I despaired of taming my first sideband rig, a simple filter affair, similar to the Imp. One of the most irritating faults of this transmitter was drifting of the carrier null setting, which appeared to be mainly a result of the heating effect of valves adjacent to the oscillator. A successor was therefore considered, and this occurred at about the time that v.h.f. transistors began to appear on the surplus market.

This article does not presume to be an instruction manual on the assembly of the transmitter, but rather a description of the writer's trials and tribulations. It is hoped, however, that sufficient information is provided to enable an intelligent constructor to make it work, even though an exact copy is unlikely to materialize, because of the amount of surplus material I used.

After several false starts on transceivers, I resigned myself to the fact that the only approach likely to come to fruition was a transmitter, and the simplest possible design at that. The minimum requirement was full coverage of 3·5-4 MHz to permit conversion to other bands, and a power output of a watt or so, to permit it to drive a solid-state linear, and fulfill the needs of a valve amplifier. Facilities for netting, a.m., c.w. and inverted sideband I considered to be desirable, if not essential. After some cogitation, the block diagram shown in Fig. 1 was accepted as the basic design.

An h.f. crystal filter design is used as the sideband generator, owing to the ease of obtaining cheap FT243 crystals, and the successful operation of this part in the previous valve design. The nominal frequency used is 6·1 MHz, as originally, six of these crystals had been obtained for an unsuccessful bandswitching transmitter. For a single-band transmitter such as this, the frequency is not critical; although for v.f.o. harmonic suppression about 6·5 MHz would be better. The v.f.o. frequency for 3·5-3·8 MHz output, with a 6·1 MHz filter, is 2·6-2·3 MHz. This should and does give good stability.

Gain in each section is somewhat higher than strictly necessary, for it is far easier to decrease the output level of any unit than to increase it. As can be seen from the block diagram, the device is treated as several separate building blocks, which makes it easier to test parts of the circuit individually, although more important is the screening effect of the block technique. Earlier projects, without screening, were very prone to unwanted coupling and feedback; whereas this device is extremely stable. Unwanted coupling tends to exist more in any case in transistor circuitry, by virtue of the closer packing made possible by the absence of valves

*"Cotton," Top Road, Little Cawthorpe, Louth, Lincs.

and heat. I made use of tobacco tins—rectangular ones—and double outlet electrician's plaster boxes.

Starting at the beginning of the circuit (Fig. 2), the audio module is self contained and conventional, except for the inversion of the transistors to suit supply polarity. I used rather small coupling and decoupling capacitors and admit that an improvement in audio quality could be obtained by increasing the values of these. C1 is to inhibit stray r.f. on the microphone lead, and discourages howl round. R1, the bias resistor for TR2, is taken to the "hot" side of the output transformer primary to give a little negative feedback over this stage, and to reduce the output impedance.

The carrier oscillator and balanced modulator are in one module and are conventional. The zener diode ZD1 is not essential as will be seen later, but was intended to keep the oscillator level constant for best carrier suppression. The balancing capacitor C2 was not required in my case. RFC1 is also not essential, but makes testing this module on its own

the tuned circuit and connecting to the appropriate capacitor, the one to be used in circuit by leads, say, 2 in. long and poking a grid dip oscillator into the loop so formed. Adjustment to frequency is easily made by adding and subtracting turns.

The filter—i.f. amplifier module is next in sequence. Of the six crystals, I selected the highest in frequency for the carrier and reduced the frequency of the three lowest to about 1·7 kHz below the mean of the two remaining h.f. crystals. This was accomplished by rubbing the centre of the faces of these crystals with solder or pencil—just a tiny dot—testing frequently in an oscillator. X2 and X3 should ideally be within 50 Hz of each other, as should X4 and X5. If they are not quite accurate no great harm results, but the edge of the passband becomes a little uneven. A simpler approach is to use crystals with a nominal spacing of about 1·7 kHz, such as the surplus 6475 and 6473·33 kHz crystals. A better amplifier to follow the filter is shown in Fig. 4 and is a crib

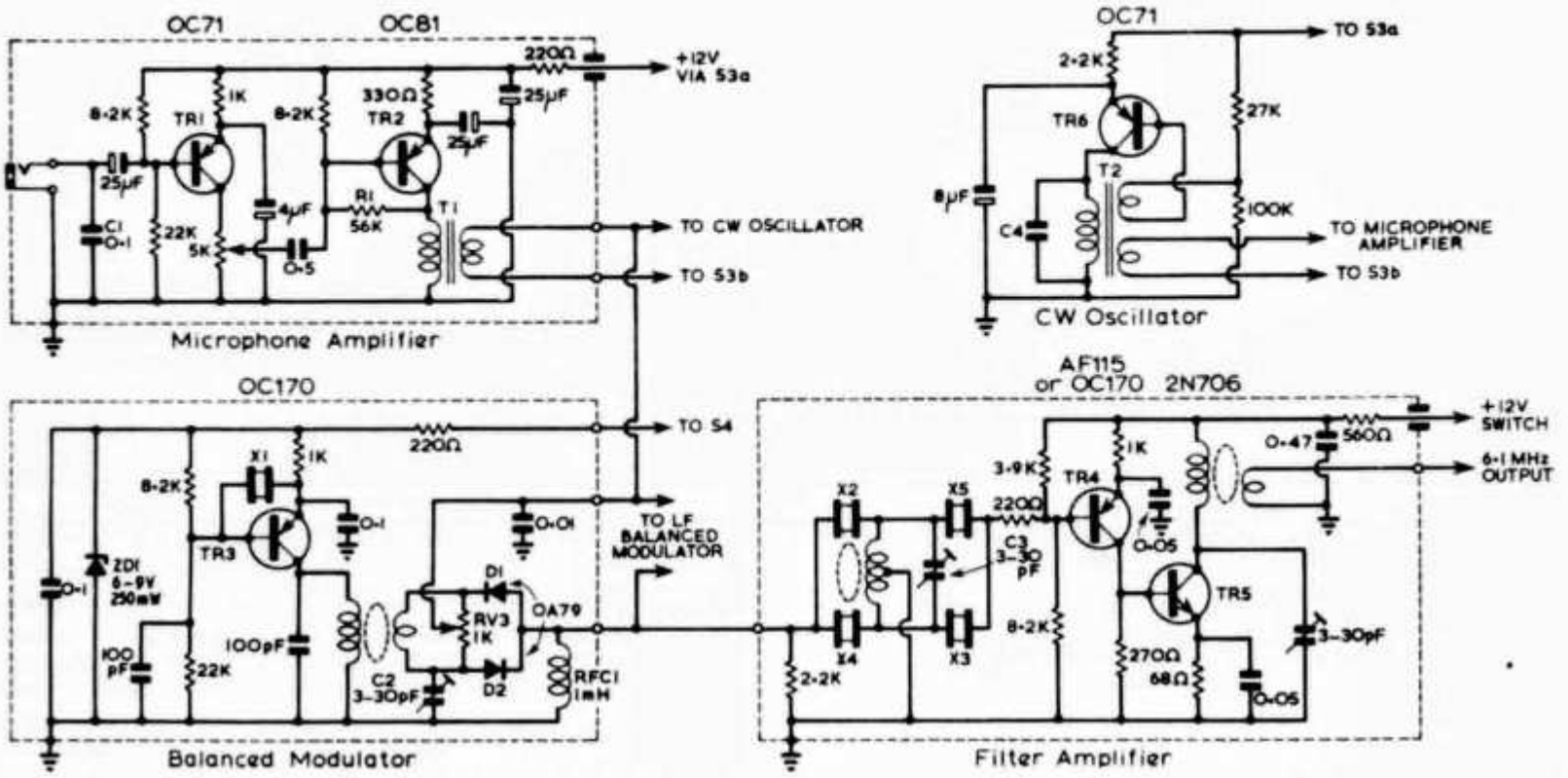


Fig. 2. The audio and i.f. filter stages of the exciter, the crystal filter operates at 6·1 MHz. T1 and T2 are transistor interstage and single-ended class B driver transformers respectively.

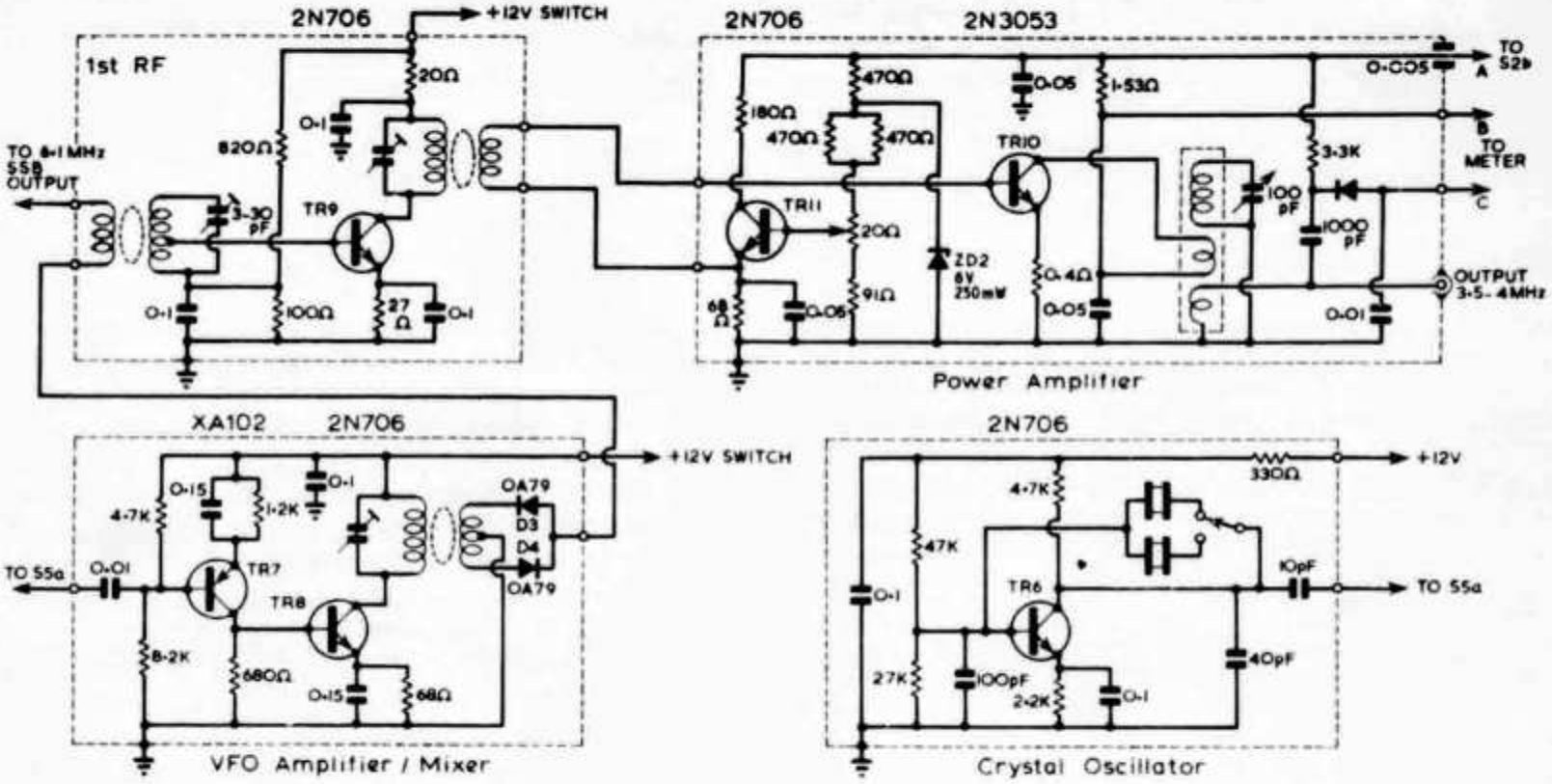
simpler. If not used, a d.c. return should be provided when not working into its subsequent stage, to avoid upsetting the carrier null. The oscillator collector coil is not tuned by a variable capacitor as with a toroidal core and close coupling, the Q is low and anything between 30 and 200 pF works well here.

Toroids were used here as they are small, give tight coupling and have little external field. Most were obtained from the ferrite rod of a continental portable receiver, sawn up into $\frac{1}{2}$ in. lengths and drilled $\frac{1}{16}$ in. The outer diameter is about $\frac{1}{2}$ in. Similar results have been obtained with the dust cores from American surplus such as the SCR522 receiver i.f. transformers, although these have rather lower permeability requiring larger windings, and the dust cores from Command transmitters. Failing access to an inductance bridge, the cores can be brought to frequency by winding

from WB6AIG *et al* in the May 1967 *QST*. In the circuit used by the writer, the value of the collector load of TR4 has to be adjusted on test to give a reasonable value of collector current in TR5.

The 6 MHz+ sideband is mixed with a v.f.o. or crystal oscillator output in a module which also contains a v.f.o. amplifier. Some care has to be taken in choosing types of mixer to avoid spurious outputs—the type shown has proved satisfactory.

The output of this device is then passed through two stages of amplification on the final frequency of 80m, the measured output being 2 watts. The first r.f. stage running in class A is straightforward and could in fact have a higher value of emitter resistor to reduce transistor dissipation. The final runs in class B and is biased to have a collector current of about 10 mA on no signal. Absence of forward bias yields



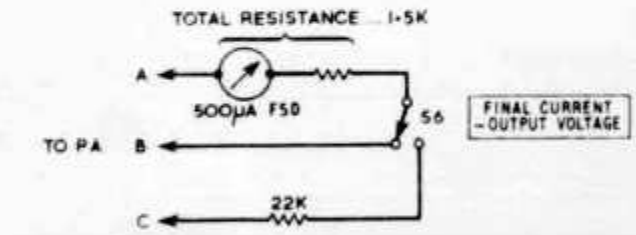


Fig. 3. The v.f.o., mixer, crystal oscillator and low power output stages. Metering circuitry is to the right.

severe crossover type distortion, resulting from the fact that the driver has to provide about one volt peak to peak before the p.a. starts to conduct. Early trials of this amplifier with conventional potential divider biasing were fine at low level, but the amplifier limited at about 200 mA input and at medium to high levels the distortion was ghastly. It was found that the drive power rectified in the base-emitter junction of the 2N3053 produced an e.m.f. opposing the bias and that on full drive the bias became negative. The stage then operated in class C—definitely *not* linear.

One solution is to pass a large standing current through the bias chain and use low value resistors there, but this did not seem an efficient way to the writer as the standing current would have to be 100 mA or more. The solution adopted was to use a 2N706 as an emitter follower. This results in a low standing current, but very good bias regulation in the bias dropping less than 50 mV on full drive and TR10 collector current limiting at over 500 mA. This is above the transistor's ratings so that in normal operation the full rated capabilities of the final stage can be used.

Some other points about the p.a.; on first construction a proprietary heat sink was used for the 2N3053. This worked well, but after a period of transmission the standing collector current rose to 100 mA and the device functioned in class A giving rise to lower efficiency and output. Using the GE Transistor Handbook as a guide the heat sink shown in Fig. 5 was constructed. Thermal drift was then no problem. This heat sink works better than the shop bought variety as the 2N3053 has an all metal header and case and this heat sink transmits heat straight away from the junction without having to traverse the relatively thin and non-conductive (to heat) metal of the top and sides of the case. The emitter resistor is not really essential but, according to the Mullard transistor handbook, should improve efficiency. I found no evidence of this, but it provides a little protection against thermal runaway and some negative feedback. Incidentally, the use of other types of TO5 case transistors may not be

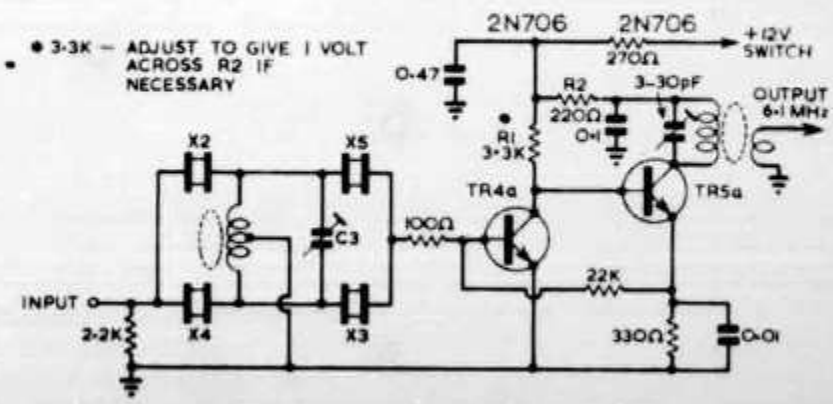


Fig. 4. A crystal filter amplifier which could with advantage replace that in Fig. 2.

quite so successful. Several of my admittedly surplus 2N696s and 7s have given a beautiful demonstration of irreversible thermal runaway in similar circuits.

The output circuit is the simplest and most effective tried so far. It consists of three windings very tightly coupled, preferably in a toroidal or pot core. The turns ratio of the primary to secondary windings are derived from the article by Larsen in the October 1966 *Bulletin*, the minimum winding for reasonable efficiency being two turns. At the same time, to provide a realistic size of tuning capacitor, the highest possible number of turns must exist on the tuned winding. In my case, the p.a. link to tuned winding ratio is about 1 : 10. The actual tuning capacitor is only 100 pF but resonates with the 30 turns on the pot core. With this tight coupling, the p.a. is completely stable on a resistive load with an s.w.r. of up to about 6 : 1 but does become rather prone to self-oscillation with an open circuit output. Neutralisation has been tried on previous designs, but owing to internal transistor capacitance variation with electrode voltages, has not been successful. It seems that one has to match stages within reasonably wide limits.

The control circuit and interconnections are shown in Fig. 1. Facilities are available for upper and lower sideband, netting, c.w. and internal crystal or external v.f.o. selection. An internal v.f.o. was tried but could not be isolated from the p.a. resulting in considerable f.m. — this may be tolerable with a.m., but is catastrophic with s.s.b.

Netting is accomplished by inserting d.c. into the balanced modulator and powering all of the exciter except the output stage. A preset potentiometer RV2 adjusts the amount of netting signal. This principle is also used for s.s.b. + carrier to please our friends with older receivers.

C.w. is derived by inserting a keyed audio tone as insufficient carrier can be fed through the crystal filter on the carrier insertion pot RV2. This method of carrier insertion was used to avoid the usual rather "leaky" switching of r.f.—all switching and variation now being at d.c. Incidentally, by using a variable audio tone level in the c.w. oscillator and by juggling with the carrier insertion a two tone signal is generated for testing. That's one less item of test gear to build! For transceiver operation with transmitter and receiver sharing a common local oscillator, this technique permits netting on c.w. without the necessity for incremental tuning of either.

Alignment is for the most part "cold" with a g.d.o. as mentioned before. An oscilloscope is very handy but probably not essential. The individual modules are best tested individually as far as possible.

The microphone amplifier is straightforward. The balanced modulator is aligned by short circuiting the audio input to earth, and adjusting RV3 and C2 for an output null. The carrier frequency should be adjusted to the usual frequency—about 20dB down on the filter response by, if necessary, inserting a capacitor or trimmer from 5-30 pF in series with X1 to raise the frequency and/or a small toroidal inductor in series to reduce the frequency.

The filter amplifier can be aligned by using a BC221, calibrator No. 10 or similar, varying C2 to give the best response measured on an unselective receiver with an S meter. Tuning for maximum output in the centre of the passband seems to give poor skirts to the response. Too much capacitance gives a double humped response and for most folk this capacitor could well be set to minimum or near. One can spend many happy hours plotting passband shapes. Alternatively one can hook the balanced modulator to the filter amplifier, feeding audio from a variable frequency calibrated source into the former, and inspecting the output of the filter amplifier on a valve voltmeter or preferably an oscilloscope. My final result was good skirt response and a 4dB dip in the centre of the passband. Not hi-fi, but quite adequate, and better than the "Sideband Package" for example.

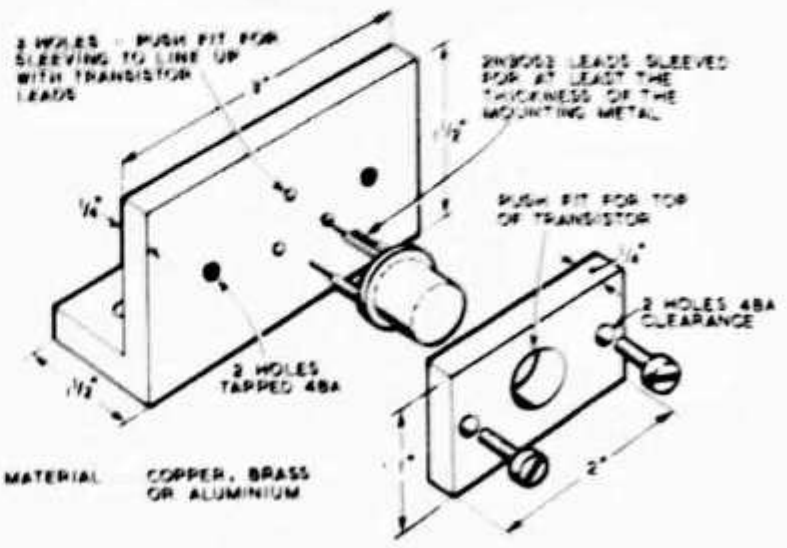


Fig. 5. A high-efficiency heat sink for the output transistor.

The rest of the alignment is straightforward, feeding a fraction of a volt at 2·4 MHz into the v.f.o. amplifier/mixer and tuning the output section stages for maximum output on 3·7 MHz with some carrier insertion. To be on the safe side, if a few millivolts are available on 3·7 MHz, the driver and p.a. can be aligned on their own first—into a test load.

The c.w. oscillator circuit is given, but in all honesty, I have not yet got around to building it. It should, however, work! Likewise, the inverse sideband or l.f. balanced modulator has not yet been tried. The rest of the device, however, has been used both into a transistor 20 watt linear on 80m and via two transverters on to 2m—with success in both cases.

To reduce carrier leakage, a series resistor has been inserted between the 220 ohm resistor of the balanced modulator and S4—not too large to stop oscillation, but enough to reduce the output amplitude. Slight f.m. is evident on speech peaks now though, and a better solution would be to shunt RV3 with 100 ohms or so. Likewise, to prevent overdriving, a resistor was inserted in series with the secondary of T1 until with maximum speech input, no stage in the device is overloaded.

Normally an external v.f.o. is used. Mine employs the Vackar oscillator into an emitter follower, which is loosely coupled to a common emitter amplifier into the output stage, another emitter follower. By using a Command transmitter tuning capacitor and SCR522 receiver oscillator coil former, the stability is superb. Dropping the v.f.o. 6 in. or so on to the table does not seem to affect the frequency, neither does short circuiting the output. It covers the required 500 kHz range from 2·1-1·6 MHz with a little overlap at each end and gives about 10 kHz for each turn of the tuning handle.

Needless to say, the next device under construction will be better. Let's see, synthesizer frequency derivation, better sideband suppression, speech clipping. . . .

LES RECEPTEURS DE TRAFIC O.C

J. Bastide F8JD

Depuis la rédaction de cet ouvrage et des nombreux articles parus dans Radio-REF, divers nouveaux montages ont été proposés. Nous allons les publier dans Radio-REF, en indiquant les chapitres correspondants.

Se reporter à l'ouvrage précité, qui donne toutes précisions générales sur les sujets traités ci-après.

Additif au chapitre DETECTION

Détecteur de produit à deux doubles triodes : Ce montage est assez répandu. Initialement l'inventeur M. G. Crosbey propose trois triodes. Comme on utilise deux tubes 12AU7, la quatrième triode est inutilisée, et il est intéressant de la faire fonctionner en détection diode (grille et plaque réunies) pour la réception de la modulation d'amplitude. On a ainsi le schéma de la figure 20.

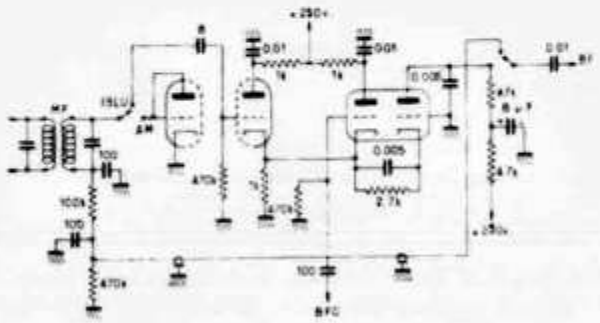


Figure 20
Montage original de Crosbey

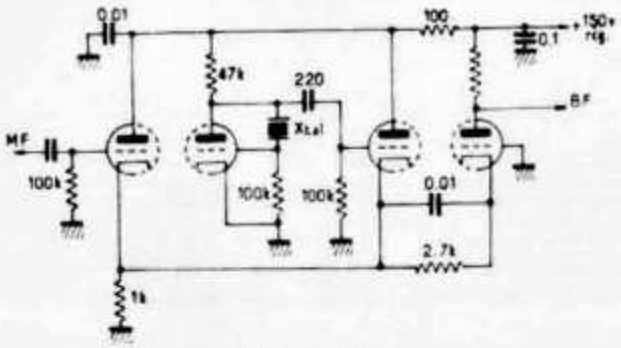


Figure 21
Montage à quatre diodes

Un commutateur bipolaire à deux directions permet de passer de la position BLU (et CW) à la position AM. Dans ce dernier cas il est nécessaire de couper le BFO.

Noter que l'on dit aussi bien « Détection de Produit » ou « Détection de Rapport ».

Si l'on veut ne recevoir que la BLU et la CW, les deux doubles triodes précédentes peuvent être montées de façon différentes. On retrouve les trois triodes, dont celle à couplage cathode follower à l'entrée, mais la quatrième est utilisée ici en BFO à quartz. Schéma figure 21.

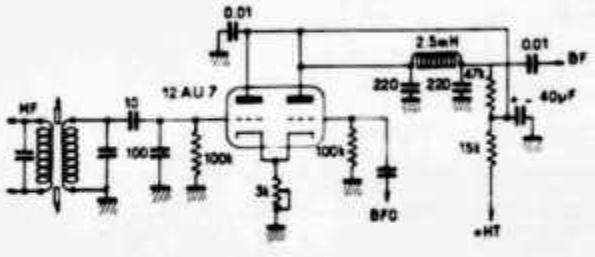


Figure 22
Détecteur de produit à deux diodes

Pour la clarté du schéma, nous n'avons indiqué qu'un seul quartz. Il est facile d'ajouter un inverseur de quartz pour obtenir l'une ou l'autre des deux bandes latérales.

Il est parfois nécessaire de placer un condensateur ajustable 10-50 pF aux bornes de la résistance 100 kΩ (entre le quartz et la masse) si l'oscillation ne se produit pas (quartz paresseux).

Détecteur de produit à un tube double triode : On peut supprimer le tube triode cathode follower d'entrée du montage précédent. On obtient le montage de la figure 22.

Mais pour éviter toute intrusion de la MF vers la BF on doit disposer une bobine d'arrêt (1 à 2,5 mH) sur la sortie plaque du détecteur. Toutefois certains montages suppriment cette bobine d'arrêt et la remplacent par une résistance fixe de 5 à 10 kΩ.

Ce montage simplifié, qui est du type mélangeur, peut nécessiter un réglage de la résistance de cathode. On peut alors prendre

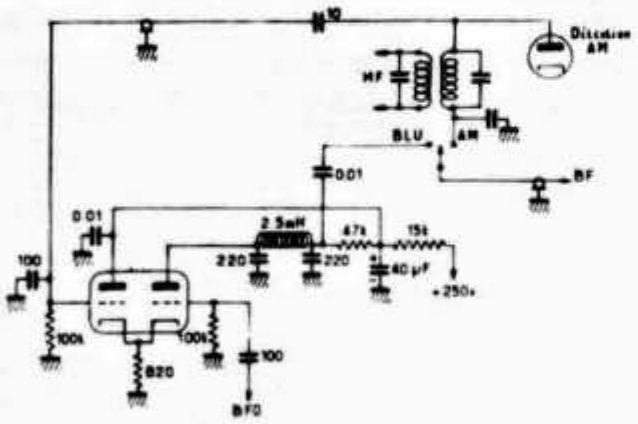


Figure 23
Adjonction d'un détecteur AM

une résistance variable (ou ajustable) de 3 000 ohms.

Il est bon d'ajuster l'injection du BFO. Pour cela agir sur R et C de la grille dans laquelle se fait cette injection.

Détection de rapport et AM : Comment ajouter une détection AM pour modulation d'amplitude ? Le schéma de la figure 23 donne une solution.

On ajoute un tube diode et un commutateur unipolaire à deux (ou trois) directions. Blinder les connexions indiquées. Se reporter au chapitre oscillateurs BFO, qui montre que ce dernier est équipé de deux quartz, dont la fréquence est d'environ de 1 500 Hz de part et d'autre de celle de la MF.

Détecteur de produit par simple triode : C'est un des plus simples, suivant schéma figure 24.

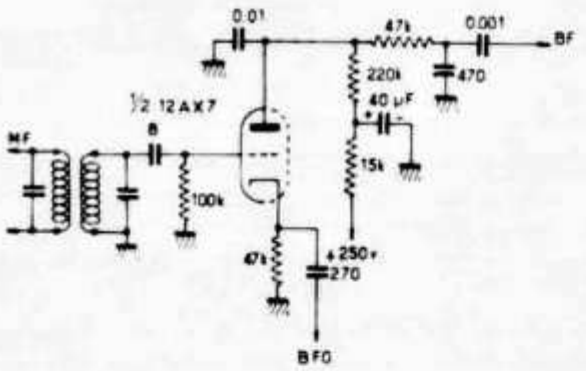


Figure 24
Détecteur de produit simple triode

On peut, soit remplacer la détection diode, soit monter le nouveau tube dans un petit coffret séparé du récepteur. Comme tube triode on peut adopter une 6C4 ou la moitié d'un tube double 12AX7 ; 6U8, etc. Dans ce dernier cas l'autre moitié sert de BFO.

Au passage, soulignons l'intérêt des anciens tubes triodes, tels que 6C5, 6J5 et même 76. Ils sont encombrants, mais leurs caractéristiques remarquables. Chaque fois que nous avons la place utile nous les utilisons.

On injecte la tension BFO dans la cathode. Le condensateur de couplage grille sera de faible valeur, pour la raison que nous avons indiqué dans l'ouvrage : faible injection du signal par rapport au signal BFO ; l'injection de ce dernier sera avantageusement réglable (ou ajustable).

Dans le circuit plaque, la **résistance du** filtre 47 kΩ peut être remplacé par une bobine d'arrêt 2,5 mH.

Combinaison détecteur de produit et de grille : On peut améliorer le montage précédent, de façon à pouvoir recevoir facilement soit la BLU (et CW) soit l'AM. Schéma figure 25.

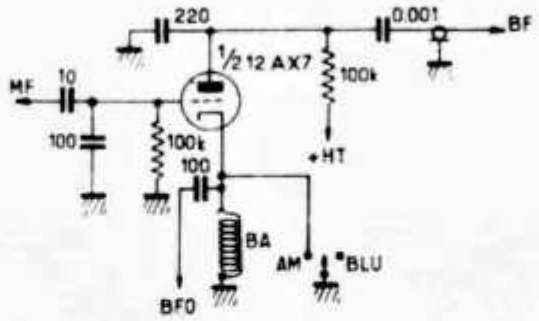


Figure 25
Détecteur de produit et de grille

Un commutateur unipolaire à deux directions permet de passer de l'une à l'autre détection. En position AM nous avons une détection grille ; la cathode est mise à la masse et le BFO se trouve court-circuité. La bobine d'arrêt du circuit de cathode BA dépend de fréquence MF. Faire l'essai avec la classique 2,5 mH.

Détecteur de produit et BFO, tube 6BE6 : Le tube 6BE6 (ou 6BE7) peut convenir pour produire à la fois la détection et l'oscillation BFO. Schéma figure 26.

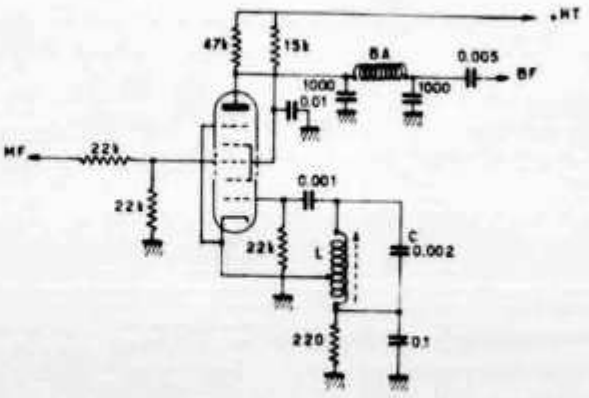


Figure 26
Détecteur de produit et BFO

Le circuit oscillant du BFO sera blindé, de façon à supprimer tout rayonnement parasite. Le circuit LC sera accordé sur la MF à ± 1 000 Hz environ. On peut mettre un condensateur variable en parallèle avec C pour faire varier la note de battement. La bobine d'arrêt BA, du circuit anodique, dépend de la moyenne fréquence ; ce filtre MF est d'autant plus utile que la fréquence MF est basse.

Détecteur de produit ou AM, tube 6BE6 : On peut combiner un détecteur de produit (BLU ou CW) et un détecteur d'amplitude (AM), avec le tube 6BE6. Schéma figure 27.

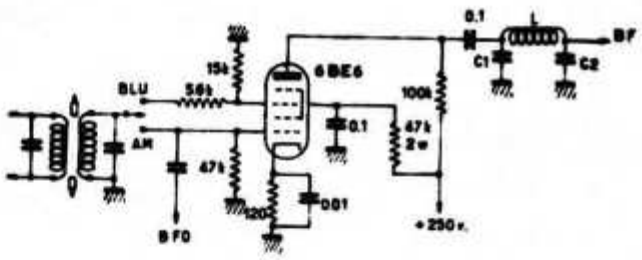


Figure 27
Détecteur BLU-AM

Un simple inverseur unipolaire dans le circuit grille permet de passer à l'une ou l'autre détection. Bien entendu en position AM le BFO est coupé.

Il est nécessaire d'avoir un filtre passe-bas L - C_1 - C_2 dans le circuit plaque, pour arrêt de la MF, sans empêcher le passage de la BF.

Détecteur de produit, tube 7360 : Le tube à déflexion 7360 permet d'avoir une détection ayant un très bon rendement en tension BF de sortie. De plus il améliore la distorsion due à l'intermodulation et il a un effet antiparasites très net.

Il a été calculé en émission pour les modulateurs et mélangeurs équilibrés, mais l'expérience montre qu'il se comporte en excellent détecteur de produit.

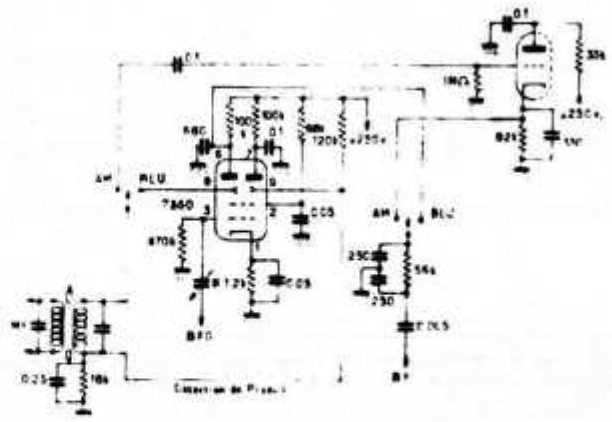


Figure 28
Détection tube 7360 et 1/2 12AU7

Figure 28, le schéma de montage. On notera le circuit du secondaire du transformateur MF, destiné à produire une polarisation aux déflecteurs 8 et 9 du tube, polarisation de l'ordre de 35 volts. On devra réaligner ce transformateur MF, s'il était préalablement réglé avec un autre genre de détection.

Un commutateur bipolaire à deux directions permet de passer sur détection AM. Sur le schéma nous avons représenté un détecteur à impédance infinie (Sylvania) mais on peut adopter tout autre genre de détection. Le commutateur peut être à trois directions, combiné avec le BFO, afin de prendre l'une ou l'autre des bandes latérales BLU.

Toutefois, ce montage (classique aux U.S.A.) présente l'inconvénient d'être déséquilibré. On perd ainsi une partie de l'énergie BF Figure 29, un montage symétrique, mis au point par F3FQ.

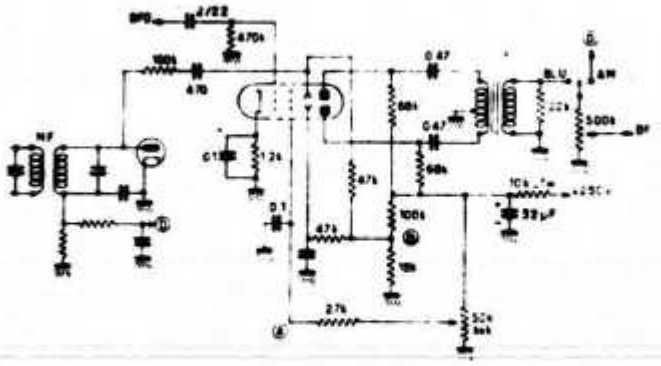


Figure 29
Détecteur de produit 7360 symétrique

Un petit transformateur BF recueille l'énergie sur les plaques du tube. On recueille ainsi la BF des deux plaques. Par ailleurs le montage subit quelques modifications, en particulier le dispositif de polarisation au secondaire du transformateur MF.

Le potentiomètre de l'écran doit être ajusté pour que la tension au point A soit supérieure de 10 V à celle du point B (on mesure entre chacun de ces points et la masse).

D'autre part le condensateur ajustable, liaison au BFO, sera réglé de façon à obtenir sur la grille une tension de 1 à 1,2 V eff. La détection AM est du type classique à diode (relier les deux points D).

Détecteur de produit à deux cristal-diodes : Les cristal-diodes permettent de réaliser un détecteur de produit simple. Le même montage peut d'ailleurs être réalisé avec un tube double diode 6AL5 ou analogue. Schéma figure 30, avec par exemple un BFO à quartz.

Comme pour tout détecteur de produit, la tension maximum du signal sera faible, environ 0,1 V. La tension de pointe du BFO est plus importante, 5 à 6 volts.

Comme cristal-diodes on peut prendre : 1N67A, 1N38, 1N281, 1N298, etc. A noter que F2ER utilise avec succès des OA85, avec l'astuce de court-circuiter la diode de droite pour recevoir l'AM (le BFO est alors coupé).

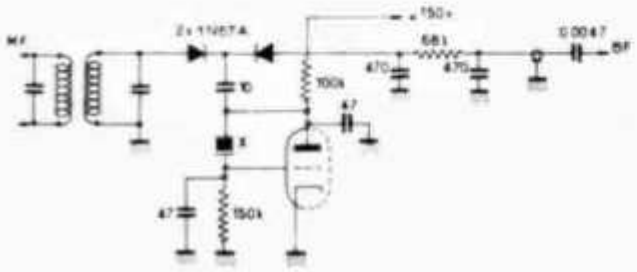


Figure 30
Détecteur de produit à diodes

Autre détecteur de produit et AM. — Avec le détecteur à tube double triode (12AU7) il est un montage astucieux, qui par un simple inverseur bipolaire permet de passer de la détection de produit à la détection AM à impédance infinie. Schéma figure 31.

Tout d'abord le secondaire du transformateur MF n'est pas commuté, on ne risque donc pas d'avoir un désaccord en passant

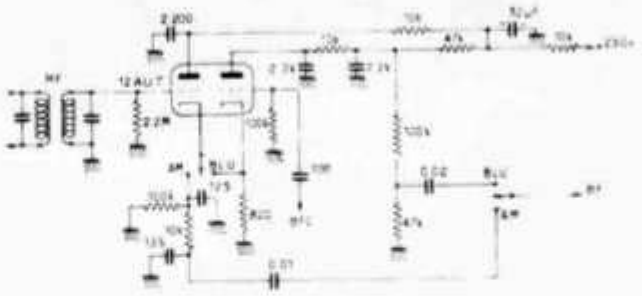


Figure 31

de l'une à l'autre détection.

En BLU (ou CW) on a le montage à double triode que nous avons vu précédemment, et en AM la détection à impédance infinie (Sylvania). Celle-ci assure une meilleure linéarité et il n'y a pas de surcharge du transformateur MF. L'amortissement de cette MF est très réduit, ce qui procure une amélioration de la sélectivité en AM. La résistance de 10.000 ohms, sur l'anode de la triode de gauche, assure un meilleur fonctionnement dans la position AM.

Il faut prendre soin d'avoir des connexions courtes, donc bien réfléchir avant la mise en place de l'inverseur bipolaire. On peut d'ailleurs monter sur un petit chassis séparé le transformateur MF, le tube 12AU7 et l'oscillateur BFO.

Radio-REF.

You think you have a poor location? This is where **W2LEJ** radiates from! As Dick puts it, "this QTH is hardly ham's heaven. The beam is 16 floors above street level right in the middle of Manhattan, only a few blocks from the Empire State building."

QRZ EVROPA?

May I suggest that hams working DX might do well either to:

(a) study an atlas occasionally to learn at least the countries and their capital cities, or

(b) turn to the proper page of the DX Callbook when calling a DX station.

While impatiently waiting in line to work a DX station, it is frustrating to me and hardly flattering to the DX station to hear conversation like this: "Okay, Jose, I got the EA8XX, Box 111, and the Santa Cruz, but what is the rest of the town name in the Canaries? Break."

"It is Santa Cruz de Tenerife. I'm listed in the Callbook. Break."

"What was that again, Jose? I got the Santa Cruz okay, and something like Tennessee. Could you spell it for me? Break."

Then again, you will hear a U. S. ham who has just snagged MP4BXX ask "What was the name of that island? Break."

"It's Bahrain Island in the Persian Gulf.Break."

"Did you say Borade Island? I got the Gulf okay, but I didn't get which one. Break."

Or "Okay, 7Q7XX, I copied the town name as Zomba, but what did you say the name of the country is? I think you said it is in the southern part of Africa. Did you say Molongi?"

Any day now, I expect to hear some station, perhaps W1IWHO, say "Okay, I copied the District of Columbia and the United States, but will you spell that town you say is the national capital? Is Wishingwand? Break." — *R. Verle, Johnson, W2GTQ, Peekskill, New York.*

Hambörse

Zu verkaufen: Sender Heathkit DX-35 (220 V) mit VFO Heathkit VF-1 zusammen Fr. 290.–; Stehwellenmessgerät Heathkit HM-11 Fr. 45.–; alle Geräte tadellos, mit Handbuch, und im Originalzustand. H. Meles, HB9AGT, 8915 Hausen, Tel. 051 99 25 79.

Zu verkaufen: Betriebsbereite CW-Station bestehend aus: RX-Hallicrafters SX-100, TX-KNIGHT 50 Watt amplitudenmoduliert, VFO-Knight, Heathkit AM-2, Netzteil. Dazu KNIGHT RF-Generator und Röhrenvoltmeter nebst diversem Kleinmaterial. Preis nach Vereinbarung. Teilzahlungsmöglichkeit .Tel. 051 41 41 51, HE9FAK.

Wegweiser zur Lizenz!

Rasche und sichere Ausbildung durch anerkannten und seit 10 Jahren bewährten Fernlehrgang. Theoretische und praktische Schulung mit Selbstbau von Amateurgeräten. Die besonderen Anforderungen der Schweizer Lizenzprüfung werden berücksichtigt. Ausführliche Informationsbroschüre kostenlos durch das

INSTITUT FÜR FERNUNTERRICHT

D 28 Bremen 17, Postf. 7026, Abt. M 19

Günstig zu verkaufen: HB9CV-beam für 10-15-20 m mit Kabel, 2 m Sender mit QQE 02/12 AM/CW. **Suche:** Lochstreifen-Stanzer für Olivetti-Blattschreiber oder sep. Stanzer. Tel. 053 2 11 89.

SWL's: Verkaufe RX GR-64 (Heathkit) 0,5-30 mHz, Zustand ufb. Preis Fr. 250.–. HE9GSF, Hans-Ulrich Boksberger, Föhrenweg 24, Frauenfeld 2, Telefon 054 7 14 15.

Zu verkaufen: Hallicrafters-Sender HT 37 und Linear HT 41. **Gesucht:** Röhren 813 und Sockel; Drehkondensatoren mit grossem Plattenabstand für KW-Endstufe; alte Handbücher der ARRL (vor 1950). Angebote unter USKA Chiffre 1074, Postfach 21, 6020 Emmenbrücke 2.

A vendre: 2 transfos HT RCA 3, 77 KW, prim. 210-220-230 V. 50 HZ, sec. 1450-2050-2900 V. – 2 selfs filtrage RCA 3HY 1,3 Amp. – Prix: 1 tr. + 1 self Frs. 300.–, 3 rotary ind. 1 Kw Johnson Frs. 30.– pce. cond. var. Jennings 20-500 pf 10 Kv. Frs. 180.–, transfos, selfs, condos fixes et var. HB9QP, G. Fournier, Bonmont 2, NYON.

HALLICRAFTERS Sender HT 37 top condition komplett occ. Fr. 850.–, CW-AM, SSB, 100 W PEP. Mit Manual. **NATIONAL Receiver NC 300** komplett occ. revidiert, arbeitet einwandfrei. Mit Manual Fr. 680.–. **LINEAR Amplifier LA 400 C,** fast neu, 600-800 Watt PEP Fr. 650.–. Jean Lips, HB9J, Dolderstr. 2, Zürich, Tel. 34 99 78.

GUENSTIG ZU VERKAUFEN:
Bandempfänger Hammarlund HQ–145. 2 Watt Walkie-Talkie Standard J35X Fr. 120.–. 2-Meter RX Rim-Nogoton Fr. 50.–. Antenne W3DZZ mit Koax von Fritzel Fr. 20.–. 2 Hi-Fi Lautsprecher-Boxen 30 Watt à je Fr. 150.–. **Verschenke** Sende-Empfänger WS 19! Luciano F. Corrieri (HE9EKM) Tel. G. (051) 25 77 17

Verkaufe gegen Gebot: wenig gebrauchten Rx FR100-B, Homemadeplatine (wie HS 1000) mit neuem 9mc - mcCoyfilter sowie alle Mischquarze für 80 - 10m - SSSB - tx, 2 x 6146 B, zugeh. Netzteil, einzeln od. en bloc auf Versuchschassis mit Instr. 2x 1000 V - Trafo mit zugeh. Dr. (4 Stück). 455 kc xtals (4) mit Spulen und Anleitung für xtall SSB-Filter, Thermokreuz mit Instr., div. Röhren. Angebote unter Chiffre 1076 an USKA, Postfach 21, 6020 Emmenbrücke 2.

Sommerkamp Amateur-Geräte

Alle Typen prompt lieferbar:

Transceiver FT 150, 150 Watt PEP	Fr. 2200.–
Transceiver FT 500, 500 Watt PEP	Fr. 2400.–
Transmitter FL 500, 120 Watt PEP	Fr. 1450.–
Receiver FR 500	Fr. 1400.–
LINEAR AMPLIFIER FL 2000 Leistung 1200 Watt PEP	**Fr. 1050.–**

Radio Jean Lips (HB 9J)

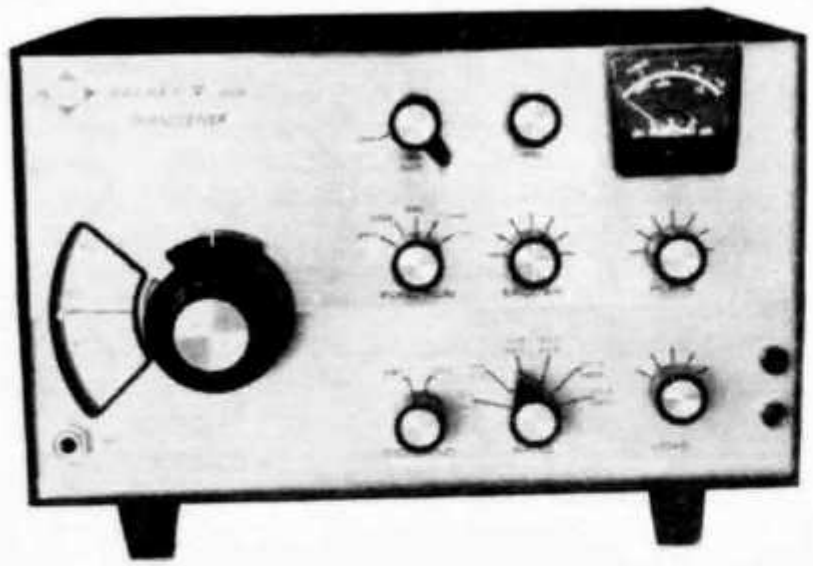
Dolderstrasse 2 — Telefon (051) 32 61 56 und 34 99 78 — 8032 Zürich 7

GALAXY R-530

Récepteur à performances professionnelles à la portée de l'amateur, couvrant de 0,5 à 30 MHz en 60 gammes de 500 Kc/s, entièrement transistorisé, avec une sensibilité en SSB de 0,1 μV pour 6 DB S/N, en CW de 0,05 μV pour 6 DB S/N et en AM de 0,5 μV pour 6 DB S/N.
Alimentation incorporée 115/230 V AC et 12 V DC, 12 watt.

net Fr. 3620.–

GALAXY V Mark II



Transceiver 5 bandes, 500 watt P.E.P., avec VFO transistors à très haute stabilité, dérive de tréquence max. 100 Hz.

	net Fr. 2420.–
Alimentation 115/230 V AC	net Fr. 460.–
Alimentation 12 V DC	net Fr. 576.–
VFO séparé supplémentaire	net Fr. 240.–

Nouveau:

GALAXY V Mark III avec 500 watt P.E.P

SSB SUR 144-146 MHz avec le TW Phase II

Transverter pour SSB, AM et CW, utilisable avec la bande 28-30 MHz de votre station décamétrique. 180 watt P.E.P. input SSB, 100 watt input AM modulé 100%. net Fr. 1250.–

Ecrivez-nous immédiatement, car nous disposons encore de quelques appareils au prix de lancement de Fr. 1100.–.

Staufer et Girardet, 1200 Genève 3

Case postale 12

HB9YK – HB9ADJ – HB9AJJ
Téléphone heures de bureau: 022 35 14 97 – HB9AJJ

Zu verkaufen: 1 Funksprechgerät M. Heathkit GW 14 zum Bausatzpreis von Fr. 540.–. 1 Geloso-Amateursender für 10-, 20-, 40- und 80-Meterband zu Fr. 450.–. Tel. 051 85 20 00.

Zu verkaufen: Collins-Empfänger 75A3; Collins AM-Sender 32V2; HRO-Empfänger 50 mit sämtlichen Schubladen. Anfragen unter USKA Chiffre 1075, Postfach 21, 6020 Emmenbrücke 2.

88 m Hy Toroide, Fr. 9.– per Paar (über 10 Stück Fr. 8.–). **RTTY-Handbook** W2JTP Fr. 22.80. Kunststoffzahnrädli Fr. 40.–. Betriebsbuch T37 (150 Seiten) Fr. 38.–. KEEL, HB9P, 30 Freudenbergstrasse, 8044 Zürich.

Die praktischen

PLASTIKTASCHEN für QSL-Karten

können nun auch bei der USKA bestellt werden. 10 Zehnerstreifen für total 100 QSL-Karten Fr. 4.20. Per N. N. Fr. 5.20.

Bestellung und Vorauszahlung erwünscht an die INSERATENANNAHME USKA, Postfach 21, 6020 Emmenbrücke / Sprengi.

Adressliste der USKA-Mitglieder

Im Sekretariat sind folgende Listen erhältlich:

	Bestellnummer
HB 9 sortiert nach Rufzeichen	93.001
HB 9 sortiert nach Alphabet	93.002
HB 9 sortiert nach Kanton	93.003
HE 9 sortiert nach Rufzeichen	93.004
HE 9 sortiert nach Alphabet	93.005

Die Listen enthalten zusätzlich zur Adresse Mitglied-Nummer, Kanton, Konzessionsart sowie die evtl. UKW-Aktivität.

Preise:			
	1 Ex.	Fr. 6.– + Porto	inkl. Rabatt
	2 Ex. nach Wahl	Fr. 9.60 + Porto	20% Rabatt
	3 Ex. nach Wahl	Fr. 12.60 + Porto	30% Rabatt
	4 Ex. nach Wahl	Fr. 14.40 + Porto	40% Rabatt
	5 Ex. nach Wahl	Fr. 15.– + Porto	50% Rabatt

Ab 5 und mehr Listen beträgt der Rabatt 50%.

Die Rechnung wird anschliessend an die Lieferung mittels Einzahlkarte zugestellt. Bestellungen sind erbeten an: USKA, CH 6233 BUERON.

Union Schweizerischer Kurzwellen-Amateure

Präsident: Henri Bulliard, HB9RK, St. Barthélémy 7, 1700 Fribourg – Vizepräsident: Hans Scherrer, HB9ABM, Steinerstrasse, 9052 Niederteufen AR – Sekretär: Franz Acklin, HB9NL, Sonnenrain 188, 6233 Büron LU – Verkehrsleiter (TM): Marius Roschy, HB9SR, Chem. Grenadiers 8, 1700 Fribourg – UKW-Verkehrsleiter: Dr. H.-R. Lauber, HB9RG, Postfach 114, 8033 Zürich – IRO: Dr. Etienne Héritier, HB9DX, Wasserstrasse 6, 4056 Basel – Verbindungsmann zur PTT: Paul Nyffeler, HB9AFC, Alemannenstrasse 47, 3018 Bern.

Sekretariat, Kasse, QSL-Service: Franz Acklin, HB9NL, Sonnenrain 188, Büron LU – **Briefadresse: USKA, 6233 Büron,** Telephon (045) 3 83 62 – Postcheckkonto: 30 – 103 97, Union Schweizerischer Kurzwellen-Amateure, Bern – Postcheckkonto: 700 91, Union Schweizerischer Kurzwellen-Amateure, Karlsruhe, Deutschland – Bibliothek: Hans Bäni, HB9CZ, Gartenstrasse 3, 4600 Olten – Award Manager: Henri Bulliard, Box 384, 1700 Fribourg – Jahresbeitrag: Aktivmitglieder Fr. 30.–, Passivmitglieder Fr. 20.–, Junioren Fr. 10.– (OLD MAN inbegriffen) – OLD MAN-Abonnement (Inland) Fr. 18.–, (Ausland) Fr. 20.–. Herausgeber: USKA, Büron – Druck und Verlag: J. G. Schneider, Offsetdruckerei, 3652 Hilterfingen, A. Wenger, Buchdruckerei, 3634 Thierachern – Versand: J. G. Schneider, Offsetdruckerei, 3652 Hilterfingen.

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

OPTIMA QUAD OQ 68

Die kompromisslose und technisch modernste QUAD

Kommerzielle Ausführung:

Drehbare Richtantenne, schwere solide Ausführung, (Konstruktion HB9MB) für Kurzwellen Monoband- und Multiband-Betrieb im Frequenzbereich von 30 bis 14 MHZ, für HF-Leistung bis 1 kW.

Für Radioamateure:
QUAD Spinne Type OQ 68-S

NUR Fr. 186.—

TELECOM AG., 9470 BUCHS, SCHWEIZ, TEL. 075 2 16 75

NEU! Sofort lieferbar

Haft-Etiketten (Design HB9GJ)
Für Autos, Fenster, Türen, Hamshacks, usw. Der aparte Look! Wasch- und winterfest. 3 Ausführungen:

1. **IARU Standard** Goldfolie + schwarz + weiss oval (13x 8 cm) Fr. 6.—

2. **MOBILE** Gold + schwarz + weiss. Das Richtige für jeden «Mobiler». Oval 13x 8 cm Fr. 5.—

3. **IARU-73 Luxus-Vignette** in modernen Wappenform. Gold + rot + blau + weiss + schwarz. Ein Glanzstück! (11x 18cm) Fr. 5.50

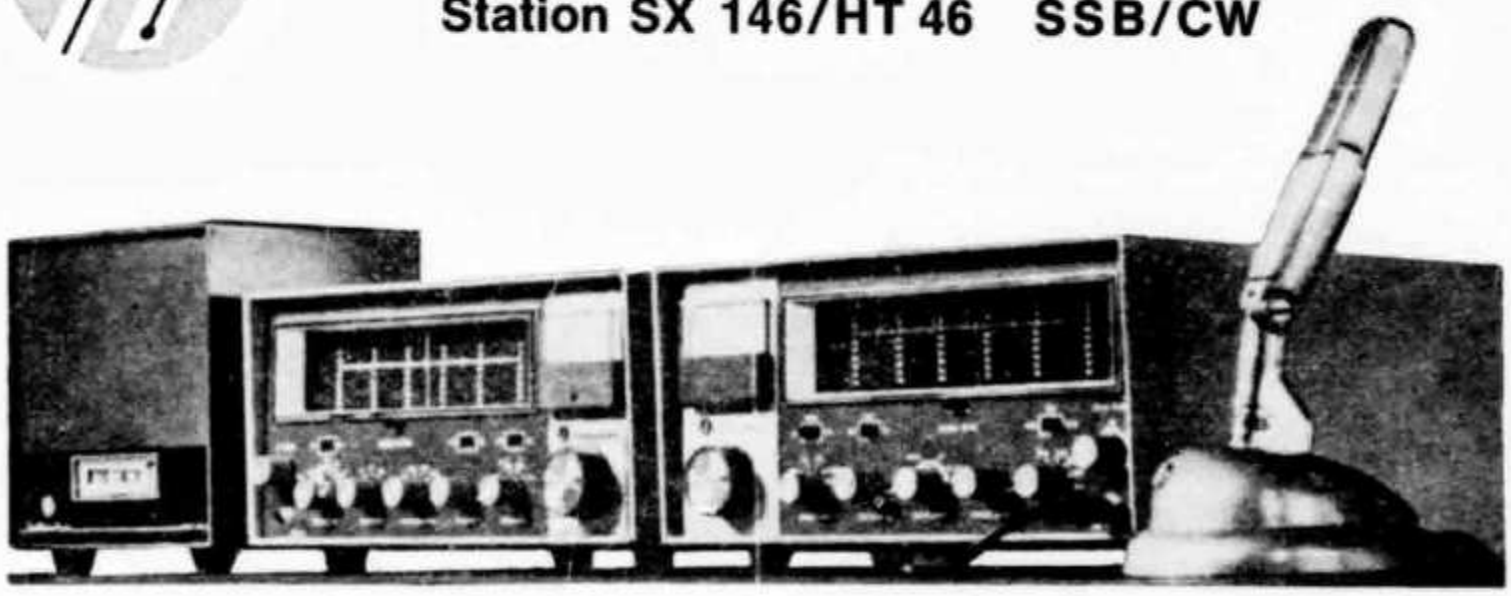
4. **AMATEUR RADIO 73 - Marken,** 3 farbig (4x 2 cm) zum Verschluss Ihrer Ham-, Brief- und QSL Post. Exlusiv! Selbstklebend. Bogen à 50 St. Fr. 5.—

SPEZIAL- OFFERTE: Garnitur 1 + 2 + 3 + 4 nur Fr. 15.—
Voreinzahlung auf Postcheckkonto 80—16821

RADIO - JEAN LIPS HB9J - Dolderstrasse 2 - 8032 Zürich - Telefon (051) 34 99 78

hallicrafters

Station SX 146/HT 46 SSB/CW



Hallicrafters Sender/Empfänger Paar als Transceiver oder auch als Einzelstation verwendbar. Netzteil 117 V AC ist eingebaut.

SX 146

Einfachsuper mit 9 MC-ZF. 80, 40, 20, 15 und 10 m in 500 kc Bereichen. SSB/CW/AM. Wahlweise LSB oder USB. Product Detector. Preselector. ANL. Empfindlichkeit besser als 1 μV bei 20 dB SN. Bandbreitestellungen 5, 2,1 und 0,5 kc mittels 6-fach Lattice-Quarzfilter. (Gerät in Standardausrüstung mit 2,1 kc SSB-Filter bestückt, Platz für 2 weitere Filter). Drift: Weniger als 100 Hz während einer Stunde. Vorgesehen für HA-19 100 kc Eichkalibrator. S'Meter. Mit HT-46 als Transceiver betreibbar. 10 Röhren, 4 Dioden. 105-125 Volt/55 Watt. Abmessungen: 33 × 15 × 28 cm. 8 kg. **Fr. 1595.– netto**

HT 46

für 80, 40, 20, 15, 10 m. 500 kHz Bereiche. 180 Watt Input CW oder SSB. Wahlweise LSB oder USB. 9 Mc Quarzfilter. PTT-Control. PA 1x 6 HF 5. Mit SX-146 als Transceiver schaltbar. Netzteil 117 Volt eingebaut. Abmessungen: 33 × 15 × 28 cm. 12 kg. **Fr. 2100.– netto**

SONDERANGEBOT

Beide oben beschriebene Apparate, wenn zusammen bestellt

(anstatt F. 3695.–) **Fr. 2950.–**

Generalvertretung für die ganze Schweiz - Agents généraux

EQUIPEL SA, 1211 GENEVE 24 TÉLÉPHONE 022 42 25 50

Distributeurs:

à **Genève** Ham-shack Equipel, 9 Bd. d'Yvoy, Tél. 25 42 97
in **Zürich** Jean LIPS-RADIO, HB9J, Dolderstrasse 2, Tel. 32 61 56
in **Luzern** John LAY, Radio en gros, Bundesstrasse 13, Tel. 3 44 55
a **Lugano** Carlo PRINZ, Via Somaini 3, Tel. 2 76 81

SONDERANGEBOT

BAUSÄTZE (KITS), SORTIMENTE in elektronischen Bauelementen, Transistoren und Dioden, sowie Kondensatoren. Silizium-Gleichrichter, Miniatur-Transformatoren und Widerständen: THYRISTOREN usw.

(Auszug aus unserem Sonderangebot)

		Nettopreise Fr.
	max. 700 mA	21.75
BAUSATZ 12 Netzteil 30 V	**Preis für Trafo**	16.40

Das Netzteil passt zu BAUSATZ 3 und allen anderen Geräten mit einer Betriebsspannung von 30 V und einem Betriebsstrom von max. 700 mA. Der Wechselspannungsanschluss ist 110 oder 220 V. **Druck-Schaltung, gebohrt** Dim. 110 × 115 mm 4.25

BAUSATZ 14 Mischpult mit 4 Eingängen 14.75

An diesem Mischpult können vier Tonquellen gemischt werden, z. B. zwei Mikrofone und zwei Gitarren, oder ein Plattenspieler, 1 Rundfunktuner und zwei Mikrofone. Die einzelnen Tonquellen lassen sich durch die am Eingang liegenden Potentiometer genau einstellen. Das Mischpult hat einen zweistufigen Verstärker.

Betriebsspannung	9 V	Eingangsspannung ca.	2 mV
Betriebsstrom max.	3 mA	Ausgangsspannung ca.	100 mV

Druck-Schaltung, gebohrt Dim. 50 × 120 mm 3.25

Ein genaues SCHALTSCHEMA mit EINZELSTÜCKLISTE wird jedem BAUSATZ beigelegt!

SORTIMENTE

SORTIMENT ELEKTRONISCHER BAUELEMENTE

85 St. NPN- und PNP-Silizium-Transistoren, Germanium-Transistoren, Dioden Miniatur-Transformatoren, bestehend aus:

10 NPN-Silizium-Planar-Transistoren, ähnl. BC 107, BC 108, BC 109
5 PNP-Silizium-Planar-Transistoren, ähnl. BCY 24
10 Germanium-Transistoren, ähnl. AF 124, AF 164, AF 114, AF 142
15 Germanium-Sub-Miniatur-Dioden, ähnl. 1 N 60, AA 118
20 Kunststoffolien-Kondensatoren, verschiedene Werte
20 Keramische Kondensatoren, verschiedene Werte
5 verschiedene Kleintrafos für Transistorenschaltungen

85 St. elektronische Bauelemente **insgesamt nur** 19.50
BESTELL-Nr.: BA 5

TRANSISTOREN- und DIODEN-SORTIMENTE

BESTELL-Nr.		
TRA 1	50 verschiedene Transistoren	7.25
TRA 5	2 Silizium-NPN-Transistoren, 50 W 8 A	7.25
TRA 23	20 verschiedene HF- und NF-Germanium NPN und PNP-Transistoren	3.50
DIO 2	50 Germanium-Subminiatur-Dioden	3.85

SORTIMENT AUS ORIGINALMARKEN ZENERDIODEN

BESTELL-Nr.		
ZE 101	10 verschiedene Werte Zenerdioden 250 mW – 1 W	10.50

DIVERSE SORTIMENTE

BESTELL-Nr.			
ELKO 4	=	50 Kleinst-NV-Elkos, gut sortiert	12.75
GL 2	=	10 Silizium-Gleichrichter, ähnl. BY 127, 800 V 500 mA	8.–
TRAN 1	=	5 verschiedene Miniatur-Transformatoren, Treiber, Ausgang und Eingang	7.50
WID 2-1/10	=	60 Schichtwiderstände sortiert 20 × 3 St. **1/10 W**	4.10
WID 3-1/2	=	20 Schichtwiderstände sortiert 20 verschiedene Werte **1/2 W**	1.90
WID 1-1/10-2	=	100 Schichtwiderstände sortiert 50 verschiedene Ohmwerte **1/10 bis 2 W**	7.50

THYRISTOREN (Regelbare Silizium-Gleichrichter)

TH 1/400	400 V	1 A	**Fr. 3.25**	TH 10/400	400 V	10 A	8.50
TH 7/400	400 V	7 A	**Fr. 7.50**	TH 20/400	400 V	20 A	13.–

usw. VERLANGEN SIE BITTE UNSERE PREISLISTE 1968 und das VOLLSTÄNDIGE SONDERANGEBOT KOSTENLOS!

Nur einwandfreie fabrikneue Ware; Zwischenverkauf vorbehalten. Nettopreise ab Lager Horgen. Unsere Lieferungen erfolgen gegen Nachnahme. Verpackung und Porto werden zu Selbstkosten berechnet.

Ihre geschätzte Bestellung erbitten wir an:

EUGEN QUECK

Ingenieur-Büro
Import-Export
Bahnhofstrasse 5

8810 HORGEN Tel. 051 82 19 71

HEATHKIT

The World's Largest Selection Of Amateur Radio Equipment

NEU

HW-100 5 Band-SSB/CW Transceiver 180 W PEP bei SSB, 170 W bei CW, VFO in Halbleitertechnik mit FET, Kitpreis Fr. 1495.–.

HW-17 2m AM-Transceiver transistorisiert, Doppelsuper hoher Empfindlichkeit, HF-Input 18-20 W, Output 7-10 W, Kitpreis Fr. 785.–.

SB-101 80-10 m SSB/CW Transceiver, vielseitige betriebstechnische Möglichkeiten, auch externer LMO, eines der begehrtesten Amateurgeräte! Kitpreis Fr. 2280.–.

SB-301E SSB Amateurempfänger (80-10 m).
SB-401E SSB Amateursender.
Die getrennten Ausführungen des SB-101.
Kitpreis SB-301E Fr. 1690.–, SB-401E Fr. 1870.–.

SB-200E SSB Linear-Endstufe, bestückt mit 2×811 A für D2 zugelassen, eingebaute SWR-Brücke, Kitpreis Fr. 1418.–.

SB-610E / SB-620-E Stationsmonitor und Panorama-Adapter sind wertvolle Zusatzgeräte für Ihre Amateuranlage. Kitpreis SB-610E Fr. 478.–, SB-620E Fr. 720.–.

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

Schlumberger Messgeräte AG

(vormals DAYSTROM AG)

Badenerstrasse 333, 8040 Zürich, Tel. 051 - 52 88 80

AZ 3652 Hilterfingen

HERRN HB9CZ EX 3
HANS BAENI
GARTENSTR.3
4600 OLTEN

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.–

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.
AUTRONIC	Taste, geeignet für voll- oder halbautomatischen sowie manuellen CW-Betrieb. Preis Fr. 92.70.

Ausführliche Unterlagen
durch die Generalvertretung:

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