OLD MAN

1

1971

Bulletin of the Swiss Union of Short Wave Amateurs

DRAKE Model SPR-4

Communications Receiver

VOLLTRANSISTORISIERT. Verwendung der neuesten FET Transistoren, daher grösste Empfindlichkeit und hervorragend kreuzmodulationsfest. 110/220 V Wechselstrom und 12 V anschliessbar. Sehr rauscharm.

24 BEREICHE à 500 kHz. Das Gerät wird geliefert mit den Quarzen für folgende 10 Bereiche: 150-500 kHz, 500-1000 kHz, 1,0-1,5 mHz, 6,0-6,5 mHz, 7,0-7,5 mHz, 9,5-10 mHz, 11,5-12,0 mHz, 15-15,5 mHz, 17,5-18,0 mHz, 21,5-22,0 mHz. Dazu können 14 Bereiche à je 500 kHz zuätzlich nach Wahl bequarzt werden. Für Amateure, Marine, Flugfunk, RTTY, etc. Die Zusatzquarze kosten Fr. 25.— pro Stück.

MODE OF OPERATION:	AM, USB, LSB, CW.
SELECTIVITY:	AM-4,8 kHz b. 6db, 10 kHz b. 60 db SSB-2,4 kHz b. 6 db, 7,2 kHz b. 60 db CW-0,4 kHz b. 6 db, 2,7 kHz b. 60 db
SENSITIVITY:	SSB und CW: 0,25 Microvolt ergibt 10 db S + N/N AM: 0,5 Microvolt mit 30% Mod. ergibt 10 db S/N
NOTCH FILTER:	Eingebaut, zum Ausfiltern unerwünschter Pfeifftöne
OUTPUT POWER:	3 Watt in 4 Ohm Load.
SKALA EICHGENAUIGKEIT:	Besser als ±1 kHz; 5 mm Skala = 1 kHz! Jeder, auch der schwächste Sender ist sofort und genau einstellbar.
LEISTUNGSAUFNAHME:	18 Watt bei 220 V AC; 6 Watt bei 12 V DC und 2 Watt bei 12 V DC wenn Skalabeleuchtung abgeschaltet ist!! (Schalter)
DOPPELSUPER:	Erste ZF = 5645 kHz, four pole lattice filter. Zweite ZF = 50 kHz four pole Hi-Q Ferrite LC Filter.
ACCESSORIES:	Steckbare Peilantenne für LW + MW (Schiffsfunk etc.), Crystal Calibrator für 100 kHz, steckbar. Noise Blanker, steckbar. Ein Wunderding mit 16 Transistoren 3 Quarzen, 2 Dioden. Sehr wirksam, ohne Verzerrungen!

Das Gerät kann in unserem Vorführraum jederzeit demonstriert werden. AMATEUR NETTO Fr. 2350.—
— Bitte Prospekte anfordern.

Radio Jean Lips (HB9J)

(Generalvertretung der DRAKE Werke für die Schweiz und Liechtenstein)

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

OLDMAN 1

39. Jahrgang **Januar 1971**

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 romand: B. H. Zweifel (HB 9 RO), Rte. de Morrens 11, 1033 Cheseaux VD — Corrispondente dal Ticino: Fabio Rossi (HB9MAD), Box 27, 6962 Viganello — Inserate und Ham-Börse: Inseratenannahme USKA, 6020 Emmenbrücke 2, Postfach 21, Tel. (041) 5 34 16. **Annahmeschluss am 5. des Vormonates.**

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

Der PTT-Verbindungsmann teilt mit

Nach Verhandlungen mit der Konzessionsbehörde ist es der USKA gelungen für RTTY-Amateure in Zukunft einen Verzicht der Schreibprüfung durch die PTT zu erwirken. Jeder Inhaber einer Radiosendekonzession D ist ermächtigt, eine Amateur-Fernschreibstation zu den nachstehenden technischen Bedingungen zu erstellen und zu betreiben:

A 2: Frequenzen für Trenn- und Zeichensignal 2125 und 2295 oder 2125 und 2975 Hz;

F 1: Frequenzschub maximal 900 Hz (empfohlene Werte: 170 oder 850 Hz).

Im übrigen sind die Vorschriften für Radiosendekonzession D auf Amateur-Fernschreibstationen anwendbar. (HB9TU)

Korrigenda

Leider hat sich bei mir im Sektionsklassement des **H 22 Contests 1970 (OM 7/70)** ein Fehler eingeschlichen, auf welchen ich von HB9AII aufmerksam gemacht wurde.

Die korrekte Aufstellung des Sektionsklassements lautet wie folgt:

1. Bern	9AKM, 9GX/P, 9KC/P, 9QA, 9Q/P	1 339 908 Pts.
2. ART	9AGC, 9ALX, 9NH	1 238 530 Pts.
3. Rheintal	9AAQ, 9QN/P	1 156 046 Pts.
4. Fribourg	9ADD, 9GN, 9XT	947 139 Pts.
5. Zürich	9AOV, Z	489 976 Pts.

(HB9AAA)

DX-News

Der DX-Editor wünscht allen Lesern das Beste im angebrochenen Jahr und dankt allen Mitarbeitern, besonders den unermüdlichen HB9MX, HB9UD und HE9HIU, die im vergangenen Jahr mit ihren Tätigkeitsberichten zur Gestaltung dieser Spalte beigetragen haben.

In der Berichtsperiode, besonders im WW DX-Contest vom 28./29. November, konnten auf sämtlichen KW-Bändern interessante Stationen gearbeitet werden. Die grösste Aktivität war dabei auf dem 14 Mc- und 28 Mc-Band festzustellen. Am WW-Contest hat HB9NL auf dem 1,8 Mc-Band insgesamt 228 QSO's mit 16 Ländern und 2 Zonen zustande gebracht. Leider war aber kein DX zu machen.

Die Expedition von DJ1QP und DJ6QT in Afrika war nach einem ausgiebigen Eröffnungsreigen als TZ2AB Ende November und anfangs Dezember in kurzen, aber konzentrierten Aktionen als TY9ABC und TY⌀ABD, XT2AC und ZD3P in der Luft. Leider erhielten die beiden OMs keine Lizenzen für Annobon und Fernando Poo. Vom Pech verfolgt waren VE7HE und VE8RA, die von Fidschi aus keine Fahrtmöglichkeiten für ihr Expeditionsziel Samoa ZM7 finden konnten und unverrichteter Dinge wieder nach Hause zurückkehren mussten. Wie gewohnt, nahmen am WW-Contest mehrere seltene Stationen und Prefixvertreter teil, wie DA1QP (deutsche Militärstationen), FP⌀CA, PJ⌀FC, ZF1AN, HH9 DL, 7Z3AB, 9F3USA, 4M und HT. C2IAA wurde ausserhalb des Contests auf 14 Mc und PZ6AA auf 21 Mc gearbeitet. UZ3RV ist oft abends auf 7 Mc in CW zu treffen.

Zum Abschluss des Berichts gratulieren wir HB9ALE zum Sticker für 120 Länder im DXCC mixed.

Vy 73 es gd dx im 1971 de HB9MO

Unser Titelbild: HB9AKJ auf Besuch bei OD5BA anlässlich seines Libanon-Trips im vergangenen Jahr. (Foto HB9AKJ)

DX-Log

3,5 Mc-Band: 0100—0200: VE8YL (797), VO1FG (799), OD5BA (797) **1900—2000:** UA9MC (797), EP2 BQ (795) **2000—2100:** JW1EE (798), VS6DO (797), EP2DX (797) **2100—2200:** VE8YL (798), FB8XX (798), 6W8DY (797), ZC4IK (798) **2200—2300:** VO1 BT (798), VO1FG (798), VE8YL (798), 5H3AC (798), 4S7AB (798)

7 Mc-Band: 0600—0700: W (CW), VE3XX (010), 4Z4HF (002), UV9CO (002/004) **0700—0800:** KV4 CG (002), HC2GG/1 (003), ZM1AFW (003) **0800—0900:** PJ⦶FC (008), TG9HG (085), VK3ZL (065) **2000—2100:** DJ6QT/CT3 (067), UA1KAE/1 (001) Antarktis, sehr aktiv **2100—2300:** UZ3RV (003), KV4FC (004), ET3USA (015), JA1PPW (002), JA1 NEC (013), JA1VNA (013), JA1JYI (013), JA9BE (004), UL7JG (001), JA⦶BCO (003)

14 Mc-Band: 0700—0800: PJ1AA (120), CP6EL (205), 7Z3AB (050), UA⦶AG (020), VR4CG (155), C2IAA (140/160), VR2CC (130), FK8BG (115) **0800-0900:** TG9GF (190), UW⦶IN (195), JD1ABO (210) Minami Torishima, VR2CC (130), ZM4OL/A (150) Chatham Isl., FO8CS (110), ZK2AF (245), KW6AA (225) **0900—1000:** KV4FZ (215), EL2BZ (CW), ZK2 AF (265), KX6BQ (305), ZM4OL/A (160), FY7AE (135) **1400—1500:** DA1QP (060), UL7JL (205) **1700-1800:** PJ⦶FC (040), FH8CE (125), ZS2MI (155), FB8WW (125), FR7AG (125), CR4BS (190), F9IE/ 6W8 (190), AP2KS (205), FO8CS (125) **1800—1900:** PJ2CS (195), VP2MK (205), TR8JM (110), VQ9SM (233) Chagos, TZ2AB (190), FB8XX (115), 9QLF (130), TU2AK (015), 3B8AH (145), ZS2MI (150/195), KH6OT (280), FO8AB (120), FB8YY (125) Antarktis, CR4BA (180) **1900—2000:** 6Y5LA (185), 8P6CC (180), FR8AI/T (260), Tromelin Isl., XT2AC (185), FR7AD (105), FB8XX (105/120), F9IE/6W8 (125), ZD7SD (205), AX9YR (140), Cocos Isl., KH6FF (220) KC6RK (230) Palau Isl. **2000—2100:** DJ1QP/ CT3 (CW), HT6GAF (170), FY7YI (120), KV4FZ (070), PJ⦶FC (025), YS1O (330), LU1ZE (015), ZD 7SD (200), ZD5B (195), XT2AC (185), TZ2AB (190), ZS3AW (160), UA1KAE/1 (065) **2100—2200:** VP2VI (190), VP2AAP (CW), 8P6CC (190), WA5KP/HR1 (330), TI2JAA (125), FY7YI (105), 4M5ANT (020) **2200—2300:** TG9GF (170), 9E3USA (330)

DX-Calendar

Antarctica, FB8YY, 14140, 1840. 3Y3CC ist auf Queen Maud Land und nicht auf Bouvet Isld. UA1KAE/1, 28585, 1130, 21010, 1500, 7004, 2215. **Solomon Isld.** VR4CG, 14132, 0750. VR4EN, 14199, 0810. **Macquarie Isld.** AX⦶KW und AX⦶LD sind QRT. **Martinique** FM7AB (ex FR7ZR), 14128, 1853, 14104, 1940. **Bear Isld.** JW8IL, 3795, 2225, 21315, 1700, 7082, 2115. **Seychelles Isld.** VQ9TF, 14240, 1430, 14009, 1800. VQ9W, 21358, 1700. **Laccadive Isld.** VU2CK und VU2US im Februar oder März. **Marion Isld.** ZS2MI, 14140/155, 1815 bis 1945, 14155, 2110. **Cocos-Keeling Isld.** AX9YR, 21354, 1536, 14209, 1300, 14250, 1630. **Mariana Isld.** KG6 SF, 14275, 1215 und 21350, 1230. **Chagos Isld.** VQ9SM, 14233, 1710. QSL via JA⦶CUV/1, Box 22, Mitaka, Tokyo. **Wake Isld.** KW6GJ, 14209, 0850. **St. Martin Isld.** durch FG7TI/FS7, 14195, 2200. **Marcus Isld.** JD1ABO, 7005, 14070, 21070, 28070 in CW, 7080, 14170, 14205, 14250, 21210, 21270, 21370, 21400, 28570, 28600 in SSB. Bleibt bis Juli. QSL via JA1BA, JA1KSO oder JH1EXV. **Swan Isld.** WA1ARF/KS4, 14300, 0800. **Kerguelen Isld.** FB9XX, 7003, 0005, 14183 um Mitternacht. **Papua** AX9AC, 14265, 0730. AX9DM, 21240, 1240. AX9RY, 28592, 1115. **Galapagos** HC8FN, 21380, 2200. **Mongolia,** JT1KAA, 14029, 1045 bis 1115. UA9VH/JT1, 14190 am Morgen.

21 Mc-Band: 0800—1000: TJ1AW (035), ET3USA (025), 7Z3AB (300), HM1AK (225), AP2KS (285), UK⦶FAA (010), UA⦶YD (015) Zone 23, EP2BQ (015), VU2IRA (040) ex 9N1RA **1300—1500:** ZB2AV (035), PJ⦶FC (045), FL8PJ (250), JY1/B (265) **1500—1700:** CT3/DJ1QP (035), ZF1AN (008), FP⦶ CA (020), 9X5CC (215), YB⦶AAO (185), **1700—2000:** PZ6AA (265), XE1OE (005), 5X5AD (025)

28 Mc-Band: 0900—1000: TR8JM (520), EL2CO (050), FB8XX (030), YB1KM (045), MP4BIM (575), AX5MF (580) **1000—1100:** TY⦶ABD (580), ZS3AW (045), 9E3USA (550), EA8HA (545), KR7FQ (580), (580), UH8BO (015), VU2IRA (025), MP4BHM (045), AX2RA (045), AX6HD (075) **1100—1200:** ET3USA (050), 9F3USA (570), 9J2PV (565), 7Q7AA (570), VS6DO (590), VU2IRA (040), 7Z3AB (040), XW8BP (030), UA⦶AAD (075) **1200—1300:** CX1AAC (050), PJ⦶FC (045), ET3USA (535), 9G1FF (525), CR8AG (550) **1300—1400:** VP2GV (520), FG7XT (565), 4M5 ANT (025), VP9BK (060), 9Y4VU (035), TU2BW (050), YA1GJM (550), VU2TX (560), 9M2EK (610), VS6AI (550) **1400—1600:** KZ5EK (535), KG4EH (545), HC2HM (550), 8P6BQ (520), FB8XX (585), 7Q7AA (540) **1600—1700:** CT3/DJ1QP (035), ZB2AV (035), FP⦶CA (030), ZF1AN (025), VP2AAP (005), CE3TV (565), ZS2HI (035) **1700—1800:** M1B (560) CT3/DJ1QP (065), HR2HHP (530), KV4GT (610), PJ⦶FC (080), CX1AAC (020), HC2GG (030), HK2 AVK (050), ZS3AW (040) **1800—1900:** ZP5RL (605), VP2MK (025)

Logauszüge und Mitteilungen von HB9MX, HB9 NL, HB9UD, HB9MO und HE9HIU.

Bemerkenswerte QSL-Eingänge: HB9UD: AX2AP X/LH, JY1, JY1/B, PJ8AR, VP2EE, VP2VP, VS5RG, ZK2AF **HB9MO:** ZA2RPS, 3B8CP, FH⦶VP, AX9 CK, AC9A/BR, AC⦶A/GR, YK1AA, ZV2CK, ZX2 DSE, UA1KED, VQ8BJ, HS5BD, YN1GLB **HE9HIU:** VS6CO, TY7ATF, CE⦶AE, KP6AL, ZA2RPS, AP2 AD, AX9VG, 4B1AE, JY1, 9Y4CR und viele andere.

Senden Sie Ihre Logauszüge und Bemerkungen bis spätestens 10. 1. 1971 an Sepp Huwyler, HB9 MO, Leisibachstrasse, **6033 Buchrain.**

QSL-Adressen

VR4CG, Box 310, Honiara, Solomon Isld. **VR4EN,** Box 332, Honiara, Solomon Isld. **AX9AC,** Box 5122, Boroko, Papua Territory. **FR7ZO/T, FR7AI/T,** Box 4, St. Clotilde, Reunion Isld. **WA1EHO/KJ6,** USCG, Loran Stn. APO San Francisco, Calif. 96305. **ZS2MI,** via ZS6LW, Box 838, Germiston, South Africa. **KR6IL,** via Det. 1. 2152 Comm. Sq. APO San Francisco, Calif. 96305 **UA9VH/JT1,** via **W3HNK,** J. Arcure, Box 14, Norwood, Penn. 19074. **3V8AH,** Box 780, Tunis. **VP8LV,** Box 137, Port Stanley, Falkland Isld. **VQ9TF,** Box 4, Mahé, Seychelles Isld. **VQ9W,** Box 234, Vicoria, Mahé, Seychelles Isld. **VQ8CC, VQ8CCR, 3B8CC,** via Steve Gibbs, GM3MBS, 11 Rowand Ave. Giftnock, Renfrewshire. **ZK1AA** via ZL2FA — **5V4AH** via DL1HH — **FPØCA** via K2OJD — **FG7TI/F** via VE3EUU — **HC8RF** via HC1RF — **OR5AA** via ON5TO — **FK8AH** via W2CTN — **TR8JM, TR8VW,** via DK2NU — **XT2AB, ZD2N, ZD3P, TY9ABC, TY9ABD, TZ2AB, XT2AN** CW-QSO via DJ1QP, SSB-QSO via DJ6QT. — **ZD3D** via VE2DCY — **ZF1AN** via W2HAQ — **5L1B** via DJ8XZ — **YN1ZZ** via DL3OH — **W1ARF/KS4** via WA6MWG — **ET3DS** via VE3DLC — **CE9AT** via CE3RR — **TJ1AZ** via K4ASI.

73 es best DX de HB9MQ

Rund um die UKW

Ende Oktober konnte der VHF-TM 23 Log vom IARU Reg. 1-Contest Sept./Okt. 1970 der SRAL einreichen. Die provisorischen Resultate:

Kat. 1 (September)

1	HB9AME	5818 Pt.
2.	HB9MCN	5389 Pt.

Kat. 2

1.	*HB9AEN/P	75866 Pt.
2.	*HB9ALG/P	69263 Pt.
3.	*HB9AIR/P	55264 Pt.
4.	*HB9RO/P	54492 Pt.
5.	*HB9AAA/P	48748 Pt.
6.	HB9AOF/P	36929 Pt.
7.	*HB9AMH/P	36875 Pt.
8.	*HB9SV/P	30548 Pt.
9.	*HB9MCH/P	22392 Pt.
10.	*HB9AHD/P	22319 Pt.
11.	*HB9MAK/P	19404 Pt.
12.	*HB9DU/P	13475 Pt.
13.	*HB9AMY/P	7656 Pt.
14.	*HB9ANQ/P	5450 Pt.

Kat. 3

1.	HB9WB	235 Pt.

Kat. 4

1.	HBAIR/P	2939 Pt.
2.	*HB9AMH/P	730 Pt.
3.	HB9MAK/P	50 Pt.

Kat. SWL

1	HE9HHH/P	32645 Pt.
2.	HE9EWC	326 Pt.

Kat. 2 (Oktober)

1	HB9AMH/P	612 Pt.

Kat. SWL

1.	HE9HHH	280 Pt.

November CW-Contest

Zu diesem Contest ist nur ein Log eingegangen von HB9AKO/P der vom Titlis aus auf 144 MHz 40 Verbindungen tätigte und 12143 Pt. sammelte. Auf 432 MHz waren es 3½ Verbindungen und 1031 Pt.

VHF-Terminkalender 1971

6./7. März	VHF/UHF-Contest subregional
1./2. Mai	VHF/UHF-Contest subregional
3./4. Juli	VHF/UHF-Contest subregional
1. August	Mini-Contest
4./5. September	VHF/UHF IARU Reg. 1 Contest
2./3. Oktober	UHF IARU Region 1 Contest
6./7. November	VHF/UHF-CW-Contest

Stimmen zum IARU Reg. 1-Contest

HB9AIR/P: Bei guten Bedingungen konnten wir 11 PAØs arbeiten. Mehr als die Hälfte der QSOs wurden in SSB abgewickelt. Weiteste Verbindung auf 2 m war 633 km und auf 70 cm 572 km (mit 5 Watt).
HB9AOF/P: Bonne propagation durant ce contest avec plusieurs ouvertures sur le nord (PAØ en particulier). Trafic agréable avec les stations SSB (principalement DL, DJ) de plus en plus nombreuse sur 2 m. En fin de contest, plusieurs stations G3 ont été entendues mais non contactée à cause du QRM sur 145,41.

Von 144,00 bis 144,15 MHz n u r Telegrafie und Satellitenverkehr!

HB9AMH/P: Dieses mal machte ich den Contest mit HB9AMK vom Montoz aus (1300 m). In einer Scheune wurden die Stationen installiert. Leider blieben die erwünschten guten Bedingungen trotz kurzzeitigen Bandöffnungen nach England aus. Erfreulich war die grosse Beteiligung von HB-Stationen. Grösste Entfernung auf 2 m war 706 km und auf 70 cm 240 km.
HB9MAK/P: Auch dieses Jahr diente uns das Parpaner Rothorn als Standort für den UKW-Contest. Freundlicherweise stellte uns die Rothornbahn auch dieses Jahr ihren SOS-Raum zur Verfügung. Wir hatten eine 2 m- und eine 70 cm-Station aufgebaut. Für 2 m wurde eine gestockte Antenne (2 x 8 Element Yagi) und für 70 cm eine 13 Element Lang-Yagi verwendet. HB9MAB, HB9MBE und der Schreibende arbeiteten aktiv an der Contest-Station. Die SWLs HE9EZK, HE9HDA und HE9HGM halfen kräftig mit beim Antennen montieren, beim Abhören und Schreiben. Wir konnten im Laufe des Samstags und Sonntags 103 QSOs auf 2 m und 1 QSO auf 70 cm abwickeln.
HB9DU/P: HB9AGX, 9MCT und 9DU kämpften auf dem Passwang gegen den Sturm mit Stärke 9, was den Wirkungsgrad an den Geräten sehr verminderte. Resultat klein, — dafür zum Mittag Poulet vom Infragrill.
Zum Oktober UHF-Contest haben wir den Kommentar von **HE9HHH:**
Offenbar war kaum jemand QRV, jedenfalls haben auch die anderen Stationen in meiner Gegend nicht sehr hohe Nummern erreicht. Vielleicht war der frühe Wintereinbruch schuld daran; auf alle Fälle habe ich kurz vor Abfahrt erfahren, dass ich mein gewohntes Portabel-QTH (Moron) nicht werde erreichen können, da dort zuviel Schnee liege . . .
Was schon beim VHF-Contest vom September deutlich wurde, hat sich nun beim UHF-Contest vom Oktober in aller Schärfe gezeigt: Die Spezialbestimmung für SWL «Die gleiche Gegenstation (also nicht die gehörte!) darf erst wieder nach mehr als 20 anderen geloggten Rufzeichen gezählt werden.» ist eine unzumutbare Härte und Erschwerung des Contests. Von den wenigen Stationen, die auf dem Band sind, dürfen nicht einmal alle gearbeitet werden, da sie natürlich nur untereinander QSOs machen können, was zusammen keine 20 Stationen geben kann. Diese Spezialbestimmung muss abgeschafft werden! Sie erschwert nämlich zudem einen echten Vergleich mit den Lis-OM.
HB9WB berichtet, dass er am 20. September in CW mit G3GZJ (XK64 c) und am 12. Oktober in SSB mit F1AF (BI22 h) Verbindung hatte. Die erste dieser beiden Verbindungen war über fast 1000 km mit Antennen-Richtung Mont-Blanc. Das QSO wurde auch von EA1AB beobachtet und das Signal von HB9WB war in Spanien ausgezeichnet. 9WB arbeitet mit 150 Watt und einer 14 Element Gruppenantenne auf dem Balkon. Auf 432 MHz wurde am 18. Oktober F3GI südlich von Lyon erreicht. (50 Watt, 22 el. Yagi im Garten). In der welschen Schweiz sollen verschiedene Stationen für 432 MHz ausgerüstet sein: HB9AGE, AFO, AKF, AMH, BB, DY, K, KY, MAV, MCN, OF, SE, WB sowie F1ACN, 1QY, 1AFY. HB9WB hat einen Schwingkreis für die QQE 03—20 /06—40 und ist gerne bereit Interessenten die Unterlagen zur Verfügung zu stellen.

Sektionsberichte / Rapport des Sections

Radio Club Ticino

L'annuale Assemblea ordinaria del Radio Club Ticino, si è tenuta lo scorso 28 novembre, presso il Ristorante Valletta di Massagno. Ci siamo trovati, numerosi più che mai, alle ore 19.30, per dare inizio alla tanto attesa serata sociale, con la cena, seguita poi da una ricca tombola gratuita.
Prima di passare all'assemblea, con la prima trattanda all'ordine del giorno, abbiamo approfittato dell'occasione per conferire al nostro socio Jürgen Becker, HE9GYK, una coppa, quale riconoscimento per essersi classificatosi al primo posto assoluto, come SWL, nel Contest H 22 di quest'anno. Dopo questa festosa cerimonia, si è proceduto all'elezione del presidente del giorno e alla lettura del verbale dell'ultima assemblea. Ha poi preso la parola il presidente in carica, HB9MBF, il quale, dopo aver brevemente illustrato l'intensa attività svolta dal Club e dai diversi soci nel 1970 (corsi di tecnica e di telegrafia, partecipazione ai numerosi contest, esperimenti radiantistici effettuati, spedizioni DX, ecc.), ha auspicato che anche il 1971 sarà un altro anno ricco di avvenimenti, attività e soddisfazioni.
Il traffic manager, HB9AMY, ha poi puntualizzato dettagliatamente la intensa attività svolta, soprattutto per quanto concerne i contest. Infatti, i risultati non sono mancati, diversi soci hanno ben figurato con ottimi piazzamenti, sia nei contest in VHF, sia in quelli HF, ed anch'esso ha auspicato che questi risultati raggiunti possano essere da incentivo ad altri.
E' poi seguita la relazione del segretario-cassiere, HE9HCC, il quale ha dato lettura del rapporto dei revisori e della situazione finanziaria attuale, approvata all'unanimità dai presenti. Ha inoltre accennato all' «RCT NEWS», il bollettino sociale del club, il quale è ormai divenuto un organo di informazione di notevole interesse. L'elezione del comitato, è stata la quinta trattanda evasa. Unico membro dimissionario, l'Award manager, HE9GYK. A sostituirlo è stato eletto il signor Gabella, il quale assu-

merà le mansioni lasciate dal socio Jürgen. Tutti gli altri membri del comitato uscente, sono stati riconfermati all'unanimità per un nuovo anno. Pertanto, per il 1971, il comitato direttivo del Radio Club Ticino, risulta cosi composto:

Presidente: Gastone Domeniconi — HB9MBF —
Vice-presidente: Mario Henzi — HE9HKP —
Segretario-cassiere: Gianni Mandelli — HE9HCC —
Traffic manager: Emanuele Defilippis — HB9AMY —
Award manager: Mauro Gabella
Revisori, sono stati riconfermati i signori Prestini e Scherf.

Con gli eventuali, ultima trattanda evasa, dove alcuni soci hanno potuto prendere la parola, ha avuto termine l'assemblea. Ringraziamo tutti i soci intervenuti e tutti quanti hanno collaborato alla buona riuscita di questa nostra prima serata sociale ed auguriamo a tutti quanti un felice Anno Nuovo.

(HE9HCC)

Soll die USKA die UHF-Gruppe subventionieren?

Am 22. November 1970 unterbreitete der USKA-Vorstand der DV ein Budget, das eine Erhöhung des Postens Veranstaltungen von Fr. 2000.— auf Fr. 3000.— vorsah. Auf Anfrage der Sektion Zürich stellte sich heraus, dass es sich um einen jährlichen wiederkehrenden, beim Weiterausbau des Relaisnetzes noch vergrössernden Betriebskostenbeitrag an die UHF-Gruppe um HB9ER handelt. Die DV verlangte eine offene Buchung des Betrages, stimmte im übrigen aber zu. An der GV in Solothurn wird dieses Problem nochmals zur Sprache kommen.

36 UHF-Mitglieder erhalten faktisch ihren USKA-Jahresbeitrag wieder zurückerstattet. Falls einmal alle USKA-Mitglieder am UHF-Relais angeschlossen sind, spielt es ja keine Rolle mehr, ob die Kosten vom Gesamtverein oder von den Einzelnen bezahlt werden. Bis es jedoch soweit ist, lässt sich die UHF-Gruppe ihre Auslagen von Unbeteiligten subventionieren. Ueber den Wert des UHF-Relais lässt sich diskutieren. Sicher ist, dass es sich um eine Nachahmung mit Surplusmaterial handelt, und dass das Wort Katastrophennetz hier fehl am Platze ist.

In Hinsicht auf die Reorganisation der USKA sollten wir in unseren Statuten Sicherheiten einbauen, sodass solche Selbstsubventionen nicht mehr vorkommen können. Eine strenge Trennung von QSL-Service, Kasse und Sekretariat würde sicher helfen, ebenso befristete Amtsdauern für Vorstandsmitglieder, nebst verstärkten Kompetenzen für die Kontrollorgane. Eine bindende Prioritätsliste für die Verwendung der Finanzen sollte geschaffen werden. Ein besseres Vereinsorgan, Hilfe bei TVI-Problemen und noch einige andere Dinge liegen sicher eher im allgemeinen Interesse, als dieses Projekt einer kleinen Minderheit.

Die Diskussion ist offen.

M. Cescatti, HB9IN

Bemerkungen des Redaktors

Da der Präsident der USKA und die Redaktion der Meinung sind, dass allgemein interessierende Fragen — sofern sie sachlich vorgebracht werden — im OLD MAN diskutiert werden sollen, haben wir uns entschlossen, den obigen Beitrag von HB9IN ungekürzt zu veröffentlichen. Allerdings hat die UHF-Gruppe inzwischen mit Brief vom 8. Dezember auf den von der DV bereits bewilligten Beitrag verzichtet. Somit wäre anzunehmen, dass sich die Gemüter beruhigt haben und eine Diskussion überflüssig wird.

Als Teilnehmer der DV 1970 bleibt mir jedoch ein ungutes Gefühl zurück. Die Bewilligung eines **einmaligen** Beitrages von Fr. 1000.— an die Unkosten der UHF-Gruppe wurde von den Delegierten in voller Kenntnis der Sachlage gutgeheissen. Über einen jährlich wiederkehrenden Beitrag konnte die DV nicht befinden.

Der Schreibende ist weder VHF-Fan, noch sieht er aus der Sicht des Internationalen Kurzwellenamateurismus im Errichten von UHF-Relaisstationen einen grossen Wert. Trotzdem kann er sich ab und zu auch für die Anliegen von Minderheiten erwärmen und nachfühlen, dass dieses ebenso enthusiastisch ihrem speziellen Hobby fröhnen (vgl. z. B. die Peiler, die zahlenmässig ebenfalls eine Minderheit darstellen).

Ich zahle meiner Wohngemeinde massenhaft Steuern, ohne die geringste Möglichkeit, je einmal auf der mit Steuergeldern errichteten Tartanbahn herumrennen zu können. Der Gedanke, den Steuerkassier deswegen auf die Abschussrampe zu bringen, wäre absurd.

Es ist die Pflicht der von den Sektionen ernannten Delegierten, anlässlich der DV über die Geschäftsführung des Vorstandes zu befinden. Wenn jeder diese Pflicht ernst nimmt, kann uns auch ein spezielles Kontrollorgan oder eine Prioritätsliste der Ausgaben nicht mehr bieten.

R. Faessler, HB9EU

Silent Key

HB9EI

Notre ami Marcel Aubin est décédé subitement le 25 novembre 1970.
Pour nous amateurs, Marcel était HB9EI car, en 1945 il obtint sa concession d'amateur. Puis, il ne tarda pas à subir avec succès le brevet professionnel d'opérateur radio. Il fut le premier radiotélégraphiste de la police genevoise. Par sa volonté, il étendit ses connaissances techniques, ce qui lui permit de gravir rapidement les échelons de la hiérarchie du corps de police. Avec le grade de brigadier, il devint le chef de transmission radio, tout en étant responsable d'une douzaine de collaborateurs.
Au début de sa carrière de radio amateur HB9EI était très actif aussi bien dans les bandes DX que dans les bandes VHF, comme le 58 MHz, le 145 MHz. Il faisait partie de cette catégorie d'amateurs-constructeurs. Son premier récepteur fut la bonne détectrice à réaction puis, il expérimenta de nombreux montages émetteurs et il publia plusieurs schémas de ses réalisations dans l'Old Man. De plus, il était titulaire du DXCC depuis 1952 avec une puissance de 35 watts. Il était membre fondateur du Groupement Expérimental de TV et dès le début, il fut membre du Comité et trésorier.
Ses responsabilités et obligations de service l'ont progressivement éloigné de l'activité de l'USKA. Cependant, en prenant sa retraite le 31 janvier dernier, il avait la ferme intention de renouer avec l'activité d'amateur, hélas, un mal subit en a décidé autrement.
Nous, qui avons souvent collaboré avec lui, garderons de HB9EI le souvenir d'un très cher ami, dévoué, serviable, toujours prêt à seconder les jeunes amateurs venus lui demander conseil. Adieu, Marcel, ton abord calme, quelquefois déroutant, cachait en toi un grand coeur et une grande générosité.
Nous adressons à son épouse dévouée, toute notre sympathie et nous lui demandons de croire que l'amitié de Marcel restera présente dans la mémoire de tous ceux qui l'ont connu.

HB9FF — HB9HZ

HB9ACA

Die Sektion Winterthur bedauert den Hinschied seines langjährigen Mitgliedes Albert Auer, HB9ACA.
Er starb in der 1. Dezemberwoche nach kurzer, heimtückischer Krankheit im 52. Lebensjahr. Wir verlieren in Albert Auer einen lieben Kameraden, ein aktives und stets hilfsbereites Mitglied unserer Sektion.

An RC-Active Audio Filter for CW

BY WES HAYWARD,* W7ZOI

A POPULAR project among amateur experimenters is the construction of audio filters to improve receiver selectivity for cw work. In years past, the job was frequently done with various types of surplus *LC* filters[1], while more recently, appropriate *LC* circuits have been fabricated from the popular 88-mH telephone toroid inductors.[2,3] The unit described here uses a more modern approach, the *RC* active-filter element. In this type of filter, resistor-capacitor networks are combined with amplifiers to synthesize the characteristics of an inductor. When this inductance is properly resonated with a capacitor, the equivalent of an audio tuned circuit results. The text presents a practical filter circuit which may be used either as an accessory for a ssb transceiver, or as an aid when using receivers that are lacking in cw selectivity. An attractive application for the filter is as an accessory for direct-conversion receivers.[4,5]

Presented in the appendix is a method for designing filters of this kind. The procedure is somewhat unique in that a direct analogy is drawn between a filter section and its equivalent *LC* circuit. This "real time" approach contrasts the more typical s-plane, or frequency-domain technique which is typical of modern network synthesis. The advantage of this method, at least to this writer, who is not a circuit-design engineer, is that the results are intuitively consistent with the more classic circuit concepts.

*7700 S.W. Danielle Ave., Beaverton, Oregon 97005.

[1]Countryman, "Selective Audio Filter for CW Reception," *QST*, February, 1964.

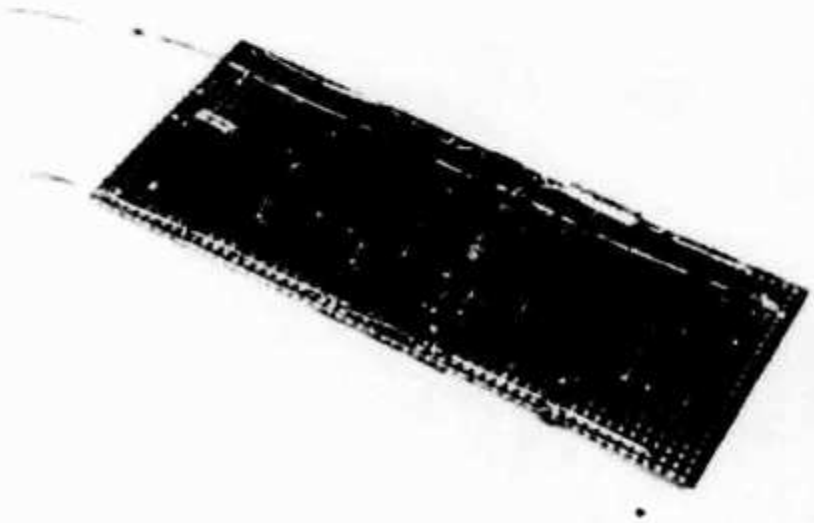
[2]McCoy, "The Selectoroid," *QST* December, 1966.

[3]Anciaux, "A Solid-State Audio Filter," *QST*, December, 1968

[4]Hayward and Bingham, *QST*, November, 1968.

[5]DeMaw, *QST* May, 1969.

Here is the rundown on RC-active-filter design. W7ZOI gives the basic design information for this type of audio filter, and provides practical data for building a highly-selective cw filter. Filters of this type are useful for normal cw work, but can also be an asset to those operators who are involved in moonbounce and scatter communications.



Top view of the W7ZOI RC-active cw filter. The components are mounted on Vector-type circuit board. Straight-line construction is used, placing the various stages in a single row across the board. The board can be housed in a metal box, and the jacks, switches, and batteries contained therein.

The circuit for the filter is shown in Fig.1. Each of the four sections consists of a so-called Twin-T network and a unity-gain amplifier. Shown in Fig. 2 are the measured response curves for this filter. As indicated, a single section (curve A) presents a 6-dB bandwidth of about 380 Hz. The skirt selectivity of a single section is so poor that little real advantage is realized in use. However, when four identical filter sections are cascaded, the response (curve B) represents a truly suitable cw filter. The 6-dB bandwidth is about 150 Hz, and the response is 40 dB down at 420 and 1120 Hz. This circuit differs from many narrow-bandwidth audio filters in popular use because there is minimal tendency for the filter to "ring" with signals or noise peaks. This desirable characteristic is a result of each filter section having a relatively low loaded Q – about 6.

A prospective builder might consider using fewer filter sections as an effort toward simplification. Two cascaded sections would probably be the minimum practical configuration, while three would yield a very suitable circuit. If more than four sections are used, the builder should consider stagger-tuning the various stages, using the methods outlined in the appendix. This would maintain a practical peak bandwidth while providing a further improvement in skirt response.

An audio amplifier follows the filter in the author's unit. This serves two purposes. First, it overcomes the small insertion loss of the filter, which is a little over 1 dB per section. Second, it allows the receiver audio circuits driving the filter to be operated at low levels. This minimizes

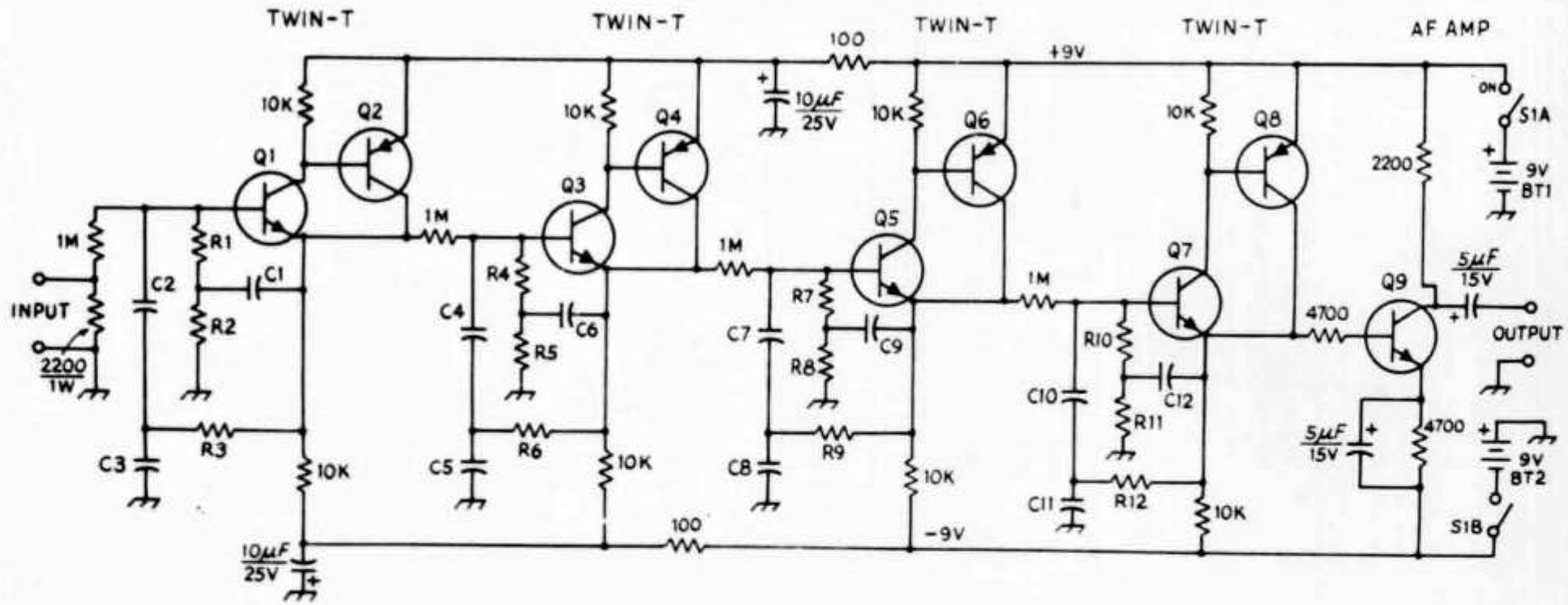


Fig.1 – Schematic diagram of the *RC* active filter. Capacitors are disk ceramic except those with polarity marking, which are electrolytic. Resistors are ¼-watt composition unless noted differently. Resistance is in ohms. K = 1000. Capacitance is in uF.

BT1, BT2 – Small transistor radio 9-volt battery.
C1, C6, C9, C12 – 0.005-uF disk ceramic, 5 percent tolerance.
C2, C3, C4, C5, C7, C8, C10, C11 – 0.002-uF disk ceramic, 5-percent tolerance.
Q1, Q3, Q5, Q7, Q9 – Npn transistor, type 2N3904.
Q2, Q4, Q6, Q8 – Pnp transistor, type 2N3906.
R1, R2, R4, R5, R7, R8, R10, R11 – 100,000 ohms, 5-percent tolerance.
S1 – Dpst slide or toggle switch.

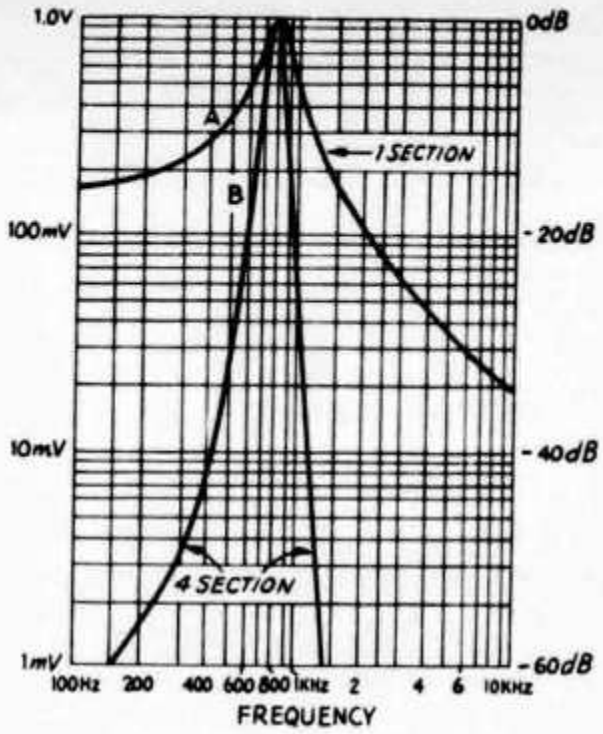


Fig.2 — Filter response curve for the circuit of Fig. 1. Response A represents the characteristics of a single-section Twin-T. Curve B represents the band-pass characteristics of the four Twin-T sections combined.

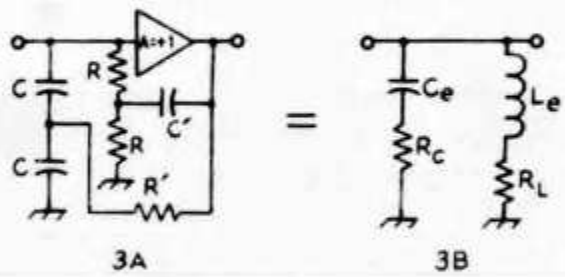


Fig. 3

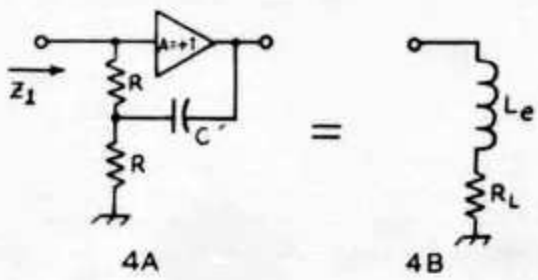


Fig. 4

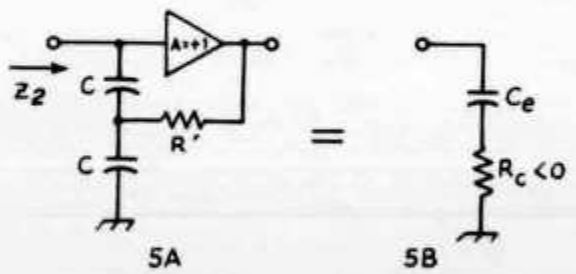


Fig. 5

cross-modulation effects in the amplifiers (before the filter) which would otherwise negate the high-selectivity advantages of the circuit. If the unit is to be used with a low-impedance driving source, such as the usual ssb transceiver, a 2000-ohm-to-voice coil matching transformer should be used, with the high-impedance winding connected to the filter. If the unit is to be used with a direct-conversion receiver,[5] it could be used as a replacement for the receiver's audio stage. If more audio gain is then required, a second amplifier stage could be added to the output of the circuit of Fig.1.

Assembly

Construction is not particularly critical, and the builder should encounter no problems if a layout similar to that shown in the photo is used. The writer's filter was built on Vector-board-like material. Considering the repetitive nature of the design, a printed- circuit board would be an ideal method of fabrication. The board could be mounted in an aluminum box with switches and input-output jacks. Since the unit only draws 55 mA of current, two small 9-volt batteries would provide suitable power. The only critical components in the filter are the resistors and capacitors in the Twin-T networks. The author used 5-percent-tolerance components, although satisfactory results might be expected if 10-percent capacitors were substituted. Total cost should be around $10, and the unit can be built in one or two evenings.

Appendix

Fig.3A shows the Twin-T bandpass-filter configuration. An amplifier with unity voltage gain, infinite input impedance, and zero output impedance is assumed. It will be seen that the Twin-T may be modeled by the equivalent circuit of Fig.3B.

Consider one half of the Twin-T, as shown in Fig.4A. If some ac input voltage is assumed, the input current is easily calculated. Taking the ratio of the input voltage to input current, one obtains the complex input impedance Z_1

$$Z_1 = 2R + jR^2 \omega C' \qquad (1)$$

where $\omega = 2\pi F$. Since the imaginary part of Z_1 is positive, an inductance is implied and the half-filter section is modeled by the circuit of Fig.4B where

$$L_e = R^2 C' \qquad (2A)$$

$$R_L = 2R \qquad (2B)$$

Consider now the other half of the Twin-T filter as shown in Fig.5A. The input impedance Z_2 is again calculated as above and is shown to be

$$Z_2 = -\frac{1}{R'\omega^2 C^2} - \frac{2j}{\omega C} \qquad (3)$$

Since the imaginary component is negative, a capacitance is implied and the circuit is modeled by the equivalent circuit shown in Fig. 5B, where

[5] Ibid.

$$C_e = \frac{C}{2} \qquad (4A)$$

$$R_c = \frac{-1}{R' \omega^2 C^2} \qquad (4B)$$

Of significance is the fact that the resistance is negative.

Clearly, when the circuits of Figs. 4B and 5B are combined, the equivalent circuit of Fig. 3B results. The Q of this "tuned circuit" is given by

$$Q = \frac{\omega L_e}{R_L - |R_c|} \qquad (5)$$

where the brackets around R_c imply that an absolute value is taken. As suggested by the equation, if $|R_c|$ is greater that RL, the circuit will oscillate.

In designing a filter section for a given frequency, the first step is to choose an inductance value to synthesize (50 Hy was used in the filter of Fig.1). Then, values of R and C' are chosen using equation (2A). Usually, the capacitance C' is chosen more or less arbitrarily, then R is calculated. Then, using equation (4A), a value of C is chosen to yield C_e to resonate L_e at the desired frequency. A value of Q is then selected and the required value of $|R_c|$ is determined from equations (5) and (2B). This value is then used to calculate R' from equation (4B), thus completing the filter-section design. In the author's unit, the filter sections were designed for a Q of about 9. The 1-megohm coupling resistors then degrade the Q of each section to a loaded value of 6.

Referring to Fig.3A, it can be seen that the filter may be made tunable by varing the value of the equivalent inductance of the Twin-T. This is accomplished by replacing one of the fixed values of R with a potentiometer and returning C' to the wiper contact. Similarly, the Q is adjustable by replacing R' with a potentiometer. The stages should be coupled with resistors which are much larger than RL. As shown in equation (4B), the value of R_c is a strong function of frequency. Hence, it would not be practical to make a filter tunable unless the Q was also made controllable.

The above analysis may be extended to low-pass and high-pass filters. Methods for cascading such filter sections, to yield various responses (Bessel, Chebychev, etc.), are presented by Kincaid[6] in a convenient, computer-generated format.

AMERICAN RADIO RELAY LEAGUE

[6]Kincaid, "*RC* Filter Design by the Numbers," *The Electronic Engineer*, Oct., 1968.

Einfachsuper oder Doppelsuper?

Von Dipl.-Ing. Reinhard Birchel, DJ 9 DV

Bedingt durch den hohen Stand der gegenwärtigen Empfangstechnik, wird die Zahl der Amateure, die ihre Stationsempfänger noch selbst bauen, immer geringer. Es fehlt oft nicht nur an den erforderlichen Meßmitteln, sondern auch an ausreichenden Kenntnissen.

Den Unentwegten seien im folgenden einige kleine Ratschläge gegeben, die ihnen vielleicht helfen, sich für ein bestimmtes Empfängerkonzept zu entscheiden. Schaltungen allein helfen oft nicht weiter, denn nicht alles, was auf dem Papier einfach aussieht, erweist sich später beim Aufbau als ebenso leicht beherrschbar.

Die grundlegende Frage beim Selbstbau heißt zunächst oft: Einfachsuper oder Doppelsuper? Die Entscheidung für eines der beiden Verfahren kann nicht vom Aufwand her begründet werden, denn beide erfordern die gleiche Zahl von Mischstufen und Oszillatoren. Der Einfachsuper benötigt sogar einen größeren Aufwand an Selektionsmitteln für die Aufbereitung der Oszillatorfrequenz, falls ein sogenannter „Premixer" verwendet wird.

Der entscheidende Vorteil des Einfachsupers liegt in der höheren Kreuzmodulationsfestigkeit. Unter Umständen weist er auch weniger Pfeifstellen auf. Läßt man die Hf-Stufe weg und verwendet in der Mischstufe eine Beam-Deflection-Röhre oder einen Dual-Gate-MOSFET, sinkt die Kreuzmodulationsanfälligkeit noch weiter ab. Der Empfängereingangskreis muß dann jedoch als abstimmbares Bandfilter ausgelegt bzw. mit zusätzlichen Saugkreisen versehen werden, um die erforderliche Spiegelfrequenzdämpfung von ca. 50 dB zu erzielen. Dabei ist allerdings zu beachten, daß ein zweikreisiges Bandfilter nicht die gleiche Weitabselektion aufweist, wie zwei, durch ein aktives Bauelement nullgekoppelte Kreise. Als Folge davon wird die Nebenwellendämpfung des Empfängers schlechter.

Nebenwellenempfang liegt vor, wenn durch unerwünschte Mischungen außer der Nutzfrequenz noch zusätzliche Frequenzen empfangen werden. Durch Nebenwellenempfang werden Rundfunksender in Amateurbereichen

schwach hörbar, ohne daß Kreuzmodulation vorliegt. Das Problem der Nebenwellendämpfung wird meist nicht genügend beachtet; bei vielen kommerziellen Geräten geben selbst die Hersteller keine entsprechenden Daten an. Plant man jedoch einen Eigenbau, sollte man sich vorher gründlich über die entscheidenden Faktoren, die zu unerwünschten Mischungen führen, klarwerden.

An einem einfachen Beispiel kann gezeigt werden, daß gerade der mit einem Premixer arbeitende Einfachsuper besonders anfällig für Nebenwellenempfang ist. **Abb.1** zeigt das Aufbereitungsschema für die Injektionsfrequenz, die in der Empfängermischstufe mit der gewünschten Eingangsfrequenz so gemischt wird, daß die Zwischenfrequenz f_z, die in unserem Beispiel 9 MHz betragen soll, entsteht. Die angegebenen Frequenzen gelten für Empfang im 15-m-Band.

Übliche Oszillatoren haben nun, sofern die Oszillatorfrequenz nicht einen Tiefpaß oder ein Bandfilter durchläuft, keine hohe spektrale Reinheit, das heißt, der z. B. auf f_v = 5 MHz abgestimmte VFO liefert auch, mit entsprechend abnehmender Amplitude, die Oberschwingungen $n \cdot f_v$, also 10 MHz, 15 MHz usw. Desgleichen ist auch die Spannung des Quarzoszillators oberwellenhaltig. In unserem Beispiel schwingt der Quarz jedoch auf 35.5 MHz, so daß wir seine Oberschwingungen von 71 MHz und höher vernachlässigen können. Es ist allerdings nicht ausgeschlossen, daß Oberschwingungen des VFOs und Quarzharmonische miteinander interferieren und Pfeifstellen er-

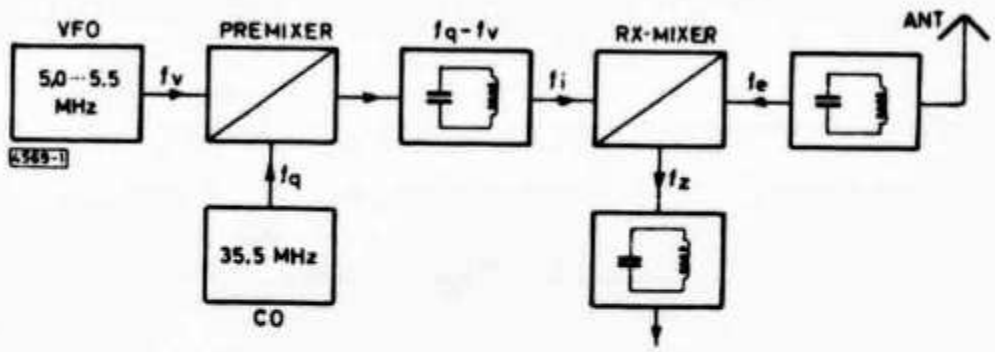


Abb. 1. Frequenzaufbereitung mit Premixer

zeugen. Beschränken wir uns der Einfachheit halber bei unserer Betrachtung auf die erste Harmonische des VFOs, so werden dem Premixer folgende Frequenzen zugeführt: 5 MHz, 10 MHz, 35.5 MHz. Am Ausgang des Mixers entstehen dann folgende Kombinationen im wesentlichen:

35.5 MHz + 5 MHz = 40.5 MHz
35.5 MHz — 5 MHz = 30.5 MHz
35.5 MHz + 10 MHz = 45.5 MHz
35.5 MHz — 10 MHz = 25.5 MHz

Darüber hinaus wird noch eine große Anzahl weiterer Kombinationsfrequenzen gebildet, denn bedingt durch die Nichtlinearität der Mischerkennlinie entstehen alle Kombinationen $\pm n\, f_Q \pm m\, f_v$. Wird jedoch zwischen der Spannung des Quarzoszillators und des VFOs ein Verhältnis von ca. 5 bis 10 : 1 eingehalten, können diese Mischprodukte höherer Ordnung, die also aus den Oberschwingungen beider Frequenzen gebildet werden, vernachlässigt werden.

Der Ausgangskreis des Mischers siebt das gewünschte Mischprodukt heraus, in diesem Fall f_i = 30.5 MHz, denn

$$f_i - f_e = f_z.$$

Da die Dämpfung des Kreises auch bei den übrigen Frequenzen noch endliche Werte aufweist, werden die unerwünschten Mischprodukte nicht vollständig unterdrückt, sondern treten noch mit nachweisbaren Amplituden auf. Nach [1] liegen die Dämpfungen, bei einer angenommenen Kreisgüte von Q = 40, zwischen 20 und 30 dB. Zwei nullgekoppelte Kreise, in einer Verstär-

kerstufe beispielsweise, würden diese Werte verdoppeln. Verwendet man jedoch zwei einfache, kapazitiv gekoppelte Kreise, erhöht sich die Dämpfung nur unwesentlich, so daß der erforderliche Wert von rund 50 dB meist nicht erreicht wird.

Wird der Arbeitskreis des Premixers nun mit der Mischstufe des Empfängers verbunden, ist gleichzeitig Empfang auf vier verschiedenen Frequenzen möglich, nämlich auf der Nutzfrequenz 21.5 MHz und auf den unerwünschten Frequenzen 16.5 MHz, 31.5 MHz und 36.5 MHz.

Natürlich weist der Eingangskreis des Empfängers, wenn er auf die Nutzfrequenz abgestimmt ist, eine gewisse Dämpfung bei den unerwünschten Frequenzen auf, desgleichen liegt die Mischsteilheit der Empfängermischröhre oder des entsprechenden Transistors für die unerwünschten Mischprodukte, auf Grund ihrer geringeren Amplitude, um wenigstens den Faktor 10 unter dem für die Injektionsfrequenz gültigen Wert. Damit ist auch die Mischverstärkung für diese Frequenzen geringer. Trotzdem werden ausreichend starke Sender auf den unerwünschten Frequenzen hörbar. Ist der Empfänger z. B. auf 21.5 MHz abgestimmt, so ist Nebenwellenempfang auf 16.5 MHz möglich. Beträgt die Vorkreisdämpfung nach [1] ca. 25 dB und liegt die Verstärkung der Mischstufe 20 dB unter ihrem maximalen Wert, so wäre ein S 9 + 40 dB starker Sender auf 16.5 MHz immer noch mit S 8 zu hören. Da dies noch einer recht hohen Feldstärke entspricht, ist ein Fehler von 10 oder 20 dB bei der Abschätzung völlig belanglos, der Sender würde auf jeden Fall stören. Wie läßt sich hier Abhilfe schaffen?

Eine abstimmbare Hf-Vorstufe bringt meist genügend Weitabselektion, um den Nebenwellenempfang, der wenigstens 40 bis 50 dB unter dem Nutzsignal liegen sollte, weitgehend zu unterbinden. Ob der erforderliche Wert erreicht wird, ist jedoch abhängig von der Wahl der Zwischenfrequenz, der Quarzfrequenz und der Frequenz des VFOs, da durch diese Frequenzen die Lage der Nebenwellen festgelegt wird.

Will man auf die Hf-Vorstufe verzichten, muß man am Empfängereingang wenigstens ein zweikreisiges Filter vorsehen, das auf die Empfangsfrequenz abgestimmt wird. Die VFO-Spannung sollte unbedingt einen Tiefpaß durchlaufen, der bei der ersten Oberschwingung eine Dämpfung von wenigstens 40 dB aufweist. Weiterhin muß der Arbeitskreis des Premixers als zweikreisiges Bandfilter ausgelegt werden. Hält man dann noch das Verhältnis 10 : 1 zwischen Quarzoszillator- und VFO-Spannung ein, ist der Nebenwellenempfang zwar weitgehend unterbunden, jedoch ist dann auch meist die Ausgangsspannung des Premixers so gering, daß sie eventuell für eine Beam-Deflectionröhre nicht mehr ausreicht. Die 7360 benötigt für optimalen Betrieb immerhin eine Oszillatorspannung von 7 V_{eff}. Als Folge der verringerten Oszillatorspannung sinkt die Empfindlichkeit des Empfängers ab, und der Signal-Rauschabstand wird schlechter. Daher wird hinter dem Premixer noch eine Verstärkerstufe erforderlich, um die Oszillatorspannung auf den optimalen Pegel anzuheben. Der Aufwand für die Aufbereitung der Injektionsfrequenz ist damit aber schon so hoch, daß er durch die Vorteile des Einfachsupers nicht mehr aufgewogen wird. Eine günstigere Lösung würde ein Einfachsuper mit hoher Zf und freischwingendem Oszillator hoher spektraler Reinheit darstellen, sofern es gelingt, das Stabilitätsproblem auch bei den höheren Frequenzen in befriedigender Weise zu lösen. Ist die Spiegelfrequenzdämpfung groß genug, was bei einer hohen Zf schon bei einem Vorkreis erfüllt ist, und verwendet man eine kreuzmodulationsfeste Mischstufe, so empfängt man tatsächlich nur das Nutzsignal. Die zunehmende Verwendung von Halbleiterschaltungen und die damit verbundene geringere Erwärmung der Bauelemente in einem Gerät, lassen es aussichtsreich erscheinen, auch mit amateurmäßigen Mitteln einen umschaltbaren VFO zu bauen, der auf allen Bereichen eine für SSB-Betrieb ausreichende Stabilität aufweist. Kommerzielle Amateurgeräte verwenden dieses Verfahren schon seit einiger Zeit.

Der richtig konzipierte Doppelsuper ist gegenüber dem Einfachsuper mit Premixer problemlos. Quarzoszillator und VFO arbeiten auf zwei getrennte Mischstufen, so daß es meist keine Schwierigkeiten bereitet, die Oszillator-

(Fortsetzung nächste Seite unten)

Vom Elektron zum Schwingkreis (25)

Eine praktische Einführung in die theoretischen Grundlagen der Amateurfunktechnik

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

Lösungen der Übungsfragen und Aufgaben:

1. Die Abspannleine ist 13 m lang.
2. Der Baum ist 12 m hoch.
3. Die Diagonale des Hauses ist 41 m lang, also paßt nur eine W 3 DZZ-Antenne aufs Haus.
4. $\omega = 2\pi = 6{,}28$.
5. $\omega = 100\pi = 314$.

Liebe OMs!

Im neuen Jahre wenden wir uns dem Wechselstrom zu. Um den Weg für ein reibungsloses Verstehen zu ebnen, wiederholen wir zunächst die Merksätze 61, 62, 85, 86 und 87.

Entstehung des Wechselstromes

Aus einem Dauermagneten und einer drehbaren Drahtschleife D bauen wir uns einen Wechselstromgenerator auf (Abb. 1).

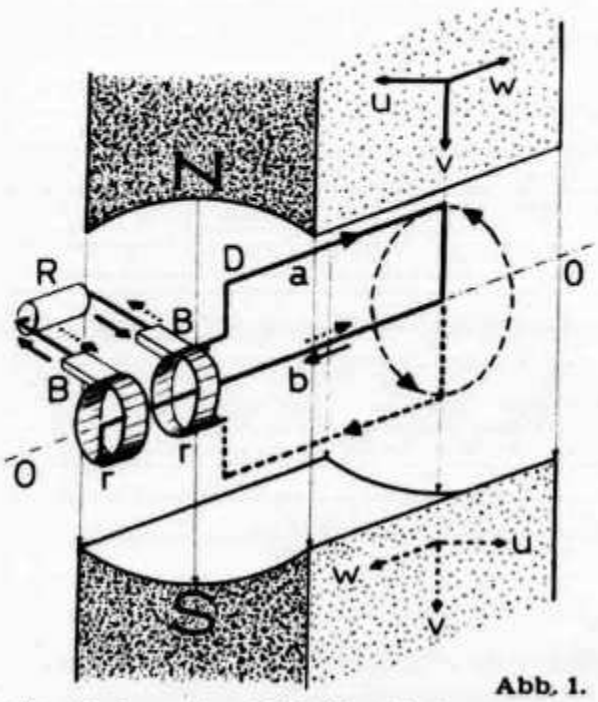


Abb. 1.

Die Enden der Schleife sind an zwei Schleifringe r—r gelötet. Auf ihnen liegen zwei Stromabnehmer oder Bürsten B—B, die den erzeugten Strom an die Klemmen und der Widerstand R führen.

Wir koppeln den Generator an einen beliebigen Motor und lassen die Schleife um ihre Achse 0 rotieren. Im Drahtstück b wird offensichtlich kein Strom induziert. Das Drahtstück a schneidet die Feldlinien, in ihm wird ein Strom induziert. Die Linke-Hand-Regel III gibt uns über die Stromrichtung der Elektronen Auskunft. Ursache = Bewegung = Daumen, Vermittlung = Feld = Zeigefinger, Wirkung = Elektronenfluß = Mittelfinger. Die Elektronen fließen in Richtung der eingezeichneten Pfeile.

Anders ist es, wenn sich die Schleife weitergedreht hat und sich in der unteren punktiert eingezeichneten Lage bewegt. Die Regel besagt, daß die Elektronen jetzt in entgegengesetzter Richtung fließen (punktierte Pfeile!). Der erzeugte Strom wechselt also seine Richtung und heißt deshalb W e c h s e l s t r o m.

Uns interessiert besonders die Größe und Richtung des erzeugten Wechselstromes. Die Abb. 2 zeigt uns die rotierende Schleife im gleichmäßigen Magnetfeld. Der Draht D dreht sich mit der Winkelgeschwindigkeit ω um die Achse 0. Je mehr Feldlinien geschnitten werden, umso größer ist der induzierte Strom.

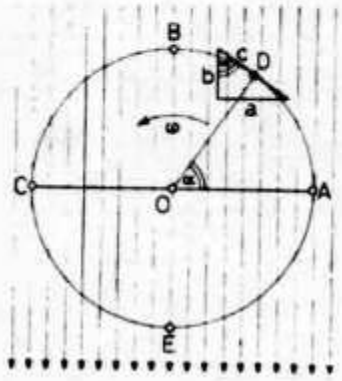


Abb. 2.

Dreht sich der Draht durch A, so werden keine Feldlinien geschnitten; der augenblickliche oder momentane Strom i_{mom} ist gleich Null. Dreht sich der Draht durch B, so werden die meisten Feldlinien geschnitten, der momentane Strom erreicht seinen Höchstwert, das Maximum, i_{max}. In C wird $i_{mom} = 0$. In E fließt i_{max} in umgekehrter Richtung. Bei A geht i_{mom} wieder auf 0 zurück.

---

spannungen in der erforderlichen Höhe zu erzeugen. Auch die Frage nach der Nebenwellenfestigkeit stellt sich aus einleuchtenden Gründen in viel geringerem Maße. Ist der Empfänger nach dem schon geradezu „klassischen" Doppelsuperkonzept aufgebaut, nämlich mit der Stufenfolge: Quarzkonverter, abstimmbare Zf, zweite Mischstufe, dann ist die der ersten Mischstufe angebotene Oszillatorfrequenz, bei Verwendung eines Quarzoszillators mit abstimmbarem Resonanzkreis, weitgehend frei von Oberwellen. Ist die Weitabselektion des Vorkreises für die Spiegelfrequenz groß genug, so ist die Mischung völlig eindeutig. Die abstimmbare Zf muß genügend Selektivität auf-

Sinusstrom

Wir greifen eine beliebige Stellung des Drahtes D heraus. Der Drehwinkel α ist an der Achse 0; aber auch in dem Dreieck zu sehen. In einer kleinen Zeitspanne legt der Draht den Weg c zurück. Die Zahl der senkrecht geschnittenen Feldlinien können wir an der Linie a ablesen. Wie wir wissen ist Sinus $\alpha = \frac{a}{c}$. Durch Umstellen erhalten wir: $a = \sin\alpha \cdot c$. Die Stromstärke schwankt also im Takte von $\sin\alpha$. Das ist rechnerisch: $i_{mom} = i_{max} \cdot \sin\alpha$. Die Winkelgeschwindigkeit des Drahtes ist gleich Drehwinkel pro Zeit. $\omega = \alpha : t$. Wir können deshalb umstellen: $\alpha = \omega \cdot t$.

Wir merken: (88):

Sinusgesetz des Wechselstromes

$\overline{i}_{mom} = i_{max} \cdot \sin\omega t$

Die augenblickliche Stromstärke ist die höchste Stromstärke mal dem Sinus des Drehwinkels.

Eleganter sieht das in **Abb. 3** aus: Der Kreis zeigt die Drehung der Generatorschleife im Magnetfeld von je 30° zu 30°. Die Elektronenrichtung ist durch Spitzen oder Federn der Strompfeile zu sehen. Die Sinuswelle ist die Darstellung des Stromes in der Zeit t. Der mechanische Drehwinkel α ist gleichbedeutend mit dem elektrischen Winkel der Sinuswelle und den Angaben im Bogenmaß. Es ist leicht zu erkennen, daß jedem Drehwinkel eine bestimmte Stromstärke entspricht; die waagerechten Verbindungslinien heben es besonders hervor.

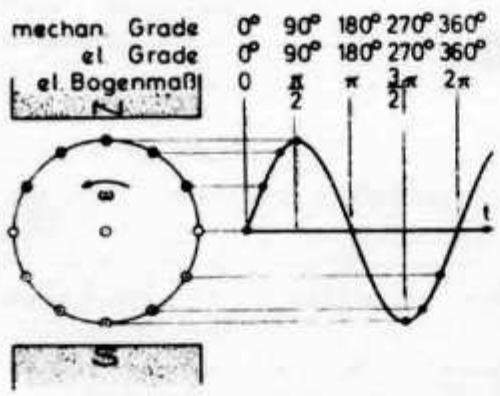


Abb. 3.

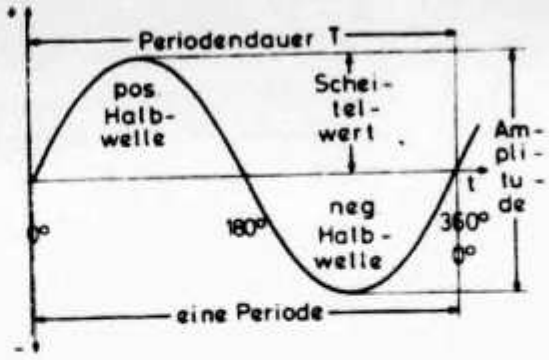


Abb. 4

In **Abb. 4** ist eine Sinusschwingung mit einigen Merkmalen dargestellt. Die Zeit t ist waagerecht eingetragen, die Stromstärke i_{mom} senkrecht. Die Sinuswelle beginnt bei 0° und endet bei 360°. Dort beginnt sie wieder neu. Deswegen sind unter den 360° auch wieder 0° eingetragen. Der Wiederbeginn nach 360° zeigt uns den periodischen Verlauf des Wechselstromes. Die Schwingung von 0° bis 360° heißt deshalb auch eine Periode (griech.: Umlauf, Kreislauf).

Eine Periode umfaßt eine positive Halbwelle und eine negative Halbwelle. Die pos. Halbwelle umfaßt 180°. Bei 90° erreicht sie den Scheitel der Sinuskurve = i_{max}. Die neg. Halbwelle hat ihren Scheitelwert bei 270°; auch sie umfaßt 180°.

Die gesamte Schwingungsweite von $+i_{max}$ zu $-i_{max}$ heißt Amplitude (lat.: amplis = weit).

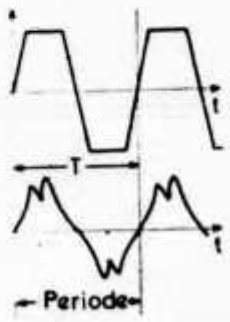


Abb. 5.

Die **Abb. 5** zeigt uns zwei Wechselströme mit nicht-sinusförmigem Verlauf. Dennoch ist die Periode leicht am Wiederbeginn des Kurvenzuges zu erkennen. Der franz. Physiker Fourier hat gezeigt, daß sich sämtliche periodischen Schwingungen in Sinusschwingungen zerlegen lassen. Darum gelten die Gesetze des Wechselstromes für alle Schwingungsformen.

---

weisen, um Spiegelfrequenzen, die sich aus der zweiten Mischung ergeben, zu unterdrücken. Abhängig von der Höhe der zweiten Zf genügt meist ein zweikreisiges, abstimmbares Bandfilter **(Abb. 2)**.

Ist die zweite Zwischenfrequenz verhältnismäßig niedrig, so besteht die Möglichkeit, daß Oberschwingungen des VFOs zu Nebenwellenempfang führen. Ein Tiefpaß zwischen VFO und zweiter Mischstufe schafft hier jedoch meist Abhilfe. Eventuell kann auch ein dreikreisiges Bandfilter erforderlich werden. Da diese Kreise jedoch nicht umgeschaltet werden müssen, ist der Aufwand geringer als bei einem Einfachsuper.

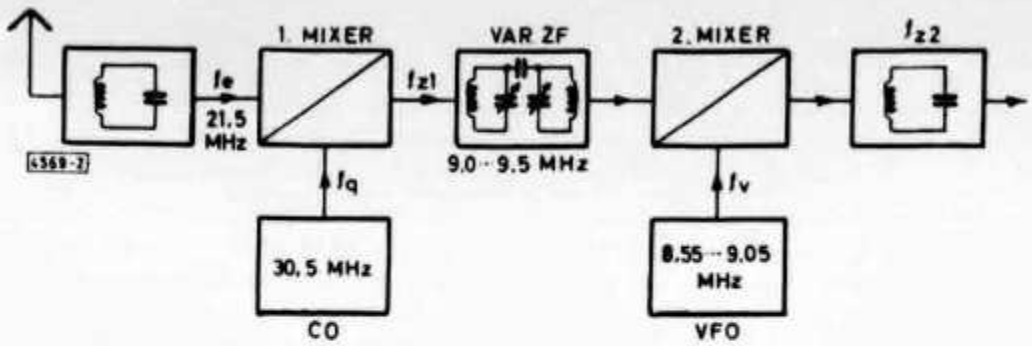


Abb. 2. Frequenzaufbereitung im Doppelsuper

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß der Doppelsuper für den Selbstbau, bei sinnvoller Frequenzwahl die einfachere Lösung darstellt, indem er die Probleme der Frequenzaufbereitung, wie sie beim Einfachsuper vorliegen, vermeidet. In seinen elektrischen Eigenschaften steht der Doppelsuper keineswegs hinter dem Einfachsuper, schließlich werden in der kommerziellen Funktechnik ohne Qualitätseinbuße auch Empfänger mit Dreifachüberlagerung verwendet. Bezeichnend ist auch, daß der einzige, mit Beam-Deflectionröhren bestückte Amateurempfänger, ebenfalls ein Doppelsuper ist.

„Das DL-QTC"

Literatur
[1] Hillebrand: „Einseitenbandtechnik für den Funkamateur". Seite 40 ff.

Die Bemessung von Linear-Endstufen

Von Günther Kuhne, DL 7 BA

Mit der zunehmenden Verbreitung von SSB-Sendern in der Klasse von 50 bis 150 W wächst das Interesse an einer Leistungsverstärkung auf 250 bis 1000 W. Hierzu wird eine Linear-Endstufe benutzt. Bei den meisten Veröffentlichungen über den Bau derartiger Endstufen fehlen fast immer entsprechende Angaben über die exakte Arbeitspunkteinstellung und Berechnungshinweise für den Anodenschwingkreis. Diese Angaben sind aber für das einwandfreie Arbeiten eines Linearverstärkers unbedingt erforderlich, da sonst gegebenenfalls ein vorher sauber erzeugtes SSB-Signal mit erheblichen nichtlinearen Verzerrungen am Ausgang erscheint.

Begriffe und Daten bei Linearverstärkern [1]

Für den Hi-Fi-Amateur ist ein Linearverstärker ein High-Fidelity-Musikverstärker. Für den SSB-Amateur bedeutet der Linearverstärker, der einem Einseitenband-Sender nachgeschaltet wird, daß sein Signal lauter und bestimmter in der Luft zu hören ist. Tatsächlich ist der Einseitenband-Linearverstärker ein High-Fidelity-Verstärker im wahren Sinne dieses Wortes. Der Hi-Fi-Amateur denkt in Begriffen der Übertragungsgüte, der Einseitenband-Amateur in Linearität. Beides ist aber im Prinzip das Gleiche. Bei SSB-Betrieb muß das Signal im Anodenkreis einer Hf-Verstärkerstufe eine genaue Wiedergabe des Ansteuersignals darstellen. Dies schließt ein, daß die Leistungsverstärkung der Stufe konstant sein muß, unabhängig vom Ansteuersignal. Jede Abweichung erzeugt Verzerrungsprodukte, die im Übertragungsband und in den Nachbarkanälen erscheinen. Die Qualität eines SSB-Signals wird gewöhnlich nach dem Vorhandensein sogenannter „Splatter" (Intermodulationsprodukte) in den Nachbarkanälen beurteilt. Theoretisch sollte ein SSB-Signal nur etwa 3 bis 4 kHz „breit" sein. Das entspricht gerade dem Sprachfrequenzband. Als Maß für die Verzerrungen eine Linearendstufe wird heute meistens das Intermodulationsprodukt dritter Ordnung ($2 f_1 - f_2$ = third order distortion) angegeben. Diese Verzerrungen entstehen bei Modulation mit zwei Frequenzen (z. B. f_1 = 1,6 kHz, f_2 = 500 Hz) und erscheinen im „anderen" Seitenband, so daß sie dort leicht zu messen sind. Das Intermodulationsprodukt soll 30 dB (oder mehr) unter dem Spitzenoutput des Verstärkers liegen. Dieser Wert von — 30 dB wird heute von vielen Herstellern kommerzieller Geräte als Qualitätsmerkmal angegeben.

Die Entstehung der Intermodulationsprodukte (Verzerrungen) muß näher erläutert werden. Verzerrungen entstehen in erster Linie durch die Kenn-

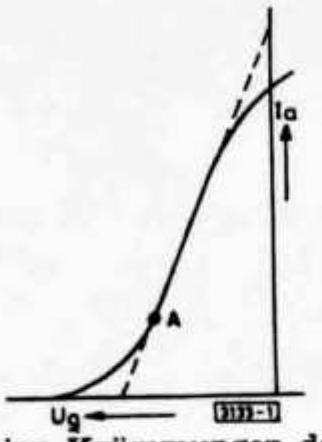


Abb. 1. Röhrenkennlinie und Lage des Arbeitspunktes

linien-Krümmungen der Röhren, wobei das Ausmaß der Verzerrungen weitgehend durch die Kennlinienform und die Wahl des Arbeitspunktes (A) bestimmt wird **(Abb. 1)**. Leider sind unsere Röhren-Kennlinien nicht ideal, sondern mehr oder weniger gekrümmt; daher läßt sich ein völlig verzerrungsfreier Betrieb nicht verwirklichen. Eine Röhre verstärkt zwar mühelos ein einzelnes Signal (z. B. einen Träger oder einen Einzelton), es zeigen sich aber unerfreuliche Mischeffekte, wenn der Röhre verschiedene Signale gleichzeitig zugeführt werden. Das bedeutet, daß bei Sprache, die aus einer Vielzahl von Frequenzen besteht, durch den Mischeffekt unseres sogenannten Linearverstärkers Verzerrungen entstehen. Zur Bestimmung dieser Mischverzerrungen wird heute allgemein der sogenannte Zweitontest angewandt. Dabei werden dem Verstärker zwei Frequenzen gleicher Amplitude zugeführt, und das Ausgangssignal wird auf unerwünschte Mischprodukte untersucht. Die Verzerrungsprodukte fallen in das Gebiet der Grundwelle und der verschiedenen Oberwellen (**Abb. 2** a). Die Abstimmkreise des Verstärkers sorgen für die Unterdrückung der Oberwellen und der gradzahligen Mischprodukte. Die ungeraden Verzerrungsprodukte fallen jedoch unglücklicherweise in die Nähe der Ausgangsfrequenz des Verstärkers und können daher nicht durch einfache Abstimmkreise beseitigt werden (Abb. 2 b). Diese unerwünschten Frequenzen, die bei einem mangelhaft dimensionierten oder falsch abgestimmten Linearverstärker entstehen, machen sich als „Splatter" bemerkbar.

In der Praxis kann man ungradzahlige Verzerrungen zulassen, wenn sie weniger als 0,1 % des Signalspitzenwertes betragen. Das entspricht etwa einem Pegel von — 30 dB unter der Spitzenausgangsleistung des Senders. Jede erreichbare Verbesserung dieses Wertes durch Wahl geeigneter Röhren und Schaltungen ist anzustreben. Zur Vermeidung von Verzerrungen sind folgende grundsätzliche Punkte zu beachten: [2]

Falsche Gittervorspannung

Bei zu hoher Gittervorspannung arbeitet die Röhre zu weit im Knick ihrer Kennlinie und damit nahezu als C-Verstärker. Bei zu geringer Gittervorspannung steigt die Anodenverlustleistung im unbesprochenen Zustand zu weit an. Eine Daumenregel zur Einstellung der Gittervorspannung sagt, daß die Anodenverlustleistung ohne Ansteuersignal mindestens 30 bis 50 % der maximal zulässigen Verlustleistung betragen soll, bei modernen Metall-Keramik-Tetroden sogar bis zu 75 %, um beste Linearität zu erreichen.

Unzureichende Konstanz des Steuersignals

Dieser Fall ist für A- oder AB-1-Verstärker ohne Bedeutung. Bei AB-2-Verstärkern, bei denen eine Aussteuerung bis ins Gitterstromgebiet erfolgt,

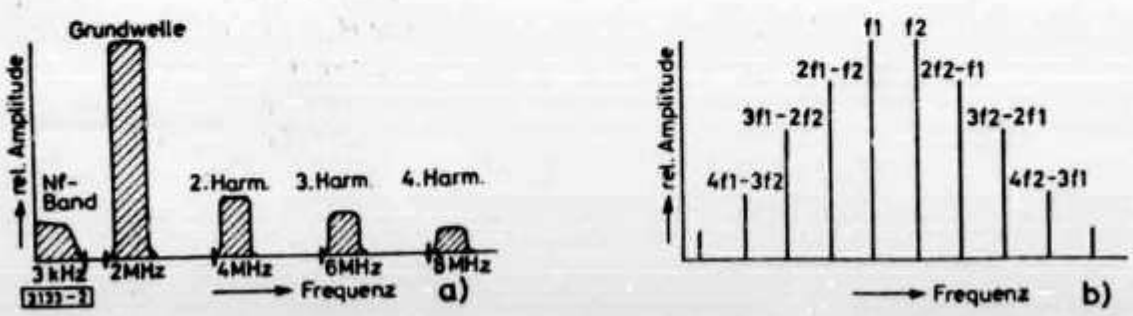


Abb. 2. Verzerrungsprodukte

sollte die Ansteuerung aus einem A-Verstärker vorgenommen werden. Dieser Betrieb ist jedoch besser zu vermeiden, da der geringe Wirkungsgradgewinn eines AB-2-Verstärkers fast immer mit höheren Verzerrungen erkauft werden muß.

Zu hohe Gitteransteuerung

Bei zu hoher Gitteransteuerung tritt eine Sättigung im Linearverstärker auf. Das Ausgangssignal wird durch die Sättigung in der Röhre abgeplattet und erzeugt beträchtliche Verzerrungsprodukte.

Anodenkreis-Verzerrung

Der Anodenkreis dient der Signal-Übertragung und -Anpassung zwischen Röhre und Antennenkreis. Die Betriebsgüte des Anodenkreises, in der US-Literatur als „Q" bezeichnet, ist so hoch zu wählen, daß genügend Oberwellenunterdrückung vorhanden ist, aber nicht so hoch, daß der Anodenwirkungsgrad zu sehr abfällt. Allgemeingültige Werte der Betriebsgüte liegen zwischen 12 und 15. Verzerrungen können aber auch durch ungenügende Belastung des Anodenkreises, d. h. durch falsche Antennenankopplung, auftreten. Bei zu geringer Belastung des Anodenkreises erreicht der Verstärker zu früh die Sättigung, und die Ausgangsleistung ist geringer als im Normalbetrieb. Bei zu starker Belastung erreicht die Stufe den Sättigungszustand nicht so schnell; die Ausgangsleistung ist dafür kleiner als bei optimaler Antennenankopplung. Zur Kontrolle der richtigen Abstimmung sollte daher immer durch einen Ausgangsspannungsmesser auf höchste Ausgangsleistung abgestimmt werden, jedoch unter Beachtung des maximal zulässigen Inputs.

Röhren und ihre Schaltungen

Grundsätzlich können Trioden oder Tetroden in Linearverstärkern benutzt werden. Bei Trioden unterscheidet man zwei Arten: einmal die sogenannten Zero-Bias-Röhren, d. h. mit Gittervorspannung „Null", z. B. die bekannte 811-A oder die 572-B, zum anderen Trioden, wie die 100 TH oder 250 TH, mit einem niedrigen Verstärkungsfaktor, aber hoher Gittervorspannung, die im gitterstromfreien Betrieb arbeiten. Jede der beiden Typen hat Vor- und Nachteile. Der Wirkungsgrad der Zero-Bias-Stufe beträgt bis zu 70 %, die Verzerrungsprodukte sind bei Einhaltung des richtigen Arbeitspunktes gering, es ist aber eine beträchtliche Ansteuerleistung erforderlich. Die andere Triodengruppe benötigt im AB-1-Betrieb praktisch keine Ansteuerleistung, jedoch eine sehr hohe Ansteuerspannung, um die Röhre voll auszunutzen. Die Verzerrungsprodukte sind ebenfalls sehr gering, fast wie bei A-Betrieb, dafür ist nur ein Wirkungsgrad von etwa 50 bis 55 % zu erreichen.

Tetroden und Pentoden finden ebenfalls weitgehend Verwendung in Linearverstärkern. Ihr wesentlicher Vorteil liegt in der geringen Steuerspannung und Steuerleistung zur Erzielung hoher Ausgangsleistungen. Nachteilig ist aber, besonders bei größeren Tetroden, die Versorgung mit einer sehr konstanten Schirmgitterspannung. Bei kleineren Röhren genügt zwar eine Stabilisierung mit Glimmstrecken-Stabilisatoren, für größere ist aber oft ein elektronisch geregeltes Netzteil unbedingt erforderlich, da die Linearität einer Tetrodenstufe sehr wesentlich von der Spannungskonstanz der Schirmgitterspannung abhängt. Zusätzlich sollte aber auch die Anodenspannung zwischen dem Vollastbetrieb und dem unbesprochenen Zustand nicht zu sehr schwanken, da auch hierdurch die Linearität beeinträchtigt wird und die Ausgangsleistung absinkt.

Die heute verwendeten Schaltungen von Linearverstärkern gliedern sich in zwei große Gruppen:

a) Gitter-Basis-Verstärker, d. h. Ansteuerung an der Katode (englisch: grounded-grid)

b) Katoden-Basis-Verstärker, d. h. Ansteuerung am Gitter

Der Gitter-Basis-Verstärker bietet einige interessante Vorteile: Man kann auf einen abgestimmten Kreis in der Katode meistens verzichten. Neuere Veröffentlichungen in der amerikanischen Literatur weisen darauf hin, daß ein abgestimmter Katodenkreis mit einem großen C oder Ankopplung über ein π-Filter die Linearität verbessert und den Steuerleistungsbedarf verringert. Eine Neutralisation ist nicht notwendig, und bei Verwendung von Zero-Bias-Röhren wird nur eine Anodenspannungsquelle benötigt. Damit ergibt sich eine sehr einfache Schaltung. Es ist zwar erheblich mehr Steuerleistung erforderlich als bei Betrieb der gleichen Röhre mit Gitteransteuerung, die hierfür benötigte zusätzliche Steuerleistung addiert sich jedoch zur Ausgangsleistung.

Bei Gitteransteuerung unterscheidet man zwei Fälle:

Abgestimmter Gitterkreis

Hierfür ist die geringste Ansteuerungsleistung erforderlich, es genügen im allgemeinen bereits 1 ... 10 W zur Vollaussteuerung einer 250-W-Stufe, jedoch ist unbedingt zu neutralisieren.

Passiver Gitterkreis

Hierbei liegt ein nichtinduktiver Widerstand von 50 bis 75 Ω am Gittereingang. Diese Schaltung hat den Vorteil, daß der Exciter immer auf einen definierten Abschlußwiderstand arbeitet. Wegen des niederohmigen Gittereingangs ist keine Neutralisation notwendig. Dafür müssen etwa 25 bis 75 W Steuerleistung an dem Widerstand aufgebracht werden, um eine Röhre auf 500 bis 1000 W auszusteuern. Da ein großer Teil dieser Leistung in Wärme umgesetzt wird, muß der Widerstand entsprechend belastbar sein.

Dimensionierungsfragen

Nun von der grauen Theorie zur Praxis:

Wir wählen für unser Beispiel zwei Röhren 6146 in Klasse AB 1. Aus den Nf-Daten für zwei Röhren im Gegentakt ersehen wir, daß bei einer Anodenspannung von 750 V und einer Schirmgitterspannung von 200 V 120 W Nf an einem Außenwiderstand von 8000 Ω (Anode zu Anode) entnommen werden können.

Bei Linearbetrieb können wir die Nf-Werte aus der **Tabelle** sinngemäß übernehmen. Zur Bestimmung des Arbeitswiderstandes R_a einer Röhre 6146 wird der Tabellenwert von 8000 Ω durch 2 geteilt und wir erhalten:

$R_a = 4000\ \Omega$.

Bei Betrieb von zwei Röhren 6146 in Parallelschaltung ergibt sich damit:

$R_a = 2000\ \Omega$.

Um die propagierten 120 W Output in AB-1-Betrieb, d. h. bei leistungsloser Ansteuerung ($I_{g1} = 0$), entnehmen zu können, muß unser Exciter eine Steuerwechselspannung von 50 V_{spitze} oder ca. 35 $V_{eff.}$ (100 V_{spitze} bei Gegentakt Gitter-Gitter) dem Gitter anliefern. Je nach Leistung des SSB-Exciters kann ein abgestimmter oder ein passiver Gitterkreis vorgesehen werden.

Zur Berechnung des Anodenschwingkreises genügt für überschlägige Berechnungen folgende einfache Formel:

$$X_C(\Omega) = \frac{R_a\ (\Omega)}{Q} \qquad (1)$$

Da im Resonanzfall die Reaktanzen von Spule und Kondensator gleich sind, kann die Formel (1) auch zur Berechnung der Schwingkreisspule gelten.

Für ein angenommenes Q von ca. 12 ... 15 ergibt sich daher aus (1) für unseren Schwingkreis eine Reaktanz von

$$X_C = X_L \approx 150\ \Omega$$

Die Werte für Induktivität und Kapazität erhalten wir, entsprechend dem jeweiligen Amateurband, aus den bekannten Formeln:

$$C_{(pF)} = \frac{159 \cdot 10^3}{X_C(\Omega) \cdot f_{(MHz)}} \quad (2)$$

oder

$$L_{(\mu H)} = \frac{0{,}159 \cdot X_L(\Omega)}{f_{(MHz)}} \quad (3)$$

Durch Einsetzen von $X_L = X_C = 150\,\Omega$ ergeben sich im 80-m-Band etwa 300 bis 350 pF für das Anodenkreis-C und ca. 7 μH für die Schwingkreisspule. Damit liegen alle wichtigen Daten unserer Endstufe fest. Ein Vergleich der Nf-Angaben mit dem Datenblatt der 6146 für SSB-Betrieb oder den Tabellenwerten im Radio-Amateur-Handbook zeigt weitgehende Übereinstimmung. Es sei darauf hingewiesen, daß die Berechnung des Anodenschwingkreises nur für einen normalen Tankkreis gilt, nicht aber für ein π-Filter. Entsprechende Berechnungshinweise werden in dem nun folgenden Beispiel eines weiteren Linearverstärkers mit 2 Röhren RS 1003 gegeben.

Nf-Daten für zwei Röhren 6146 in Gegentakt

ICAS-Werte		Klasse AB 1	Klasse AB 2
Anodenspannung	U_a	750 V	750 V
Gittervorspannung	U_{g1}	−50 V	−45 V
Schirmgitterspannung	U_{g2}	200 V	165 V
Wechselspannung	$\hat{u}_{g1-g1}$	100 V	101 V
Schirmgitterstrom	I_{g2o}	1 mA	0,6 mA
Schirmgitterstrom	$I_{g2\,max}$	27,5 mA	21 mA
Anodenruhestrom	I_{ao}	57 mA	35 mA
Anodenstrom	$I_{a\,max}$	227 mA	240 mA
Arbeitswiderstand	R_{a-a}	8000 Ω	8000 Ω
Max. Steuerleistung	N_i	0 W	0,03 W
Max. Output	N_o	120 W	130 W

Linear-Endstufe mit zwei Röhren 1003 parallel

Aufgrund der Klagen vieler OMs, daß bei Verwendung von zwei parallelgeschalteten Sendepentoden RS 1003 in Eigenbau-Endstufen häufig Schwingungen und zu geringe Leistungsausbeute festgestellt wurden, soll die folgende einfache Berechnung Hinweise zu einer erprobten Dimensionierung geben.

Überlegungen anhand des Datenblattes zeigen, daß mit der vom Hersteller propagierten Anodenspannung von 1000 V weder ein guter Wirkungsgrad noch eine besonders hohe Ausgangsleistung in AB-1-Betrieb erzielt werden kann, wie man bei einer Anodenverlustleistung von 60 W erwarten sollte. Da die Leistungsabgabe davon abhängt, daß die Spannungsaussteuerung bei gegebenem Anodenspitzenstrom möglichst groß ist, muß die Anodenspannung auf ca. 1400 V erhöht werden. Wird die Röhre bis zur Grenzlinie ausgesteuert, so ergibt sich aus **Abb. 3** ohne weiteres die Beziehung $U_a = u_a + u_r$. Die nicht aussteuerbare „Restspannung" u_r ist dabei die Anodenspannung, mit der man den Anodenspitzenstrom im Aussteuerpunkt gerade noch ziehen kann [3].

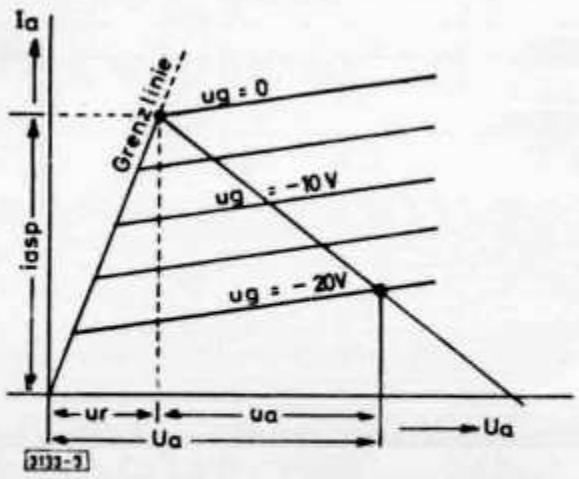


Abb. 3

Aus Linearitätsgründen kann die Anodengleichspannung bei AB-Betrieb aber nur bis etwa 80 % ausgesteuert werden. Wir rechnen daher mit einer Spannungsausnutzung $h_u \leq 0{,}8$. Damit ergibt sich für unsere Röhre eine Rest-

spannung $u_r = h_u \cdot 1400\,V = 280\,V$. Eine Verringerung der Restspannung bis auf 200 V (und damit Erhöhung der Ausgangsleistung) wäre zwar wünschenswert, jedoch erreicht man nach dem Kennlinienblatt ein Gebiet, in dem der Schirmgitterstrom bereits sehr steil ansteigt und die Gefahr der Schirmgitterüberlastung besteht. Die Schirmgitterspannung U_{g2} wird mit Rücksicht auf den angestrebten Wirkungsgrad ($\eta \geqq 60\,\%$) für AB 1-Verstärkung so hoch wie möglich gewählt; das Datenblatt gibt hier etwa 425 — 430 V an.

Mit $h_u = 0{,}8$ und einem optimal gewählten Außenwiderstand R_a ist dann in unserem Fall ein Wirkungsgrad von etwa 62 . . . 63 % zu erwarten. Zur Bestimmung des optimalen Außenwiderstandes wird eine reine Röhrennutzleistung von 210 W angenommen, die sich nach Abzug der Schwingkreisverluste auf etwa 200 W am Ausgang verringert.

Damit sind bekannt:

Anodenspannung	U_a	=	1400 V
Schirmgitterspannung	U_{g2}	=	430 V
Ausgangsleistung	N_o	=	210 W
Wirkungsgrad	η	=	0,63
Restspannung	u_r	=	280 V
Schirmgitterdurchgriff	μ_{g2g1}	=	20
Eingangskapazität	C_e	=	23 pF/Röhre
Ausgangskapazität	C_a	=	12 pF/Röhre

Zu berechnen sind:

Außenwiderstand	R_a
Eingangsleistung	N_i
Anodenstrom (Ruhe)	Ia_o
Anodenstrom (Vollaussteuerung)	Ia_{max}
Schirmgitterstrom	I_{g2}
Gittervorspannung	U_{g1}
Gitterwechselspannung	u_{g1}
Steuerleistung	N_{g1}
Gitterstrom	I_{g1}
Anodenverlustleistung	Q_a
Schirmgitterverlustleistung	Q_{g2}
Gitterverlustleistung	Q_{g1}

Aus N_o und η errechnet sich die Eingangsleistung:

$$N_i = \frac{N_o}{\eta} = \frac{210}{0{,}63} = 333\,V$$

$$I_a = \frac{N_i}{U_a} = \frac{333}{1400} = 238\,mA$$

$Q_a = N_i - N_o = 333 - 210 = 123\,W$
$u_r = 280\,V,\ u_a = 1400 - 280 = 1120\,V$

$$R_a = \frac{u_a^2}{2\,N_o} = \frac{1120^2}{420} = 3000\,\Omega$$

Die Grundwellenamplitude des Anodenwechselstroms i_{a1} ergibt sich aus:

$$\frac{u_a}{R_a} = \frac{1120}{3000} = 373\,mA$$

$$-U_{g1} = \frac{U_{g2}}{\mu_{g2g1}} = -\frac{430}{20} = -21{,}5\,V \text{ (Richtwert)}$$

u_{g1} ca. $21{,}5\,V_{sp} \approx 15\,V_{eff}$
Ia_o für beste Linearität auf ca. 2/3 Q_a einstellen
$Q_a = 120\,W$, $2/3\,Q_a = 80\,W$

$$Ia_o = \frac{2/3\,Q_a}{U_a} = \frac{80}{1400} = 56\,mA$$

U_{g1} auf Anodenruhestrom von ca. 56 . . . 58 mA einstellen
I_{g2} lt. Kennlinienblatt ca. 45—46 mA
$Q_{g2} = U_{g2} \cdot I_{g2} = 430 \cdot 0{,}046 = 19{,}8\,W$

Als Betriebswerte für 2 × RS 1003 parallel in Klasse AB 1 ergeben sich nunmehr:

f ≈ 30 MHz

N_o	=	210 W [1])	N_i	=	333 W
U_a	=	1400 V	N_{g1}	=	0 W
U_{g2}	=	430 V	Q_a	=	123 W
U_{g1}	=	— 21 V (bei Ia_o = 58 mA)	Q_{g2}	=	20 W
u_{g1S}	=	21 V_S ~ 15 V_{eff}	Q_{g1}	=	0 W
Ia_o	=	56 . . . 58 mA	R_a	=	3000 Ω
Ia_{max}	=	238 mA (bei Einton)	η	=	63 %
I_{g2}	=	46 mA			

[1]) Kreisverluste sind nicht berücksichtigt!

Berechnung des π-Filters [4]

Der Anodenkreis unserer Linearendstufe soll als π-Filter ausgeführt sein und exakte Anpassung des oben berechneten Außenwiderstandes von 3000 Ω an eine mit 52 Ω gespeiste Antenne ermöglichen. Die Berechnung beruht auf der Tatsache, daß ein π-Filter aus zwei hintereinander geschalteten L-Gliedern besteht.

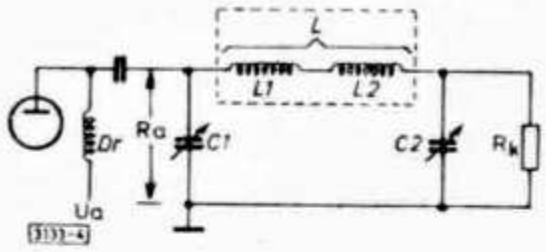


Abb. 4.
Zur Berechnung des Pi-Filters

Gegeben sind:

Außenwiderstand R_a = 3000 Ω
Antennenimpedanz R_K = 52 Ω
Q = 15 (Dämpfung der 2. Harmonischen ca. 40 dB)

Für die Berechnung der Reaktanzen von C_1, C_2 und L gelten folgende Formeln:

$$X_{C1} = \frac{R_a}{Q} \qquad (4)$$

$$X_{C2} = R_K \sqrt{\frac{R_a}{R_K (Q^2 + 1) - R_a}} \qquad (5)$$

$$X_{L1} = \frac{R_a}{Q} \qquad (6)$$

$$X_{L2} = \frac{R_K^2 \cdot X_{C2}}{R_K^2 + X_{C2}} \qquad (7)$$

$$X_L = X_{L1} + X_{L2} \qquad (8)$$

Die Ausrechnung ergibt mit Q = 15

X_{C1} = 200 Ω
X_{C2} = 30,4 Ω
X_L = 200 + 22,7 ≈ 223 Ω

Nach Einsetzen dieser Werte in (2) und (3) erhalten wir für die Amateurbänder folgende Werte für C_1, C_2 und L

80 m	**40 m**	**20 m**
C_1 = 227 pF	C_1 = 114 pF	C_1 = 57 pF
C_2 = 1500 pF	C_2 = 750 pF	C_2 = 375 pF
L = 10 μH	L = 5 μH	L = 2,5 μH

Für 10 m errechnet sich ein C von 28 pF.

Da von diesem Wert noch die Ausgangskapazität von 2 Röhren mit je 12 pF abgezogen werden muß, ergibt sich eine nicht realisierbare Abstimmkapazität von 4 pF für den Anoden-Drehkondensator.

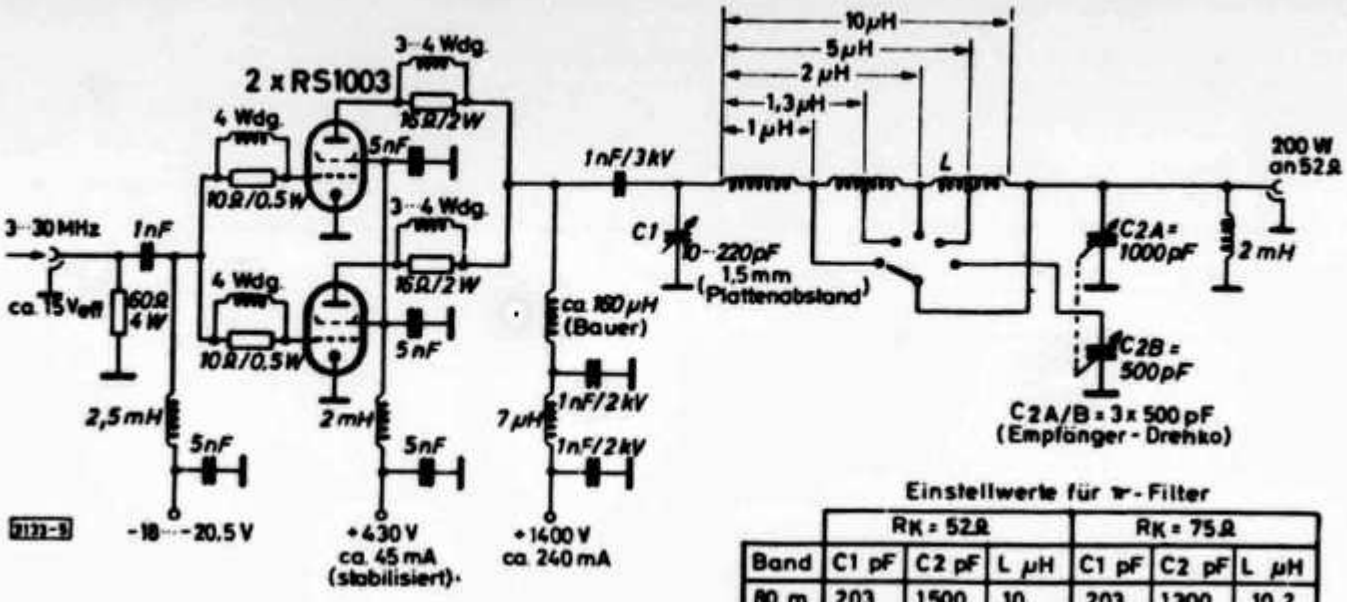


Abb. 5.
Die Gesamtschaltung

Einstellwerte für π-Filter

	RK = 52Ω			RK = 75Ω		
Band	C1 pF	C2 pF	L µH	C1 pF	C2 pF	L µH
80 m	203	1500	10	203	1300	10.2
40 m	90	750	5	90	650	5.1
20 m	52	530	2	52	450	2
15 m	26	354	1.3	26	300	1.3
10 m	14	265	1	14	225	1

Es muß daher ein Q von 20 für die Bänder 20, 15 und 10 m gewählt werden. Für Q = 20 erhalten wir nach Einsetzen in (4) — (8)

$X_{C1} = 150\ \Omega$
$X_{C2} = 21{,}4\ \Omega$
$X_L = 168\ \Omega$

und damit für die Bänder

20 m
$C_1 = 76$ pF
$C_2 = 530$ pF
$L = \sim 2\ \mu H$

15 m
$C_1 = 50$ pF
$C_2 = 354$ pF
$L = \sim 1{,}3\ \mu H$

10 m
$C_1 = 38$ pF
$C_2 = 265$ pF
$L = 1\ \mu H$

Die Schaltung mit allen erforderlichen Werten ist aus **Abb. 5** zu ersehen. Sie wird ergänzt durch eine Tabelle der Einstellwerte des oben errechneten π-Filters für 52-Ω- bzw. 75-Ω-Ausgang.

Literatur

[1] W 6 SAI, Eimac amateur service newsletter
[2] W 6 TNS, New Sideband Handbook
[3] Meinke-Gundlach, Taschenbuch der Hochfrequenztechnik
[4] W 6 SAI, The Radio Handbook

Nach einem Vortrag, anläßlich der DV-Versammlung des Distriktes Württemberg im Mai 1965 in Ulm.

„Das DL-QTC"

A Triband One-Loop Cubical Quad Element

BY HANS F. RUCKERT,* VK2AOU

With the present sun-spot cycle near its peak, regular DX communication is again possible on twenty, fifteen, and ten meters. The cubical quad has in recent years joined the list of antennas which are very popular with DX enthusiasts. However, the installation problems involved in erecting such a monster spider web have limited the popularity of the quad to some extent. A mini-quad would in many cases be the answer, especially if three-band resonance could be obtained with a single-wire loop element.

The advantages of a rotatable beam antenna are well known to all DXers. A problem arises in many situations just how a reasonable compromise between antenna performance and cost,

size, and weight can be obtained. Because I like to live in peace with my XYL, the neighbors, and the local council, my antenna must not be considered dangerous or an eyesore as far as appearance is concerned. In addition my antenna must not hang over the fence of our 50- × 150-foot block, half of which is already occupied by buildings. With these limitations firmly implanted in my mind, I added such factors as cost and difficulty of erecting and supporting a full-size 20-meter Yagi or cubical quad. After weighing all the facts, I felt that my only way out was to construct an economy-style, reduced-size antenna.

A single-loop cubical-quad triband element is shown in Fig. 1. Such a cubical quad has only one-fourth the weight and wind resistance of a full-sized three-element cubical quad of the same mechanical strength. The mechanical and installation difficulties are many times smaller; the cost of mast and rotor are also considerably reduced. Yes, the antenna is a compromise and the gain is less than that of a three-element quad, but this antenna still puts my signal in good DX company. This quad, because of its smaller physical size, will be tolerated in many more locations than its big brother. If desired, this quad could be used as an indoor antenna strung between two opposite room walls.

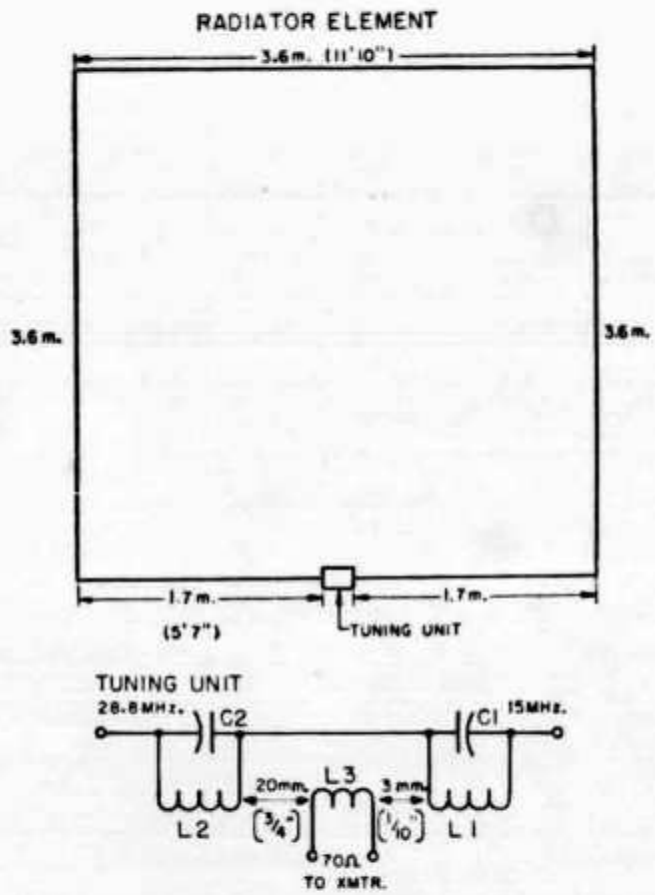


Fig. 1—Single-loop triband cubical-quad element. Metric dimensions are shown; approximate English-unit dimensions are given in parenthesis. Frequencies shown for C_1L_1 and C_2L_2 are those to which these circuits are tuned when disconnected from the loop.

C_1—55 pf.
C_2—49 pf.
L_1—7 turns, No. 12, 37-mm. (1½-inch) diameter, space wound to 16 mm. (⅝-inch) length.
L_2—4 turns, No. 12, 37-mm. (1½-inch) diameter, space wound to 18 mm. (11/16-inch) length.
L_3—4 turns, No. 12, 37-mm. (1½-inch) diameter, space wound to 9-mm. (⅜-inch) length.

Rather than going to a complicated switching arrangement to change bands, I decided to apply what I shall call the "triband-antenna principle" to this antenna. The theory behind this principle evolves around the same general ideas outlined by Pichitino in *QST*[1] several years ago. Antennas constructed along these guidelines do not operate harmonically and have only the desired resonances. The quad that I have built is shortened only at the lowest operating frequency. It is full size at the middle operating frequency and much longer at the highest operating frequency. In addition, no heavy blocking tuned circuits are used near the element ends.

With C_1 giving 20-meter resonance depends mainly on the total element length and L_1. Fifteen-meter resonance is controlled principally by C_1 and L_2. Ten-meter resonance is determined by C_2 and L_2. Once the antenna is constructed, it may be fine-tuned on each band by varying the constants that control the resonant frequencies. After my quad was tuned up, I found the s.w.r. on each band to be very satisfactory. On twenty meters, the antenna resonated at 14.15 MHz. with a resulting s.w.r. of approximately 1:1. With a fifteen-meter resonance at 21.3 MHz., an s.w.r. of 1.3:1 was measured. On ten meters, 28.6 MHz. was selected as the resonant frequency. The resulting s.w.r. at resonance on this band was 1.5:1. The phase relationship of the fields in L_1 and L_2 varies from band-to-band so that too much direct coupling between these coils should be avoided.

Although I used copper wire to make the loop element, you may desire to use aluminum tubing. The actual constructional details are left to the builder. The materials used and the methods of supporting the antenna are limited only by your imagination. The techniques employed may be as simple or as sophisticated as you may desire. DJ2UT used short pieces of coaxial cable as capacitors and placed them inside the tubing which he used for the element. The coils and inner capacitor ends were sealed and molded in resin. Fifteen- and ten-meter resonances are obtained by shifting copper rings over the ends of L_1 and L_2. This can be done without affecting the sealed coils in any way.

I have concluded this antenna to be rather efficient based on my observations that the tuning network does not become warm and a low s.w.r. has been measured across each of the three bands. This writer wishes to thank OM Sommer DJ2UT and his co-workers for the very considerable amount of work carried out, and the many practical ideas which have made successful antennas with the triband principle possible.

QST

BALAYAGE AUTOMATIQUE
de la BANDE 144-146 MHz

G. LAGARDERE F3GZ

Le principe consiste à remplacer l'oscillation locale de 116 MHz issue d'un quartz (après multiplication de sa fréquence) par un oscillateur shifté de ± 1 MHz autour de 116 MHz par une tension en dents de scie issue d'un multivibrateur.

L'oscillateur à quartz est conservé pour le balayage manuel et le passage de l'un à l'autre s'effectue en commutant l'alimentation en continu.

Description.

La réalisation comporte un oscillateur à quartz sur 23220 kHz (7740 en partielle 3) utilisant un transistor PNP 112001.

L'oscillateur shifté fonctionne sur 19350 kHz (fréquence centrale). Le déplacement de ± 166 kHz est obtenu par une diode varicap BA102 commandée par la tension en dents de scie. Un autre 112001 est utilisé dans cet étage.

Pour obtenir la fréquence 116,1 MHz, la base du transistor NPN 8342 est couplée par deux boucles en série à chaque oscillateur. La sortie s'effectue sur un circuit accordé sur 116,1 MHz. Cet étage fonctionne en quintupleur pour l'oscillation issue du quartz et en sextupleur pour l'oscillation shiftée.

La tension en dents de scie est obtenue à partir d'un multivibrateur à couplage par émetteurs et chargeant une capacité de 500 µF. La récurrence est d'environ 2 secondes. Les transistors utilisés sont deux PNP 33 des surplus.

Le réglage de cette tension s'effectue au moyen de l'atténuateur R1, R2 et P.

La variation de tension obtenue correspond sur la bande à une variation de ± 100 kHz à ± 2 MHz autour de la fréquence centrale indiquée sur le cadran du récepteur.

Réglages.

en balayage manuel : Se caler sur un signal au moins de force 8 (balise ou station proche).

en balayage automatique : P étant au minimum (± 100 kHz), tourner le noyau de L2 de façon à entendre un top au milieu de la course du milli. Auparavant, la fréquence d'oscillation aura été approchée au grid-dip ou à l'ondemètre (19350 kHz).

Remarques :

— Si l'on utilise un quartz de 38,666 MHz (X3) on pourra accorder L2 sur 29 MHz (x4). En aucun cas n'accorder L1 et L2 sur la même fréquence car l'oscillation de L2 sera entraînée lors du passage sur la fréquence de L1 ce qui se traduira par un trou dans la bande écoutée.

— Le s-mètre peut être commuté pendant le balayage de façon à suivre la variation de fréquence (R3) ce qui permet de situer rapidement la station entendue dans la bande.

— La sensibilité est bien meilleure en utilisant le BFO pour l'écoute pendant le balayage. Des stations reçues S2 sont repérables.

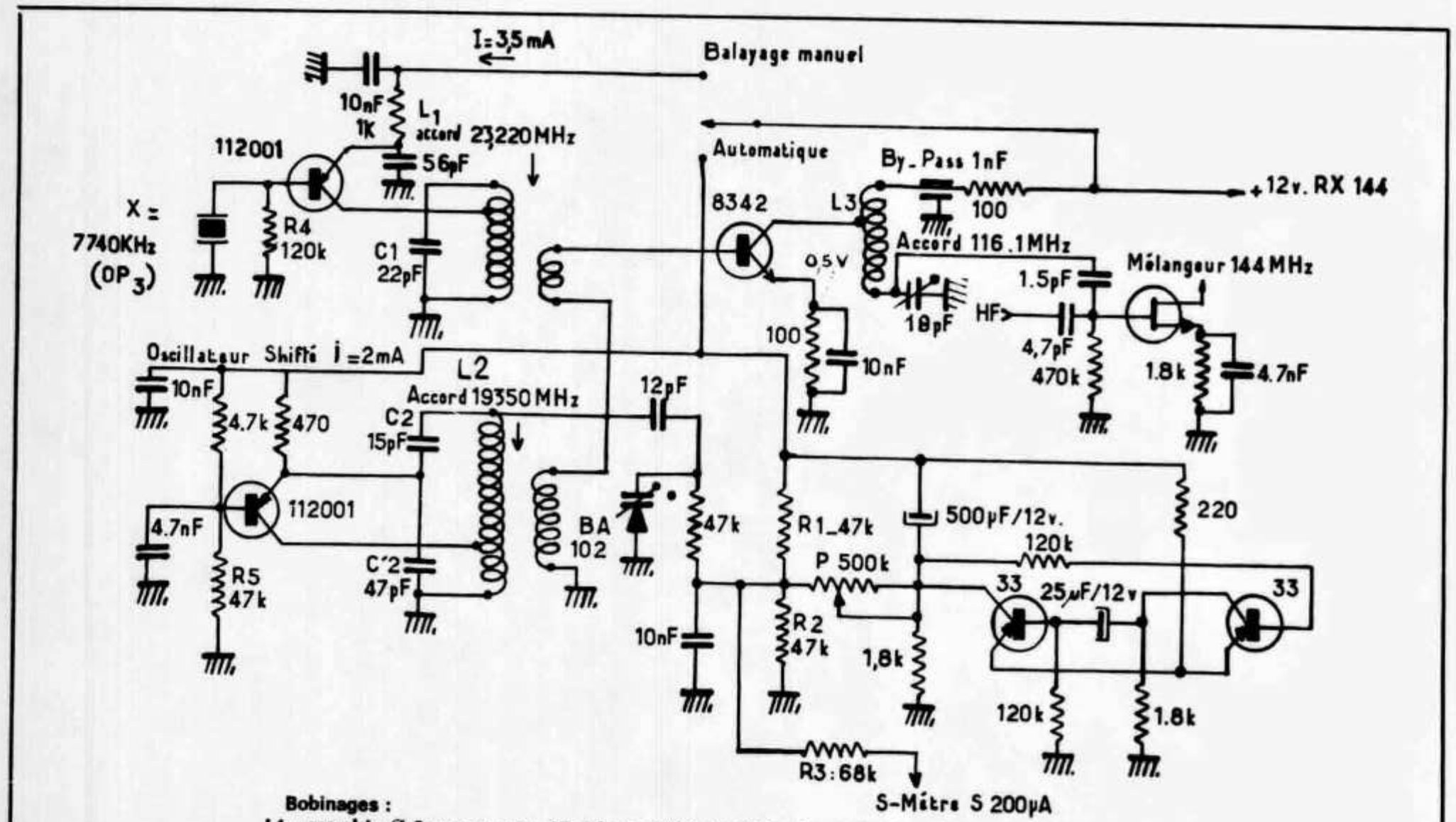
La tension à 116,1 MHz n'étant pas constante pendant tout le balayage, le souffle varie et on peut envisager de remplacer le circuit L3-C3 par un transformateur à primaire et secondaire accordés et surcouplés de façon à passer la bande 115,1/117,1 MHz sans atténuation.

Les transistors utilisés proviennent des surplus (IBM-Bull) le 112.001 peut être remplacé par un AF124 à condition de réajuster R4 et R5 pour obtenir un débit de 2 mA environ par transistor.

Le 8342 est l'équivalent du 2N2369 (Motorola).

Le 33 est l'équivalent de l'ACY38.

Le montage est effectué sur circuit imprimé.

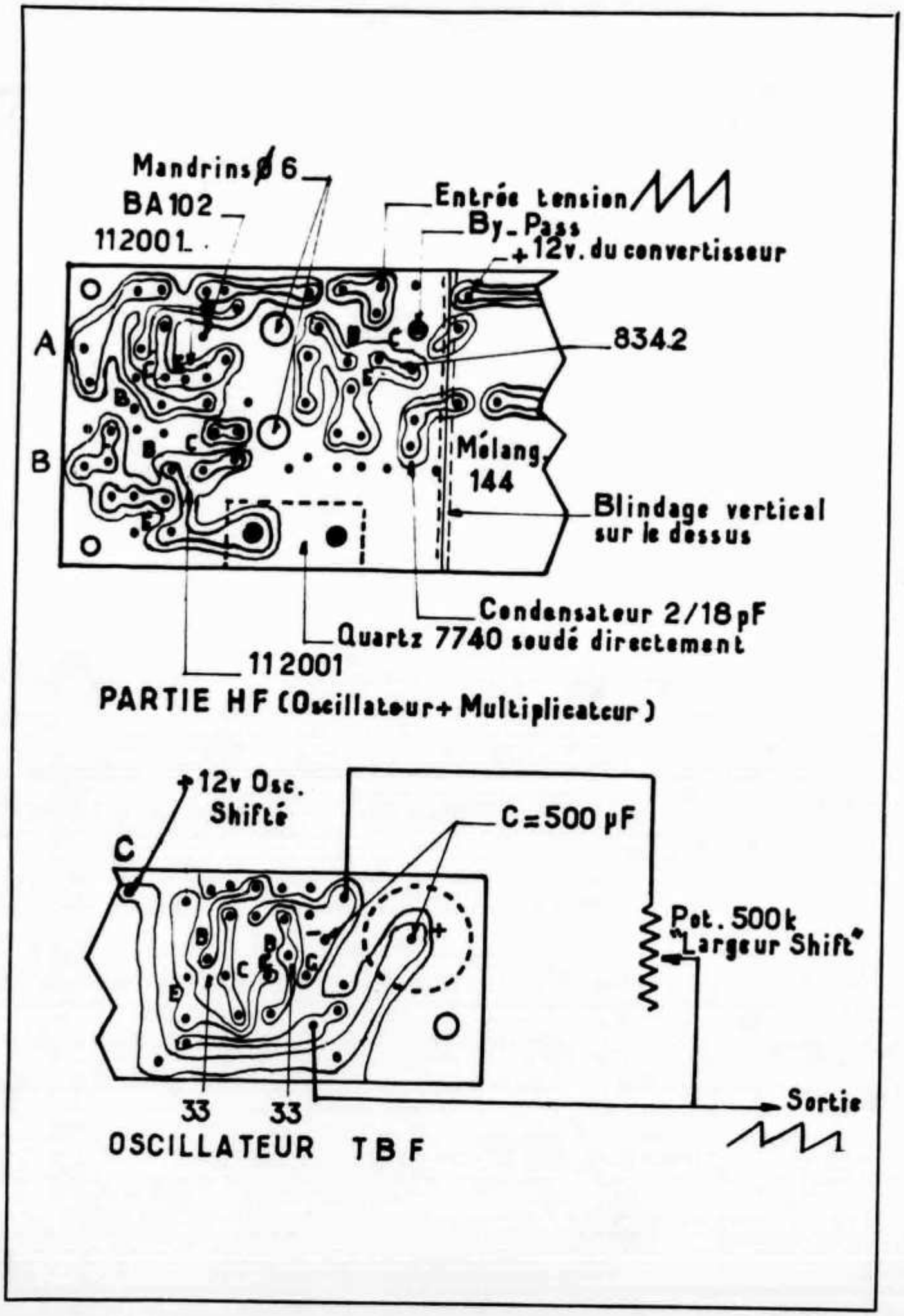


Bobinages :

L1 : mandrin ∅ 6 avec noyau. 15 spires 25/10ᵉ émaillé prise collecteur à 5 spires. Boucle 4 spires fil de cablage 6/10ᵉ.

L2 : mandrin ∅ 6 avec noyau. 20 spires 25/10ᵉ émaillé, prise collecteur à 8 spires. Boucle 2 spires fil de cablage 6/10ᵉ.

L3 : 6 spires fil argenté 6/10ᵉ bobinée en l'air sur ∅ 7, longueur 10 mm, prise collecteur à 2 spires.


Mandrins ø 6
BA 102
112001
Entrée tension
By-Pass
+ 12v. du convertisseur
A
B
8342
Mélang.
144
Blindage vertical
sur le dessus
Condensateur 2/18 pF
Quartz 7740 soudé directement
112001
PARTIE HF (Oscillateur + Multiplicateur)
12v Osc.
Shifté
C
C = 500 µF
Pot. 500k
"Largeur Shift"
33
33
Sortie
OSCILLATEUR TBF

160-Meter "Solid Status"

A Chirp-Free C. W. Rig Using Transistors

BY T. J. LALLY,* K1UBA

The author shows what can be done with bargain-priced solid-state components in this 160-meter c.w. transmitter. Although the circuit is basically an example of what can be done with power transistors, it is a workable unit that will produce power input levels that approach the legal 160-meter maximum in some areas of the United States.

As novelty items, transistors often appeal to the state-of-the-art frontiersman, but are they really in a position to compete with vacuum tubes for the generation of r.f. power? The answer to this question depends on what form the power source takes, and what the frequency of operation is to be. If the transmitter is to be plugged into an a.c. outlet, then watt-megacycles per dollar is clearly an important consideration. When battery operation is contemplated, over-all efficiency becomes the governing factor and transistors deserve serious consideration when compared to vacuum tubes.

Many amateurs shy away from the use of transistors in their transmitters because commonly-available types (capable of delivering more than a couple of watts of power in the r.f. spectrum) are too expensive to consider. High-power, high-frequency transistors have been available for a number of years, but they have been costly. Recently, however, production overruns and the availability of grade-out transistors have made r.f. power transistors available on the surplus market at reasonable prices, placing them within financial reach of the experimenter.

In recent months the Transitron 2N1212 transistor has become available for as little as $1.00 on the bargain market.[1] This unit has a maximum frequency rating of 10 Mc. and a power dissipation rating of 85 watts. The collector-to-emitter voltage rating (V_{ce}) is 60 volts maximum, making it usable over a wide range of operating voltages. Additionally, it has demonstrated greater tolerance to transients and high operating temperatures than similar types that were tested. Because of the upper frequency limit of the 2N1212, the 160-meter band was selected as a proving ground for the transmitter. A nominal supply voltage of 24 volts d.c. was chosen for several reasons:

1) Two 12-volt auto batteries could be used to power the transmitter, with no d.c.-to-d.c. conversion losses. (Batteries connected in series.)
2) Portable operation would be practical and easily accomplished.
3) Many inexpensive surplus relays will operate at 24 v.d.c.
4) No dangerous d.c. voltages would be present in the transmitter.

The Circuit

The crystal oscillator stage, shown in Fig. 1, employs a 4-watt silicon mesa transistor. This unit, a 2N497 n.p.n. device, is keyed in the emitter lead to permit c.w. operation. The keying of subsequent stages was tried, but led to severe arcing at the key contacts because of the high current that flowed through that circuit. Furthermore, a strong backwave signal was evidenced when keying any stage other than the oscillator. The current being broken by the key is on the order of 30 ma., contributing to a marked reduction in the keying transients that existed when keying the high-power stages of the transmitter. In contrast to a power oscillator that was tried (2N1212), the low-power oscillator keyed readily, and without the chirp which was common to the power oscillator with its sluggish action. Additionally, by keying the oscillator stage the key-up current drain on the battery is limited to a few milliamperes because the buffer and p.a. stages are operating at near-cutoff with no excitation.

The buffer stage, Q_2, idles along at its leakage-current level until it receives excitation from the

* 28 Amory Road, Waltham, Mass. 02154.
[1] Poly Paks, Box 942, So. Lynnfield, Mass.

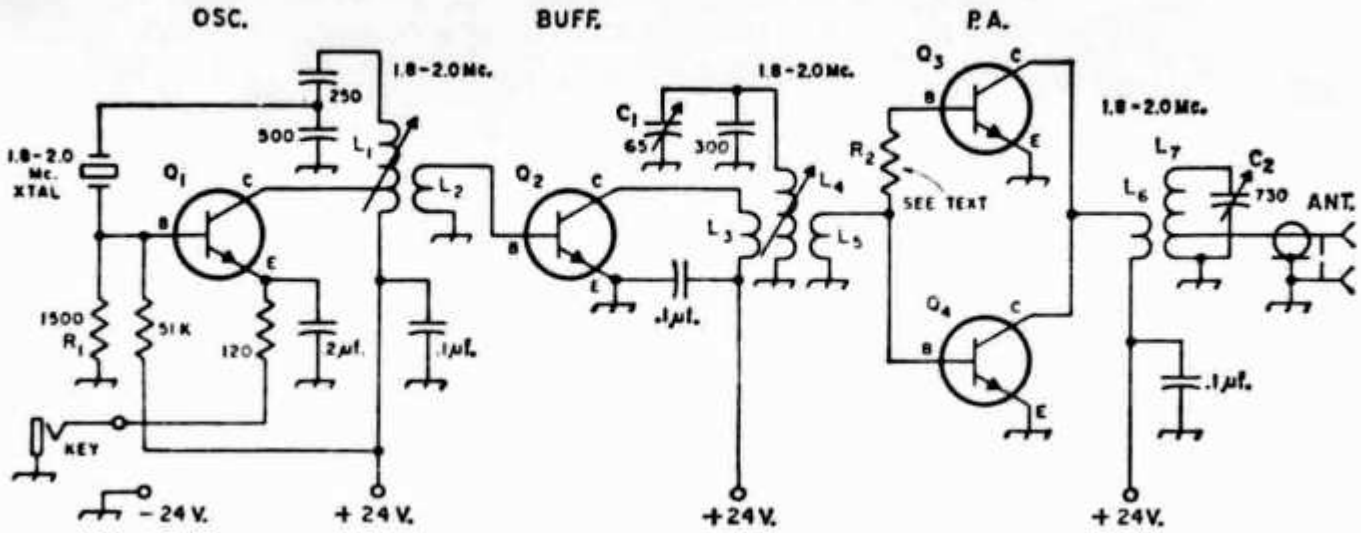


Fig. 1—Schematic diagram of the 160-meter transistor transmitter. Fixed capacitors are disk ceramic and are in pf. Decimal value capacitors are in µf. and can be disk ceramic or molded tubular. Resistors are 1-watt composition and are in ohms. K = 1000. Antenna connector is an R.C.A. phono jack.

C_1—5-65-pf. trimmer capacitor.
C_2—2-gang variable capacitor (365 pf. per sec.).
L_1—1⅛ inch winding of No. 30 enam. wire, close-wound on ½-inch diam. Millen slug-tuned form (Millen 74002). Collector tap ¼ inch up from cold end.
L_2—3 turns No. 22 insulated hookup wire, wound over cold end of L_1.
L_3—8 turns No. 22 insulated hookup wire over cold end of L_4.
L_4—1¼-inch winding of No. 26 enam., close-wound on ½-inch diam. slug-tuned form (Millen 74002).
L_5—2½ turns No. 22 insulated hookup wire, wound over cold end of L_4 and adjacent to L_3.
L_6—3 turns No. 22 insulated hookup wire inside cold end of L_7.
L_7—64 turns No. 18 wire, 1¼-inch diam., tapped for best match to antenna; see text. (B & W 3019 Miniductor).
Q_1—4-watt silicon mesa transistor. 2N497 or similar. (2N697, 2N498, 2N547, 2N717, 2N718, 2N1613 usable.)
Q_2–Q_4, inc.—2N1212 n.p.n. transistor or similar.
R_1—Value shown for use with 2N497 using 24-volt supply (For 12-volt operation, see text.)
R_2—See text.

oscillator. The base and emitter are returned to d.c. ground without provision for biasing, and the drive from Q_1 is supplied to the base of Q_2 through link L_2 which is wound over the cold end of L_1. Despite the lack of bias on this stage, there has been no evidence of thermal runaway at 12, 24 or 32 volts, V_{cc}. The output energy from the collector of Q_2 is coupled into the buffer tank coil, L_4, by means of a low-impedance, 8-turn link, L_3. A second low-impedance winding, L_5, couples the signal from Q_2 to the base of Q_3 and Q_4.

The p.a. stage, containing two parallel-connected 2N1212 transistors, is similar to the buffer stage and also operates at near-cutoff without excitation. As is the case with Q_2, thermal runaway does not take place in the p.a. stage even though no base or emitter resistors have been included in the circuit. An equalizing resistor, R_2, is shown in the schematic diagram and is adjusted to permit matching the current drawn by Q_3 and Q_4. (More on this later). The collectors of Q_3 and Q_4 are supplied with current through L_6, which matches the 16-ohm collector impedance to the antenna through coupling to L_7. The antenna is tapped down on L_7 until a suitable impedance match is effected.

Building the Transmitter

The transmitter is assembled on a 6 × 9-inch piece of unclad vector board. The layout is shown in the photo. Vector board was chosen as a chassis material so that all of the components could be placed above the chassis, and so that it would be less difficult to insulate the heat sinks from circuit ground. The interconnecting leads between sections of the circuit are passed through the holes in the vector board and are routed under the chassis. The heat sinks are mounted vertically to provide better convection cooling. Aluminum sheets, ⅛ inch thick and of commensurate size to the commercial units shown, can be substituted for the heat sinks used at Q_2, Q_3, and Q_4. A similar arrangement can be worked out for the heat sink at Q_1. The heat sinks shown in this model are held in place by loops of wire which are passed through the circuit board. A more secure assembly would result if they were attached to the chassis with metal brackets, or held in place with epoxy cement. The final arrangement can be decided by the builder and will be dictated by the degree of ruggedness desired.

Coils L_1 and L_2, and L_3, L_4 and L_5 are housed in Millen plug-in assemblies. The shield covers prevent interstage coupling and discourage any tendency toward instability of the stages. The coil assemblies are plugged into ceramic tube sockets which are mounted on the vector board with standoff posts.

Transmitter Tuneup

Because of the somewhat limited output power from the oscillator stage, Q_1, it is impossible to drive the buffer or p.a. stage of the transmitter to excess. Therefore, tuneup is a simple matter in that the transistors cannot be damaged by over-excitation. To exclude any possibility of over-

heating, however, it is suggested that the operator apply 12 volts to the buffer and p.a. stages (24 volts on the oscillator) during the initial tuneup period. This will allow sufficient safety margin with respect to junction temperature, until the tuned circuits can be brought into resonance. As is the case with vacuum-tube transmitters, there will be a pronounced dip in element current (collector current in this instance) when the tank circuits are tuned to resonance. The off-resonance collector current of the p.a. stage, with drive applied at the base elements, can rise to 3 amperes — causing considerable heating at the junction of the transistors during sustained key-down tuning. Since n.p.n. transistors are used in this circuit, make certain that a positive voltage is applied to the collector circuits of the transmitter. The negative lead from the battery can be attached to the transmitter ground bus when testing the unit. *Warning:* Incorrect voltage polarity can lead to the destruction of the 2N1212 transistors.

First, attach a 0 to 1-ampere r.f. ammeter or an s.w.r. bridge to the transmitter output terminal, J_2. A 50-ohm dummy load is attached, next, to the output terminal of the ammeter or s.w.r. bridge, whichever is used for output power indication. Plug a key into J_1 and apply 24 v.d.c. to the oscillator circuit. While observing the S meter on the station receiver, adjust the tuning slug in L_1 for maximum meter indication with the receiver tuned to the transmitter crystal frequency. If no oscillation is noted, substitute a 10K potentiometer for R_1 and adjust it until Q_1 produces oscillation. R_1 should be adjusted to the point where the oscillator starts readily. The value of resistance that is established by the potentiometer can be determined by measuring it with an ohmmeter. A fixed-value resistor can then be substituted at R_1 and the testing can continue.

When oscillation has been obtained, apply 12 volts to the buffer stage, Q_2, and tune L_1 for maximum Q_2 collector current (approximately 100 ma.) by placing a meter in series with the cold end of L_3. Next, apply 12 volts to the p.a. stage (Q_3 and Q_4) and tune the slug in L_4 for maximum output as indicated by the s.w.r. bridge (forward-power position). P.a. capacitor C_2 is tuned, next, for maximum power output. The dummy load and power-indicator combination should be tapped at various points along the low-impedance end of L_7, retuning C_2 for maximum output each time, until the best match is obtained between the p.a. stage and the load. After the best tap point has been selected, adjust the oscillator and buffer tuned circuits for maximum power output at J_2. If difficulty is experienced in reaching resonance at L_4, adjust C_1 and the slug in L_4 alternately until a peak in output is obtained.

After the initial tune-up is completed, attach the 24-volt supply to all stages of the transmitter and repeak each stage for maximum output. At this point it is important to determine how much collector current is being drawn by each of the p.a. transistors. This can be accomplished by disconnecting the base connection of Q_3 and applying drive to Q_4 in the usual manner. By inserting a 0 to 5 ampere d.c. meter in series with the B-plus lead to L_6 the collector current of Q_4 can be noted. Next, reconnect the base lead of Q_3 and disconnect the base lead from Q_4. Again, observe the meter reading to determine the amount of collector current drawn by Q_3. The two current readings should be within 25 per cent of one another, or closer. If this condition cannot be met, try swapping Q_2 with Q_3 or Q_4 to see if a better match can be secured. If no combination of the three transistors will result in a suitable match, select the two 2N1212s that are the most closely matched and experimentally vary the value of resistance at R_2 (try about 10 ohms), with drive applied to the p.a., until equal collector currents exist at Q_3 and Q_4. Now, retune C_2 for maximum power output from the p.a. stage. Vary the tap position between L_7 and the dummy load for the best match possible.

Typical collector current readings after tuneup (at 24 volts) are: Q_1–35 ma.; Q_2–150 ma.; Q_3 and Q_4–1.5 amp. With 12 volts on the buffer and p.a. stages, Q_3 will draw approximately 100 ma. Q_3 and Q_4 will draw about 1 amp.

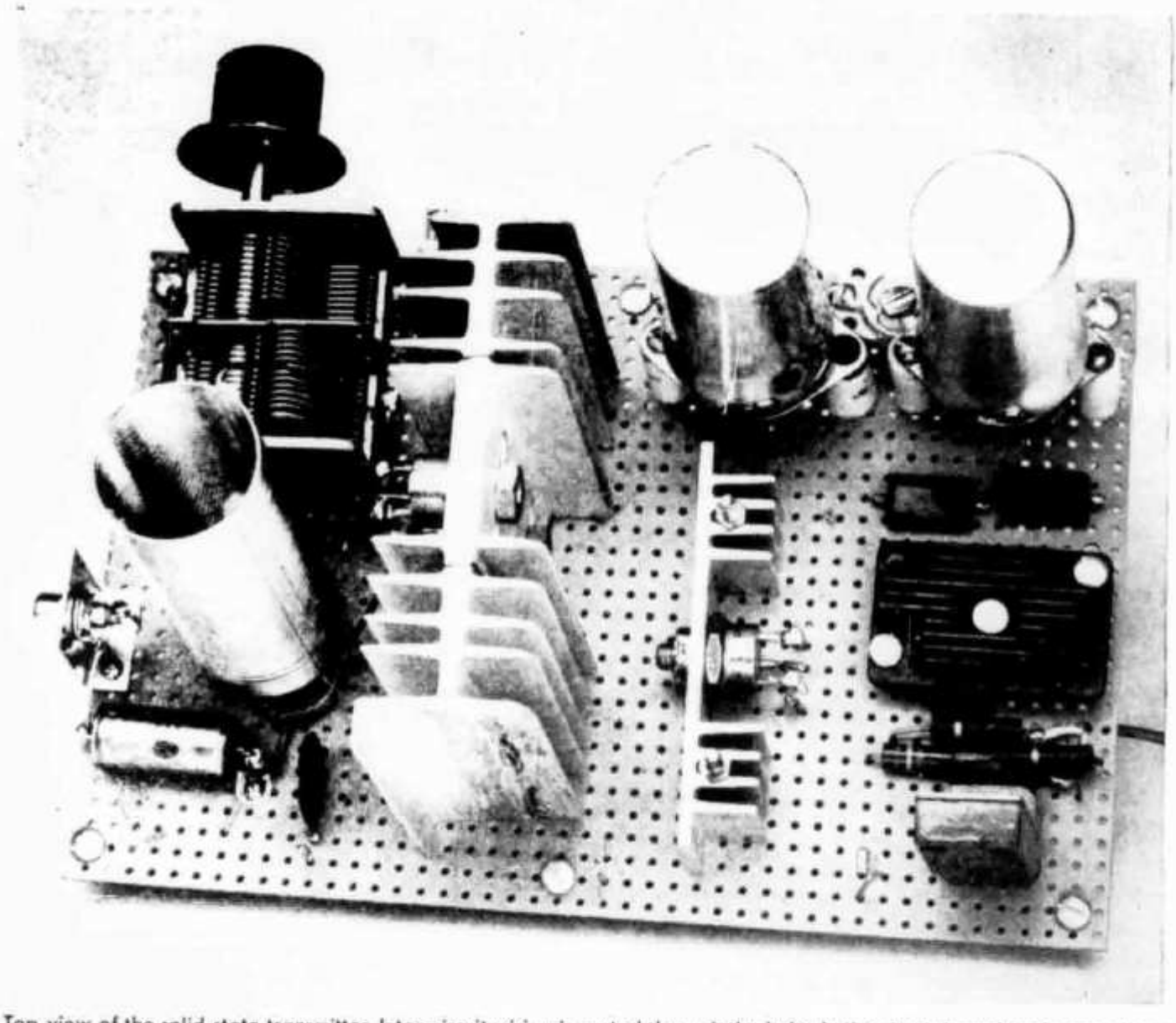
Operation

The tune-up procedure with the antenna attached to the transmitter is the same as it is for dummy-load operation. The transmission line is tapped down on the p.a. tank coil until a satisfactory loading is effected. This can be accomplished by inserting an s.w.r. bridge between J_2 and the transmission line and adjusting the tap on L_7 for maximum forward power. Naturally, the transmission line must be matched to the antenna feed point if this method is to be effective. Random-wire antennas can be used with this transmitter if tuning networks of the type described in Chapter 6 of *The A.R.R.L. Antenna Book* are placed between J_2 and the antenna. In some instances it may be possible to attach a random-wire antenna directly to L_7 and secure a reasonable match. This practice is not recommended, however, since there would be but little discrimination against harmonic radiation.

A power input of 36 watts (p.a. stage only) is typical when the transmitter is operated from a 24-volt supply. The measured power output, using a Bird Thruline wattmeter into a 50-ohm load, was 18 watts with the 36-watt input figure. With 12 volts applied to Q_2, Q_3 and Q_4, the transmitter produced 8 watts of output with 16 watts of input power. In both instances the efficiency was on the order of 50 per cent — a common figure with Class B or Class C transistor amplifiers.

Some Added Thoughts

In view of the 2N1212's 85-watt rating it may be argued that a single transistor in the p.a. stage should be adequate. Two were used for the simple reason that a single unit would not draw sufficient



Top view of the solid-state transmitter. Inter-circuit wiring is routed through the holes in the circuit board and connections are made under the chassis. Connection to the key is made by attaching a shielded cable to the key terminals.

collector current at 24 volts to develop the desired amount of p.a.-power input.

The author cannot too thoroughly stress the importance of adequate heat-sink area. The vacuum-tube man, going the transistor route for the first time, need only touch the case of a power transistor that's drawing an ampere or two of collector current to realize the importance of convection cooling. When selecting heat sinks for the transmitter, secure the largest size that will fit into the chassis.

The entire transmitter can be operated from a 12-volt source but will function at a reduced power level. In order to use the oscillator at 12 volts, it will be necessary to experiment with the value of R_1, selecting a bias value that will permit the crystal to oscillate. The correct procedure for doing this has been outlined earlier in the text. The legal power limit for 160-meter operation may be approached by using a 32-volt power supply. If this is done, the value of R_1 will have to be modified for best oscillator performance. The buffer and p.a. transistors run *quite* warm at 32 volts, but will remain within their dissipation ratings provided the key is not closed for more than a few seconds at a time.

In Conclusion

For back-country work, a pair of series-connected 12-volt automotive batteries, when fully charged, will provide approximately 16 hours of carrier-on time. Because c.w. operation will be carried on with this transmitter, the key will be up approximately 50 per cent of the time, permitting about 32 hours of actual operating time without recharging the batteries. Because of this, and provided a battery-operated receiver is used, an additional Field Day multiplier of 1.5 is available, making the use of a solid-state transmitter even more desirable. A battery-operated station eliminates the need for a gasoline-powered generator, which in turn contributes to better relations with fellow campers since they aren't plagued with the "putt-putt" drone of a power plant.

To anticipate a question the reader may have: "Yes, the 2N1212s will work on 80 meters, but at slightly reduced efficiency."

No attempt has been made to apply modulation to this transmitter, but it is reasonable to believe that a.m. phone operation would be possible by applying modulation to Q_3 and Q_4

Adressen und Treffpunkte der Sektionen
Adresses et réunions des Sections

Aargau
Hansruedi Weber (HB9AJK), Bannhaldenweg 15, 5600 Lenzburg
Jeden 1. Freitag des Monats um 20.00 im Hotel Krone, Lenzburg
Sked: jeden Montag, 20.15, auf 145,2 MHz

Associazione Radioamatori Ticinesi (ART)
Rolando Covelle (HB9JE) via ai monti 6500 Bellinzona.
Ritrovi: Gruppo Bellinzona, tutti i sabati 13.30 Bar Rio. Locarno, ogni giovedi 20.30 Rist. Oldrati au Lac. Lugano, ogni mercoledi, 20.30, Rist Tivoli, Breganzona. Mendrisio e Chiasso, ogni mercoledi, 20.00, locale del gruppo, Tremona

Basel
René Hueter, Neuwillerstrasse 5, 4153 Reinach BL.
Restaurant Helm, jeden Freitag um 20.30. Monitorfrequenzen: 29,6 MHz und 145,6 MHz (vertikal polarisiert)

Bern
Paul Badertscher (HB9ACR), Neubrückstrasse 92, 3012 Bern
Restaurant Schanzenegg, letzter Donnerstag des Monats 20.30
Rest. zum untern Juker, übrige Donnerstage 20.00

Biel-Bienne
Fritz Wälchli (HB9TH, Paganweg 3a, 2560 Nidau BE
Rest. Rebstock, Neumarktstrasse 46, Biel.
Jeden 2. Dienstag des Monats um 20.00

Fribourg
Claude Oechslin (HB9XT), 1530 Payerne
Tea-Room Le Centre, Fribourg, le mercredi soir

Genève
R. Ganty (HB9MAC), 23, Ave. Ste. Cécile, 1217 Meyrin.
Café-Glacier Bagatelle, chaque lundi à 18.15

Jura
Roland Corfu (HB 9 IB), 41 rue du Temple, 2800 Delémont BE
Réunions mensuelles selon convocations personnelles

Lausanne
J.-C. Jaccard (HB9UG), Av. Vallonnette 24, 1012 Lausanne
Buffet CFF, Lausanne, chaque vendredi à 20.30

Luzern
Peter Braun (HB 9 AAZ), Grosswangerstrasse, 6218 Ettiswil LU
Restaurant Rebstock (Hofkirche), 3. Samstag des Monats um 20.00

Radio Club Ticino (RCT)
Gastone Domeniconi (HB9MBF), 6951 Bidogno.
Ritrovo: ogni venerdì alle ore 20.30 (HBT), Ristorante Fantasio, Corso Elvezia, Lugano.

Rheintal
Frid. Tinner (HB9AAQ), Wäseli 29, 9470 Buchs SG.
Hotel Stadthof Chur, 4. Donnerstag des Monats 20.00. Hotel City, Buchs, 2. Donnerstag des Monats 20.00. Sked: Montags 21.00 auf 145.6 MHz.

Seetal
G. Villiger (HB9AAU), Blumenrain 6, 6032 Emmen
Hotel Schlüssel, Luzern, jeden 2. Freitag des Monats 20.00. Sked: jeden Donnerstag 19.15 auf 144,7 MHz

St. Gallen
Walter Rohrer (HB9UQ), Viktor-Hardung-Strasse 41, 9011 St. Gallen
Hotel Montana, Rosenbergstrasse 55, 2. und letzter Mittwoch des Monats.

Solothurn
Ernst Schneider (HB9ABT), Ursprungstrasse 36, 4912 Aarwangen
Restaurant St. Stephan, jeden Mittwoch.

Thun
Walter Kratzer (HB9FP), Obere Hauptgasse 10, 3600 Thun
Restaurant Zollhaus, Allmendstrasse 190, Lerchenfeld. 2. Donnerstag des Monats 20.00.

Valais
Georges Marcoz (HB9AIF), 1961 Aproz, Réunion selon convocation personnelle.

Winterthur
H. Hohl (HB9VI), Rychenbergstrasse 303, 8400 Winterthur
Restaurant Brühleck, 1. Stock, jeden ersten Montag des Monats um 20.00

Zug
Sepp Himmelsbach (HB 9 MD), Sonnhalde, 6311 Edlibach ZG
1. Donnerstag d. M., 20.00 Rest. Löwen am See

Zürich
Aldo Bernasconi (HE9EZA), Dorfstrasse 51, 8800 Thalwil
Clublokal «Freizeitanlage Pro Juventute», Bachwiesenstrasse 40, Zürich 9, jeden Dienstag ab 20.00. Monatsversammlung am 1. Dienstag des Monats

Zürichsee
Erwin Kunz (HB 9 EW), Oetwilerstr. 40, 8953 Dietikon ZH
Hotel Sonne, Küsnacht ZH, jeden 2. Freitag des Monats um 20.00

Union Schweizerischer Kurzwellen-Amateure — Union Suisse des Amateurs sur Ondes courtes — Clubstation HB9AA

Ehrenpräsident: Heinrich Degler, HB9A, Rotfluhstrasse 53, 8702 Zollikon — Präsident: Hans Scherrer, HB9ABM, Neugasse 44, 9000 St. Gallen — Letztjähriger Präsident: Henri Bulliard, HB9RK, St. Barthélémy 7, 1700 Fribourg — Vizepräsident: Walter Blattner, HB9ALF, Via Varenna 85, 6604 Locarno — Sekretär: Franz Acklin, HB9NL, Sonnenrain 188, 6233 Büron LU — Verkehrsleiter (TM): Aloys Egli, HB9AAA, Postfach 17, 2500 Biel 4 — UKW-Verkehrsleiter: Dr. H. R. Lauber, HB9RG, Postfach 114, 8033 Zürich — IRO: Dr. Etienne Héritier, HB9DX, Grellingerstrasse 7, 4153 Reinach BL — Verbindungsmann zur PTT: Albert Wyrsch, HB9TU, Kirchbreite 1, 6033 Buchrain LU.

Sekretariat, Kasse, QSL-Service: Franz Acklin, HB9NL, Sonnenrain 188, 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. 35.–, Passivmitglieder Fr. 25.—, Junioren Fr. 12.50 (OLD MAN inbegriffen) — OLD MAN-Abonnement In- und 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!

ARRL-Amateur Radio Handbook 1971

Bestellungen bis **spätestens 15. Januar 1971** durch Einzahlung von Fr. 22.— auf Postcheckkonto 30-10397 Bern.

Verspätete Einzahler müssen mit verspäteter Lieferung rechnen!

USKA, Büron: HB9NL

Hambörse

Tarif: Mitglieder: 30 cts. pro Wort, für Anzeigen geschäftlichen Charakters 50 cts. pro Wort. Für Nichtmitglieder: Fr. 3.— pro einspaltige Millimeterzeile. — Der Betrag wird nach Erscheinen vom Sekretariat durch Nachnahme erhoben. Antworten auf Chiffre-Inserate sind an Inseratenannahme USKA, 6020 Emmenbrücke 2/Sprengi, Postfach 21, zu senden. **Inseratenschluss und Hambörseschluss am 5. des Vormonats.**

Zu verkaufen: SSB-Transceiver EICO, 80-40-20 m 180 W PEP mit Speisegerät Fr. 850.—. Selbstabholer bevorzugt. H. Zehnder, HB9MC, Burgunderstrasse 45, 3018 Bern, Telefon 031 56 60 64.

Verkaufe: Bandempfänger MOHAWK-RX 1. 160-10 m ufb Zustand. Richtpreis Fr. 600.—. Telefon 051 52 95 28.

Wegen Nichtgebrauch **zu verkaufen** neuwertige Funkgeräte: Marke Herton 3 Watt, 5 Kanäle, 16 Transistoren, Batterie- und Netzanschluss. Neupreis Fr. 850.—, Verkaufspreis Fr. 450.—. Telefon 056 3 54 65 abends von 18.30 Uhr an erreichbar.

Zu verkaufen: NATIONAL NC 400 RX, guter Zustand RTTY-Converter neu, Fernschreiber T 37 und T 68. E. Fuchs, Bischofsberg, 9410 Heiden, Telefon 071 91 26 14.

Suche: BEAM 2 oder 3 Element 10/15/20 m. Telefon 075 2 26 30.

Zu verkaufen: infolge Zeitmangels: ZF-RTTY-Converter mit AFSK-Unit AK1 KO 7 cm, QSO-getestet. Olivetti-Fernschreiber Fliehkraftregler Lorenz-Streifenleser, Lafayette RVM, 3 Telefonverstärker: Hörer auflegen — sprechen! Div. Linear-Material etc. Verlangen Sie Beschreibung und Materialliste durch Telefon 051 42 12 46, Clauss HB9AKC 8—12 und 14—18 Uhr.

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

AMF
ABTEILUNG DER MILITÄRFLUGPLÄTZE

Ihnen als Elektroniker brauchen wir sicher nicht zu sagen, was das Florida-System ist.

Sie wissen, dass hochmoderne Computer, Übermittlungs- und Datenübertragungssysteme sowie spezielle Radaranlagen dazugehören.

Wenn Sie eine Lehre als

EGM
FEAM
oder
Radioelektriker

absolviert haben, bilden wir Sie gerne für den Einsatz auf diesen interessanten und sehr vielseitigen Gebieten aus. Nach der Einarbeitung sind Sie für die Bereitschaft dieser Anlagen verantwortlich. Bei Ihrer Tätigkeit kommen Sie auch kurzfristig in die verschiedenen Aussenstationen.

Wann dürfen wir Ihnen einmal unverbindlich unsere freundlichen Arbeitsplätze zeigen? Ein Telefonanruf schafft den nötigen Kontakt. (051 85 65 81 und 85 63 11, Herrn Kärcher verlangen.)

Abteilung der Militärflugplätze
8600 Dübendorf

The EQUIPEL Team
wishes
all OMs all around the World
a Happy New-Year
and fb DX!

HAM-SHACK 7—9 Bd. d'Yvoy, 1211 Genève 24
Tel. (022) 25 42 97

Zu verkaufen: Heath RX GR 64E, neuwertig! unter Fr. 250.—. Telefon 036 3 46 52.

Zu verkaufen: RX STAR SR-600 in ausgezeichnetem Zustand Fr. 500.—. Telefon 051 40 03 11 ab 19.00 Uhr.

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

Für den Ham Shack entdeckt:

Weltzeituhr DERBYVOX. Mit Normaluhr und Zeitband unter Weltkarte. Elektronik-Laufwerk mit 1,5 V Batterie. Aussenmasse: 26 × 10 × 3,5 cm.

Erhältlich in Markenuhrengeschäften. Getestet und in Betrieb bei HB9PQ.

Die praktischen
PLASTIKTASCHEN für QSL-KARTEN
Pro Set für 10 × 10 QSL-Karten Fr. 4.30 vorausbezahlt. Fr. 5.30 per Nachnahme.

Bestellungen an: Joe F. Keller, P. O. Box 21, 6020 EMMENBRÜCKE/Sprengi, **Postcheck: 60-60495 Luzern.**

Kaufe laufend:

Fernschreiber Siemens/Olivetti, IBM Schreibmaschinen bis 2 Jahre alt, Restposten und Lagerbestände, Bauteile, Sender-Empfänger, Messgeräte, schw. Armee-Bestände.
Telefon 091 8 62 93, 9—20 Uhr.

Antennen

QSO mit WIPIC und Hy-Gain immer gut!

W. Wicker-Bürki

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

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

Radio-Amateure, Bordfunker, Telegraphisten!

Eine interessante und abwechslungsreiche Aufgabe als

Radio-Operateur

erwartet Sie, wenn Sie:

— die Morsetelegraphie beherrschen, oder mit Fernschreibern umzugehen wissen

— gute Sprachkenntnisse besitzen

— in Radiotechnik und Funkdiensten bewandert sind.

Wir bieten:

— Gründliche Einarbeitung in den Aufgabenbereich.

— Angenehme Arbeitsbedingungen und gut ausgebaute Sozialleistungen

— Ausbaufähige Dauerstellen

Gerne sind wir bereit, Ihnen nähere Einzelheiten bekanntzugeben: Telefon 031 67 24 14.

Schriftliche Bewerbungen mit Lebenslauf sind zu richten an:

Abteilung für Übermittlungstruppen

Papiermühlestrasse 14, 3000 Bern 25

SONDERANGEBOT

BAUSÄTZE (KITS); SORTIMENTE in Halbleiter, div. Kondensatoren; TRIAC, SILIZIUM-GLEICHRICHTER, THYRISTOREN, SILIZIUM-ZENER-DIODEN usw.

AUSZUG AUS UNSEREM SONDERANGEBOT

			Nettopreise Fr.
Bausatz Nr. 2A	**Eisenloser NF-Verstärker 1—2 W**	5 Halbleiter	**18.50**
	Betriebsspannung	9—12 V	
	Ausgangsleistung	1—2 W	
	Eingangsspannung	9.5 mV	
	Lautsprecher-Anschluss	8 Ohm	
	Druck-Schaltung, gebohrt	Dim. 50 × 100 mm	**3.75**
Bausatz Nr. 7	**Eisenloser NF-Leistungsverstärker 20 W**	**mit 6 Halbleiter**	**43.—**
	Betriebsspannung	30 V	
	Ausgangsleistung	20 W	
	Eingangsspannung	20 mV	
	Lautsprecher-Anschluss	4 Ohm	**8.—**
	Druck-Schaltung, gebohrt	115 × 180 mm	
Bausatz Nr. 8	**Klangregel-Teil für BAUSATZ 7**		**14.50**
	Betriebsspannung	27—29 V	
	Frequenzbereich b. 100 Hz	+ 9dB bis -12dB	
	Frequenzbereich b. 10 kHz	+ 10dB bis -15dB	
	Eingangsspannung	15 mV	
	Druck-Schaltung, gebohrt	60 × 110 mm	**3.50**

Bausatz Nr. 14 Mischpult mit 4 Eingängen **19.50**

An diesem Mischpult können 4 Tonquellen gemischt werden, z. B. 2 Mikrofone und 2 Gitarren, oder 1 Plattenspieler, 1 Rundfunktuner und 2 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** 50 × 120mm **4.25**

Bausatz Nr. 15 Regelbares Netzgerät **kurzschlussfest** **34.50**

Der Bausatz lässt sich stufenlos regeln und arbeitet mit 4 Silizium-Transistoren. Der Wechselspannungsanschluss am Trafo beträgt 110 V oder 220 V.

Regelbereich	6—30 V	
max. Belastung	1 A	
	Preis für Trafo:	**26.—**
Druck-Schaltung, gebohrt	110 × 120 mm	**6.—**

Bausatz Nr. 16 Netzspannungsregler **25.—**

Der Bausatz arbeitet mit zwei antiparallel geschalteten Thyristoren und eignet sich gut zum stufenlosen Regeln von Glühlampen, Handbohrmaschinen u. a.

Anschlusspannung	220 V	
max. Belastung	1300 W	
Druck-Schaltung, gebohrt	65 × 115 mm	**4.80**

JEDEM BAUSATZ ist ein genaues SCHALTSCHEMA mit EINZELSTÜCKLISTE beigelegt!

DIVERSE SORTIMENTE

Bestell-Nr.			
ELKO 1	30 St. Kleinst-NV-Elkos, gut sortiert	insgesamt nur	**8.50**
KER 1	100 St. Scheiben-, Rohr- und Perlkondensatoren, 20 Werte gut sortiert × 5 St.		**6.50**
GL 1	5 St. Silizium-Gleichrichter in Kunststoffgehäuse, für TV, ähnl. BY 127 800V 500mA		**5.20**

THYRISTOREN (Regelbare Silizium-Gleichrichter)

TH 1/400	400V	1A	**2.90**	**TRIAC** TRI 1/400	400V 1A	**7.50**
TH 3/400	400V	3A	**4.50**	TRI 3/400	400V 3A	**8.75**
TH 7/400	400V	7A	**6.75**	TRI 6/400	400V 6A ähnl. SC 41 D	**10.75**

SILIZIUM - ZENER - DIODEN 400mW

1.8V 2.7V 3V 3.6V 3.9V 4.3V 4.7V 5.1V 5.6V 6.2V 6.8V 8.2V 10V 11V 12V 13V 15V 16V 18V 20V 22V 24V 27V 33V **1.—**

VERLANGEN SIE BITTE UNSERE NEUE PREISLISTE 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 821971

The World's Largest Selection Of Amateur Radio Equipment

the NEW

Heathkit SB-102

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

SB-102, KIT . . . . . Fr. 2280.—

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

Schlumberger

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

TELION elektronik

NOVOTEST

20 000 Ω / VDC – 4 000 Ω / VAC

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

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

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

ab Lager lieferbar Fr. 98.—

NEU: TS-160 40'000 Ω / VDC Fr. 110.—

COLLINS

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

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

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

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

Ausführliche Unterlagen durch die Generalvertretung:

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