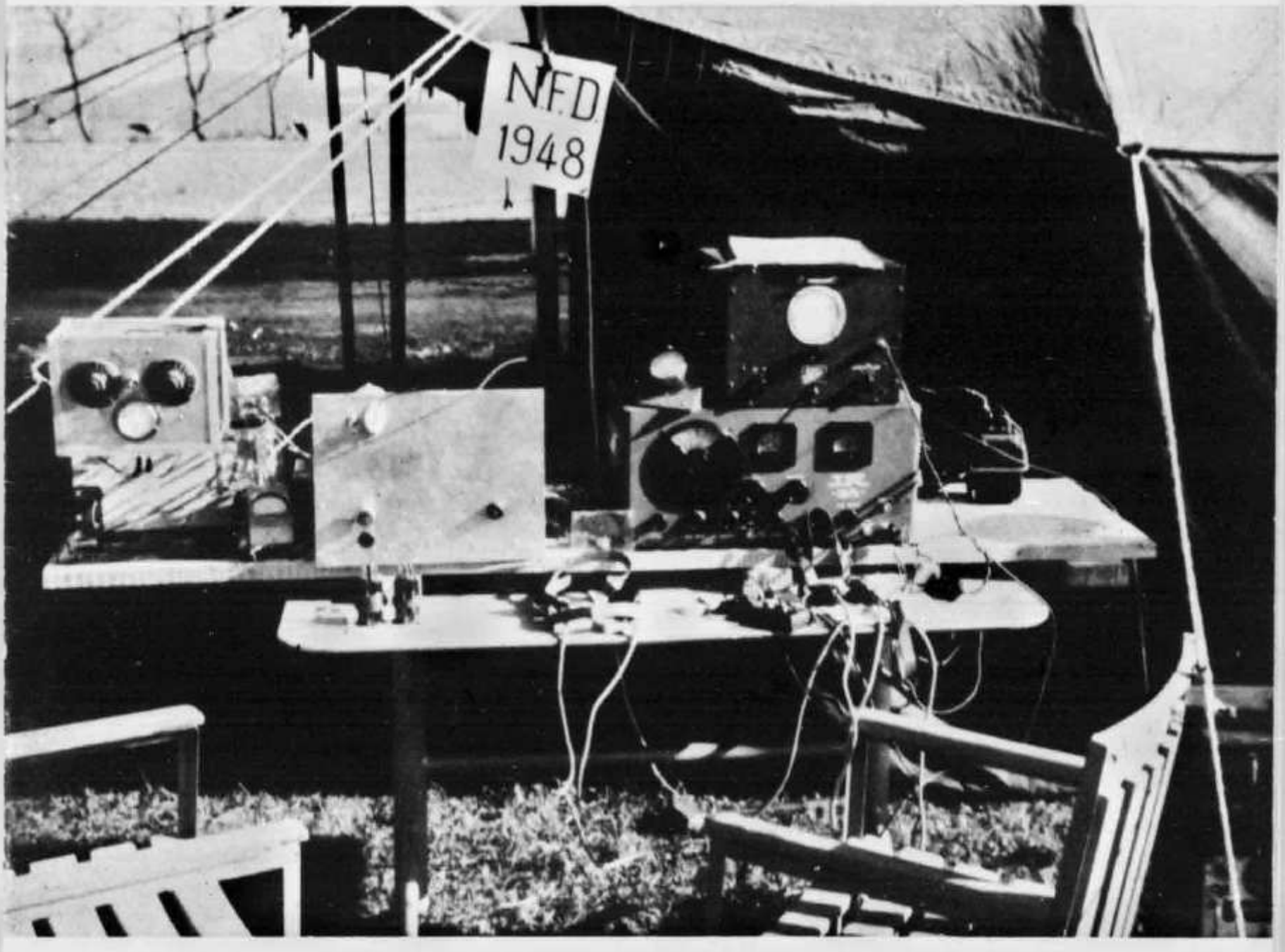
OLD MAN



6

1975

Bulletin of Union of Swiss Short Wave Amateurs

Neue Amateur-Netto-Preise

Mai 1975, Preisänderungen wegen Kursschwankungen vorbehalten

DRAKE	R-4C	Band-Receiver 160—10 m		1785.—
	R-4C	Accessory Noise Blanker 4-NB		235.—
	T-4XC	Band Transmitter 200 Watt		1895.—
	TR-4C	Band Transceiver 300 Watt		1985.—
	TR-4C	Accessory Noise Blanker 34-PNB		260.—
	RV-4C	Remote VFO zu TR-4C		395.—
	MS-4	Lautsprecher		95.—
	AC-4	Netzteil 110/220 V zu TR-4C und T-4XC		415.—
	DC-4	Speisegerät 12 V zu TR-4C und T-4XC		475.—
	DSR-2	Digital Synthesizer Spitzensuper, 10 kHz—30 MHz		9200.—
	2-C	Band-Receiver		985.—
	MN-4	Antenna Matchbox 300 W mit Wattmeter		395.—
	MN-2000	Antenna Matchbox 2000 W mit Wattmeter		725.—
	L-4B	Linear Amplifier, komplett mit Netzteil		2790.—
	SPR-4	Programable Receiver		1990.—
	W-4	HF Wattmeter bis 50 MHz		225.—
	WV-4	HF Wattmeter bis 200 MHz		275.—
	TV-42 LP	Low-Pass Filter 200 W		45.—
	TV-1000 LP	Low Pass Filter 1000 W		98.—
TEN-TEC	Argonaut 505	Transceiver 5 W 80—10 m SSB, CW		1165.—
		Linear Verst. 405 100 W		575.—
		Netzteil 505+405		295.—
STANDARD	C 430	70 cm Transceiver, 10 W, 12 Kanäle	3 best.	1075.—
	C 432	70 cm Hand-Transceiver 1 W, 6 Kanäle	2 best.	895.—
	C-146A	2 m Hand-Transceiver 2 W, 5 Kanäle	2 best.	595.—
	C-826 MB	2 m Transceiver 10 W, 12 Kanäle		865.—
KW-ELECTRONICS	KW 1000	Linear HF Amplifier 1200 W PEP		1595.—
	KW 109	Antenna Super-Match/Dummy-Load high power		685.—
	KW E-Z	Antenna Tuner		225.—
	KW 101	SWR Indicator		125.—
	KW 103	SWR Indicator+HF Wattmeter		195.—
Kenwood	TS 520	5 Band SSB Transceiver		2190.—
	TS 700	All Mode Transceiver SSB FM AM CW 144 Mc		2400.—
	TR 2200 G	Portable Transceiver FM 144 Mc 12 Ch		690.—
	TR 7200 G	Car Transceiver FM 144 Mc 23 Ch		1100.—
Sommerkamp	FR 50 B	Bandempfänger 80—10m		745.—
	FR 500 SP	Bandempfänger+2 m Conv.		1625.—
	FR 101 DL	Bandempfänger 160—10 m+2 m Conv.		2395.—
	FR 101 Dig	Bandempfänger 160—10 m+2 m Conv. Dig.		2895.—
	FT 277 B	270 W. Transceiver komplett		2395.—
	FV 277	VFO zu FT 277		425.—
	FT 250	250 W Transceiver mit Netzteil		1695.—
	FT 505 S	Transceiver		2380.—
	FT 501	Transceiver SSB, CW, 560 W PEP Digital		2595.—
	FP 501	Netzteil		395.—
	FT 201	240 W Band Transceiver		2265.—
	FT 224	24 Kanal 10 W, 2 m, FM-Transceiver		1195.—
	IC 21 XT	2-Meter Transceiver FM, 10 W		895.—
	FT 220	2 m FM Transceiver 15 W SSB CW		2090.—
	FL2277 B	Linear Ampl. 1200 W PEP		1545.—
	Y 100	Monitor-Scope		795.—
	YC 355 D	Digital Frequency Counter, 200 MHz		895.—
Hy-Gain		18 AVT / WB 80—10 m		395.—
		Hy Quad cubical, 3 Band		795.—

Radio Television Jean Lips AG

Dolderstrasse 2 — 8032 Zürich 7 — Telefon (01) 32 61 56

OLD MAN 6

43. Jahrgang Juni 1975

Organ der Union Schweizerischer Kurzwellen-Amateure
Organe de l'Union des Amateurs Suisses d'Ondes courtes

Redaktion: Rudolf Faessler (HB9EU), Tonishof, 6318 Walchwil ZG, Tel. 042 77 16 06 — Correspondant romand: B. H. Zweifel (HB9RO), Rte. de Morrens 11, 1033 Cheseaux VD — Corrispondente Ticino: Fabio Rossi (HB9MAD), Box 24, 6549 San Bernardino — Inserate + Hambörse: Josef Keller (HB9PQ), Postfach 21, 6020 Emmenbrücke 2, Tel. 041 53 34 16 — DX: Sepp Huwyler (HB9MO), Leisibachstrasse 35A, 6033 Buchrain LU, und Felix Suter HB9MQ), Hauptstrasse 13, 5742 Kölliken AG.

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

Erscheint monatlich

Herausgeber: USKA, 8607 Seegräben ZH — Druck und Verlag: J. G. Schneider, Offsetdruckerei, 3652 Hilterfingen, und A. Wenger, Buchdruckerei, 3634 Thierachern — Versand: J. G. Schneider, Offsetdruckerei, 3652 Hilterfingen.

Union Schweizerischer Kurzwellen-Amateure
Union des Amateurs Suisses d'Ondes courtes
Clubrufzeichen HB9AA
Briefadresse: USKA, 8607 Seegräben ZH

Ehrenpräsident: Heinrich Degler (HB9A), Rotfluhstr. 53, 8702 Zollikon — Präsident: Walter Blattner (HB9ALF), Via Varenna 85, 6604 Locarno — Vizepräsident: Jack Laib (HB9TL), Einfangstrasse 39, 8580 Amriswil — Sekretär: Helene Wyss (HB9ACO), Im Etstel, 8607 Seegräben — TM: René Oehninger (HB9AHA), Im Moos, 5707 Seengen — UKW-TM: Dr. H. R. Lauber (HB9RG), Bahnhofstr. 16, 8001 Zürich — Verbindungsmann zur IARU: Dr. Etienne Héritier (HB9DX), Postfach 128, 4153 Reinach BL 1 — Verbindungsmann zur PTT: Albert Wyrsch (HB9TU), Kirchbreiteweg 1A, 6033 Buchrain LU.

Sekretariat, Kasse: Helene Wyss (HB9ACO), Im Etstel, 8607 Seegräben ZH, Tel. 01 77 31 21, Postcheckkonto: 30-10397, USKA, Bern.

QSL-Service: Franz Acklin (HB9NL), Sonnenrain 188, 6233 Büron, Tel. 045 74 13 62, Postcheckkonto 60-3903, Luzern — Bibliothek: Armin Studer (HB9AVC), Reinacherstr. 14, 4142 Münchenstein BL — Helvetia 22-Diplom: W. Blattner (HB9ALF), Box 450, 6601 Locarno — Jahresbeitrag (OLD MAN inbegriffen): Aktive Fr. 35.—, Passive Fr. 25.—, Jun. Fr. 17.50. OLD MAN-Abonnement: Inland und Ausland Fr. 22.—.

Urabstimmung 1975
Vote par correspondance 1975

Verschickte Stimmkarten Bulletins de vote envoyés	2061
Eingegangene Stimmkarten Bulletins de vote rentrés	587
ungültig — nuls	15
leer — blancs	6
Gültige Stimmkarten — Bulletins valables	566
Stimmbeteiligung — participation au vote	28,5 %

Resultate — résultats

Alle Geschäfte wurden wie folgt gutgeheissen:
Toutes les propositions sont acceptées comme suit:

	Ja/Nein Oui/Non	
1. Jahresbericht des Präsidenten Rapport annuel du Président	538	20
2. Jahresbericht der Sekretärin Rapport annuel de la Secrétaire	558	5
3. Jahresbericht des KW-Verkehrsleiters Rapport annuel du resp. du trafic HF	545	9
4. Jahresbericht des UKW-Verkehrsleiters Rapport annuel du resp. du trafic VHF	499	44
5. Jahresbericht des IARU-Verb.-Mannes Rap. an. du repr. auprès de l'IARU	541	10
6. Jahresbericht des PTT-Verb.-Mannes Rap. annuel du repr. auprès des PTT	510	40
7. Rechnung 1974 — Comptes 1974	550	11
8. Voranschlag 1975 — Budget 1975	533	27
9. Beiträge 1976 — Cotisations 1976	534	23
10. Antrag des Vorstandes betr. QSL-Service Proposition du Comité concernant le service des QSL	480	27

Umfrage unter den Aktivmitgliedern
Enquête parmis les membres actifs

11. TVI-BCI-Störungen	Ja/Oui	214
	Nein/Non	199
12. Beeinträchtigte Aktivität Activité modifiée	Ja/Oui	155

Zu unserem Titelbild: Die Station HB1HX am National Field Day 1948.

13. Marken der gestörten Geräte — Marque des appareils troublés:

FS-TV		Grundig	4	Sony	9
Körting	5	Grätz	1	Standard	3
ITT	6	Nordmende	1	Biennophone	1
Wega	2	Siemens	2	Scandina	1
Philco	1	Hitaschi	3	Marrantz	1
Telefunken	9	Toshiba	3	P+E	1
National	3	Pioneer	1	Scott	1
Löwe-Opta	5	Biennophone	5	Lenco	8
Philips	66	Dual	3	Pioneer	3
Saba	7	Sel	1	Dual	9
Grundig	11	Luxor	1	Revox	11
Grätz	2	B+O	1	Ericsson	1
Nordmende	12	Standard	1	Kenwood	5
Siemens	2	JVC	1	Fisher	2
Sony	3	Braun	1	Braun	1
Blaupunkt	3			Farfisa	1
Hitachi	3	**NF-BF**		NEC	1
		ITT	4	Ex-Libris	3
RS-BC		Wega	1	Toschiba	1
ITT	3	Telefunken	3	Teleton	1
National	2	Philips	16	Yamaha	1
Philips	13	Grundig	4	National	1
Saba	5	Nordmende	1	Thorens	1

Camorino und Lugano, 8. Mai 1975

Die Rechnungsrevisoren der USKA
Les vérificateurs des comptes de l'USKA
HE9GYG + HE9HCC

DX-News

Während des H 22-Contests vom 12./13.4. mussten leider enttäuschende DX-Bedingungen, insbesondere auf dem 21 Mc-Band, verzeichnet werden. In der übrigen Zeit hat die DX-Tätigkeit auf dem 14 Mc-Band deutlich zugenommen. An selteneren Stationen konnten auf diesem Band am Morgen KS6FA (wkd HB9AMO), am Nachmittag VS5MC (hrd HE9FUG) und XV5DA (wkd HB9AMO) und in der Nacht die Expedition auf Cocos Island von TI9DX (hrd HE9FUG) und TI9FAG (wkd HB9AMO) geloggt werden. TI9DX war vom 20. bis 23.4. und die Expedition von HB9AQM unter dem Ruzeichen TI9FAG seit dem 26.4. unter wechselvollen Bedingungen zu arbeiten. Bei TI9FAG scheinen einige Schwierigkeiten wegen seiner Lizenz aufgetreten zu sein.
HB9AXG hat den Sticker für 162 und HB9AMO für 260 bestätigte Länder im DXCC mixed erhalten. Herzliche Gratulation an beide! Vy 73 es gd dx de HB9MO.

DX-Log

3,5 Mc-Band: 0000 - 0300: W1-4, 8, VE1, 2 (CW) **0600 - 0900:** TK2YT (F)- YV5ANS, HK4DEG, KP4 EAK, VP9HP, VP2MEO, 8P6AH, 8P6GK- ZL1KD, ZL2BT **1800 - 2100:** OX5EQ **2100 - 2400:** FC9VN-PY7PO (CW), HR2BLP- A4XFW
7 Mc-Band: 0000 - 0300: VO1KE, OA4CD, PY4AGE, TI2PZ, OA4ZP, PP9HO- 4X4NJ (alle CW) **0600 - 0900:** FC9VN- TI2PZ- ZL1BHQ, ZL1DX, ZL1ST, ZL2IR, ZL2TG, ZL2MM, VK2APL, VK2BB, VK2QL, VK3FH, VK3NL (alle CW), ZL4KF **2100 - 2400:** VO1 KE- JR1BVY (CW)
14 Mc-Band: 0000 - 0300: W1-4, 8, VE1, 2 (CW) **0600 - 0900: KS6FA** (280) **0900 - 1200:** 9K2DJ **1200 - 1500:** SVØWGG- 5Z4OW- KG6JAR **1500 - 1800:** KP4DPN- ZS6BNF- YK1KAS, JA's (alle CW) 7P8AT, FL8OM, TU2DD, 5U7AB- 9M2BU, 9M8VLC, OE5CA/YK, YBØAAG, HZ1TA, AP2KS, HS2AIT, A4XFV, **VS5MC** (165), VU2YK DU3BS, 4S7ZW, XV5DA (200), TA1HY **1800 - 2100:** HC2HM, OA4ZP, FPØBG (CW), OJØMA- HI8LMG, VP2AR, FYØ BHI- 5L7F, 9L1JM, 7Q7OW, VE3CDU/SU, 5V7AR, CR4BS, FL8OM, TU2DD, 5T5ZR, FH8CI, 7P8AZ-VU2YK, FL8OM/4W1, HS1WR, 9K9DJ (?) **2100 - 2400:** YS1CW, YN1JMP, HR1AT, TI2PZ (alle CW), YS1GMV, VP1MT, VP2SG, VP2LAN, **TI9DX** (193), **TI9FAG** (194/307)
21 Mc-Band: 0900 - 1200: UL7FO (CW) **1200 - 1500:** CX4JK- JY5UMN **1500 - 1800:** ZS3BK, ZD7FT-9M2BO **1800 - 2100:** VP8NK (260, Falkland).
Bemerkenswerte QSL-Eingänge: HB9AMO: TG8 KT, CO2FA **HB9MO:** CV1B, CV2T, VP5NB, CO6RL, UAØLAF
Logauszüge von HB9AMO, HB9AOU, HB9AZZ, HB9NL, HB9MO, HE9FUG und HE9IHA.

Senden Sie Ihre Logauszüge und Bemerkungen bis spätestens 10. Juni 1975 an Sepp Huwyler, HB9MO, Leisibachstrasse 35a, 6033 Buchrain.

DX-Calendar

Easter Isld. durch W9MR/CEØ, 14025, 2340, 7026, 0700. QSL via K3RLY. **Antarctica,** FB8YD, 14106, 0750. QSL via F9MD. **Serrana Bank** durch HKØAA vom 16. bis 21. Juni auf allen Bändern. **Zone 23,** JT1AO 14040, 0940. JT1KAA, 14080, 1145. UA9VH/JT1, 14259, 1115, 14288, 1530, 14275, 1640. **Midway Isld.** KM6EA, 14265, 0800, 7250, 0840, 4250, 1030. **Marshall Isld.** KX6BB, 14040, 2300, 14025, 0330. QSL via K3NEZ. **Norfolk Isld.** VK4AK/9 ist seit 5. Mai 1975 QRT. **Syria,** durch YK1UN (ex YJ8BD), 14290, 1020. QSL via Box 35, Damaskus. **Ascension Isld.** ZD8RD, 21265, 1400. **Chatham Isld.** ZL3NR/C, 3789, 0530. **Nepal,** 9N1MM, 14240 bis 14275 von 1520 bis 1640. QSL via W2KV. **Falkland Isld.** VP8ML, 21300, 1740. VP8NK, 21257, 1930. VP8NU, 21300, 1815. **Christmas Isld.** VR3AJ, 14310, 0830, 14295, 0950. QSL via KH6CIY. **Br. Phoenix Isld.** VR1AC, 14293, 1015. QSL via J. Dudek, Box 1158, APO San Francisco, Calif. 96401.

QSL-Adressen

A6XN via DJ9ZB — **A6XB** via K1DRN — **TK7YAA** via F2QQ — **5W1AB** via W6DAB — **5W1AU** via W6KNH — **TI9WC** via TI2YL — **TI9FAG** via HB9AQM — **VP2SV** via K3GYD — **VP2ABA** via W3HNK — **HKØBKX** via WA6AHF — **XW8GV** via W3HNK.

Der Verbindungsmann zur PTT teilt mit

Am 25. April 1975 begab sich eine Delegation des Vorstands (W. Blattner, Präsident; J. Laib, Vizepräsident; H. R. Lauber, UKW-Verkehrsleiter; E. Héritier, Verbindungsmann zur IARU; A. Wyrsch, Verbindungsmann zur PTT sowie O. Kuhn, Experte für Fragen der elektromagnetischen Kompatibilität von Unterhaltungselektronik-Geräten) zu Herrn H. Blaser, Vorsteher der Unterabteilung Allgemeine Dienste und Funkregal bei der Generaldirektion PTT, um verschiedene hängige Probleme zu besprechen.

Nachdem Kurzwellensender mit transistorisierten Endstufen auf dem Markt erschienen sind, müssen die vorgeschriebenen Leistungsgrenzen neu definiert werden, sind doch diese Geräte mit Kollektorverlustleistungen von über 300 Watt nicht einmal für die Konzessionsklasse D2 zugelassen. Die USKA brachte den Wunsch vor, dass bei dieser Gelegenheit auch die Leistungsgrenzen für Röhrenendstufen den heute gebräuchlichen Röhrentypen angepasst werden sollten. Da die zuständigen Mitarbeiter der Konzessionsbehörde derzeit mit der Vorbereitung der Konferenz zur Neuverteilung der Mittel- und Langwellenfrequenzen beschäftigt sind, kann dieses Problem erst im Herbst 1975 bearbeitet werden. In verdankenswerter Weise wurde uns zugesichert, dass ein Vertreter der USKA bereits zu PTT-internen Besprechungen zugezogen wird.

Eingehend wurde das Problem der Störstrahlungsfestigkeit der Radio- und Fernsehempfangsgeräte erörtert. Die Festsetzung von Mindestanforderungen auf gesetzlichem Wege stösst auf politische Hindernisse, wird doch in dieser Beziehung der Grundsatz der Handels- und Gewerbefreiheit berührt. Die Generaldirektion PTT sicherte für Störfälle, die zusammen mit der Kreistelefondirektion nicht gelöst werden können, die Unterstützung ihrer messtechnisch besser ausgerüsteten Dienststellen zu, wie sie sich bisher bewährt hat. Auch diese Frage wird im Herbst 1975 nochmals aufgenommen. Anerkennung fand die Tatsache, dass die Amateure Anstrengungen unternehmen, um den Fachhandel über diese Probleme aufzuklären. Ein Sonderdruck der in der Zeitschrift Radio-TV-Electronic erschienenen Artikelserie «Störungen, was nun?» von A. Wyrsch (HB9TU) wird mit Hilfe von Generalvertretungen bekannter Marken, der Pro Radio-Television und der USKA eine breite Verteilung, insbesondere auch beim Radio- und Fernsehhandel, erfahren.

Ein unerfreuliches Kapitel bilden die Resultate einer anfangs April 1975 durchgeführten Kontrolle der Verbindungen über die FM-Relaisstationen im 144 MHz- und 430 MHz-Band. Verschiedene Amateure haben — selbst bei sehr grosszügiger Auslegung der Bestimmungen — eindeutig gegen Ziffer 16.6 der Konzessionsvorschriften für Amateur-Radiostationen verstossen, so dass Verwarnungen augesprochen werden mussten. Auch auf den Kurzwellenbändern wurden Verbindungen festgestellt, die den Rahmen des zugelassenen Gesprächsinhalts sprengen. Eine Überwachungsstation vermerkte in ihrem Rapport, dass über die Relaisstationen kaum mehr eigentlicher Amateurverkehr stattfinde; diese Tatsache wirkt sich, wenn es um die Verteidigung der am meisten gefährdeten VHF- und UHF-Bänder geht, sicher nicht zu unseren Gunsten aus, müssen doch die Zuteilungen an den Amateurradiodienst gegenüber den stark expandierenden kommerziellen Diensten mit guten Argumenten gerechtfertigt werden können. Wir bitten deshalb alle Mitglieder, sich an die Konzessionsvorschriften zu halten; die PTT legt diese nicht kleinlich aus, muss jedoch bei klaren Übertretungen einschreiten.

Grössere Probleme wirft das Begehren auf, im benachbarten Ausland, aufgrund von gegenseitigen staatlichen Abmachungen, eine Amateursendestation ohne zusätzliche Konzessionierung betreiben zu können. Die Generaldirektion PTT ist nicht in der Lage von sich aus derartige Privilegien zuzugestehen, da der Betrieb von Sendegeräten auch Fragen aufwirft, für welche die Bundesanwaltschaft zuständig ist.

Zurzeit ist für die Benützung der Bänder 1,215-1,3 GHz, 5,65-5,85 GHz und 10,25-10,5 GHz eine beson-

dere Bewilligung der Generaldirektion PTT erforderlich. Unser Wunsch, diese Bereiche generell freizugeben, wurde zur Prüfung entgegengenommen.
Die bereits seit längerer Zeit vorbereiteten Gegenseitigkeitsabkommen mit Italien und Spanien kamen noch nicht zustande, da sich die zuständigen Stellen der beiden Länder trotz wiederholten Anfragen auf diplomatischer Ebene in Schweigen hüllen. (HB9TU)

Die Konferenz der IARU Region 1 Division

An der vom 14. bis 18. April 1975 in Warschau abgehaltenen Konferenz der IARU Region 1 Division nahmen Delegierte der Amateurvereinigungen von 27 Ländern teil. Durch anwesende Delegationen liessen sich acht Länder vertreten. Das Hauptquartier der IARU und die Region 2 Division hatten den Präsidenten Noel B. Eaton (VE3CJ), die Region 3 Division David Rankin (VK3QV) entsandt. Die Konferenz wurde durch den Generalsekretär des Weltnachrichtenvereins (UIT), M. Mili, eröffnet.
Wichtigstes Traktandum bildete die Vorbereitung der im Jahre 1979 stattfindenden Weltweiten Administrativen Radiokonferenz der UIT, an der erstmals seit 1959 die Frequenzzuteilungen an sämtliche Radiodienste einer Überprüfung unterzogen werden. Es geht darum, dass alle IARU-Mitglieder ihren Fernmeldebehörden gleichlautende Wünsche in bezug auf die Zuteilungen an die Amateure vorbringen. Aufgrund einer von R. F. Stevens (G2BNV), Sekretär der IARU Region 1 Division, ausgearbeiteten Studie wurde beschlossen, in der Region 1 folgende Bereiche exklusiv für den Amateurradiodienst zu beanspruchen: 1800-2000 kHz, 3500-3800 kHz, 7000-7200 kHz, 14000-14350 kHz sowie, wie bisher, 21000-21450 kHz und 28000-29700 kHz. In Anbetracht des Abwanderns der fixen Radiodienste auf Satelliten- und Kabelverbindungen sollen folgende neue Zuteilungen beantragt werden: 10100-10600 kHz, 18100-18600 kHz, 24000-24500 kHz. Ob die Anrtäge in bezug auf die bestehenden Amateurbänder den weitergehenden Ansprüchen in den Regionen 2 und 3 angepasst werden sollen, wird bis Mitte 1975 durch ein Konsultationsverfahren abgeklärt. Auf die Forderung nach einem Amateurband zwischen 50 und 75 MHz wird dagegen verzichtet; den einzelnen Amateurvereinigungen steht es jedoch frei, bei ihren Behörden ein solches Begehren vorzubringen. Bei den Zuteilungen zwischen 144 und 24,25 GHz wird es vor allem darum gehen, die bestehenden Bänder zu verteidigen, was angesichts des zunehmenden Drucks von seiten der kommerziellen Dienste nicht leicht sein wird. Im Einklang mit der weltweiten Strategie der IARU soll auch für die Region 1 eine Zuteilung im Bereich 220-225 MHz gefordert werden. Ferner sollen fünf neue Bereiche zwischen 48 und 250 GHz erstmals für den Amateurradiodienst beansprucht werden.
Nachdem der Satelliten-Amateurradiodienst bewiesen hat, dass die Ausschaltung von Satelliten zuverlässig zu bewerkstelligen ist, will man darauf hinwirken, dass auch Bänder, die mit anderen Diensten zu teilen sind, für Satelliten freigegeben werden.
Aus dem vom Koordinator des IARU Monitoring System, C. J. Thomas (G3PSM), erstatteten Bericht geht hervor, dass dank den Interventionen von Amateurvereinigungen verschiedene Eindringlinge in die Exklusivbänder zu einem Frequenzwechsel bewogen werden konnten. Verstösse gegen den Frequenzbereichsplan müssen der UIT über die nationalen Fernmeldeverwaltungen immer wieder gemeldet werden; andernfalls können sich die betreffenden Stationen darauf berufen, dass sie keine Störungen verursachen. Die russische Delegation musste sich den Vorwurf gefallen lassen, dass sie die ihr regelmässig zugestellte Liste der illegal auf den Amateurfrequenzen arbeitenden Stationen unbeantwortet lässt, obwohl sich der grösste Teil der Eindringlinge auf russischem Territorium befindet. Alle Amateurvereinigungen wurden nochmals aufgefordert, eine Organisation zur Bandüberwachung aufzuziehen; leider verhalten sich die Schweizer Amateure diesen Bestrebungen gegenüber passiv.
Der Bandplan für die Amateurfrequenzen in der Region 1 wurde wie folgt ergänzt bzw. abgeändert: Schmalbandfernsehen 3735, 7040, 14230, 21340 und 28670 kHz, jeweils ± 5 kHz; Bakensender 28200-28250 kHz; Satelliten-Ausgangsfrequenzen 29400-29550 kHz.
Auf 144 und 430 MHz fällt die Unterteilung für DX- und Nahverbindungen weg; bei Bandöffnungen und während Wettbewerben sollen in den Bereichen 144 - 145 MHz und 432 - 433 MHz keine Lokalverbindungen abgewickelt werden. Zwischen 144 und 145 MHz soll kein Kanalbetrieb erfolgen. Die Grenze zwischen dem Bereich für Einseitenbandmodulation und demjenigen für alle Betriebsarten ist nicht mehr flexibel; sie liegt bei 144,5 bzw. 432,5 MHz. Die Mittelfrequenz für Bakensender mit einer effektiv abgestrahlten Leistung von über 50 Watt wurde auf 144,9 MHz verlegt, um Beeinträchtigungen des DX-Verkehrs zu vermeiden. In Frankreich wird nun für schmalbandige Betriebsarten der Bereich 1238-1240 MHz benutzt, nachdem dort die Frequenzen 1260-1300 MHz für den Amateurradiodienst gesperrt worden sind. Der neue, vollständige Bandplan wird demnächst im OLD MAN publiziert.
Für die Betriebsart Fernschreiben wird die Einhaltung folgender Normen empfohlen: Sendegeschwindigkeit 45,45 Baud; Kurzwellenbänder: Frequenzschub (F1) 170 Hz, Zeichensignal auf höherer Frequenz; UKW-Bänder: Frequenzschub (F1) 170 oder 850 Hz, F2 soll möglichst nicht verwendet werden; wird F2 in Lokal- und Autostartnetzen benutzt, gelten folgende Normen: Trennsignal 1275 Hz, Zeichensignal 1445 Hz oder 2125 Hz.

Der Beschluss der vorangegangenen Konferenz, eine internationale Expertengruppe zur Behandlung des Problems der Störstrahlungsfestigkeit von Geräten der Unterhaltungselektronik zu bilden, wurde leider von vielen Amateurvereinigungen nicht befolgt, weshalb er erneuert wurde; die USKA hatte seinerzeit Oskar Kuhn (HB9AFM) als Mitglied dieser Expertengruppe nominiert. Die Amateurvereinigungen sollen auf die Hersteller solcher Geräte allen nur möglichen Druck ausüben, um eine Verbesserung der Einstrahlungsfestigkeit zu erreichen.
Bei der Diskussion um die Frage einer universellen «Europa-Sendelizenz» kam zum Ausdruck, dass Probleme der Staatssicherheit und teilweise der unterschiedlichen Voraussetzungen zur Erlangung einer Amateurlizenz ein grosses Hindernis darstellen.
Da Mahnungen nichts fruchteten, soll gegen Amateure, welche die Regeln für die Benutzung der Satelliten nicht einhalten, schärfer vorgegangen werden. Es sei nochmals daran erinnert, dass über Satelliten nur mit beschränkter Leistung gearbeitet werden darf und dass die Sperrzeiten, zu denen die Batterien aufgeladen oder spezielle Experimente durchgeführt werden, strikte einzuhalten sind.
Für Verbindungen über Reflexionen an Meteorschauern wurden ausführliche Richtlinien aufgestellt. Um die Bewegung der Ionisationszentren von Nordlichtern zu beobachten, soll bei allen Verbindungen mittels dieser Ausbreitungsart die Antennenrichtung in Abständen von 5 Minuten im Rapport festgehalten werden; alle Empfangsamateure sind aufgefordert, sich an der Erforschung der Ausbreitung über Nordlichter zu beteiligen.
Zur Erforschung der Ausbreitung mittels der sporadischen E-Schicht in Europa und über den Nordatlantik sollen in Südeuropa Bakensender auf 144 MHz, in den Vereinigten Staaten solche auf 50 MHz errichtet werden.
Die Amateure werden auf die Gefahr von Gesundheitsschädigungen durch starke Hochfrequenzstrahlungen bei Frequenzen über 100 MHz hingewiesen.
Bei Wettbewerben sollen Frequenzbereiche für Nichtteilnehmer freigehalten werden. Die USKA stimmte gegen diese Empfehlung, da die freizuhaltenden Bereiche nicht festgesetzt wurden.
Aufgrund von Stellungnahmen der Amateurvereinigungen sollen technische Mindestspezifikationen für Sender festgelegt werden. Ein vorgelegter Entwurf wurde als zu weitgehend abgelehnt.
Für die Betriebsart Schmalbandfernsehen wurden Normen festgelegt.
Die nächste europäische Fuchsjagdmeisterschaft findet im Jahre 1976 an einem noch festzulegenden Ort statt. Die Amateurvereinigungen von Rumänien, Ungarn und Jugoslawien sind beauftragt, Änderungsvorschläge für das Reglement der Meisterschaften auszuarbeiten.
Auf russischen Vorschlag soll ein Wettbewerb für die Aufnahme von Morsezeichen mit hoher Sendegeschwindigkeit eingeführt werden. Die USKA enthielt sich bei diesem Geschäft der Stimme, da solche Wettbewerbe nicht ausschliesslich für Amateure ausgeschrieben werden sollen.
Für 1976 wurde der Beitrag an die IARU Region 1 Division von Fr. —.60 auf Fr. —.80 pro lizenziertes Mitglied erhöht. Das Sekretariat kann angesichts der zunehmenden Arbeitslast — verursacht in erster Linie durch die Vorbereitungen für die UIT-Konferenz im Jahre 1979 — nicht mehr ehrenamtlich geführt werden. Das Exekutivkomitee ist ermächtigt, zur Deckung von Lohn- und Bürokosten den Jahresbeitrag ab 1977 bis auf Fr. 2.— pro lizenziertes Mitglied zu erhöhen. Die Anstrengungen zur Verteidigung und Erweiterung der Amateurbänder sollten jedermann den bescheidenen finanziellen Beitrag wert sein.
Die IARU Region 1 Division wird der Amateur Satellite Corporation (AMSAT USA) in den Jahren 1976 bis 1978 einen jährlichen Beitrag von mindestens Fr. 7000.— ausrichten.
Um einen Wechsel kurz vor der UIT-Konferenz zu vermeiden, wurde das Exekutivkomitee für eine Amtsdauer von sechs Jahren gewählt. Es setzt sich wie folgt zusammen: Präsident: L. van de Nadort (PA∅LOU), Vizepräsident: W. Nietyksza (SP5FM), Sekretär: R. F. Stevens (G2BVN), Kassier: K. W. Strom (SM6CPI), Beisitzer: J. Znidarsic (YU3AA), H. Walcott-Benjamin (EL2BA), J. Röttger (DJ3KR). Der scheidende Präsident P. A. Kinnman (SM5ZD), der im Jahre 1972 für den verstorbenen W. J. L. Dalmijn (PA∅DD) nochmals eingesprungen war, durfte den aufrichtigen Dank für seine Dienste entgegennehmen, die er der IARU Region 1 Division seit deren Gründung geleistet hat. (HB9DX)

Sektionsberichte

Aargau

Die diesjährige Generalversammlung der Sektion Aargau fand am 21. März im Restaurant Aarhof in Wildegg statt. Mit sichtlicher Freude konnte der Präsident HB9TI sowohl die sehr zahlreich erschienenen Aktiv- und Passivmitglieder, als auch die vielen Zuzüger begrüssen. Mit lautstarkem Applaus wurden nicht weniger als 19 Neumitglieder in die Sektion Aargau aufgenommen.
In seinem Rückblick liess HB9TI nochmals alle Anlässe des vergangenen Vereinsjahres Revue passieren, nämlich H 22-Contest, NFD, Familientreffen, JOTA, Chlausabend usw. Offensichtlich erfreuen sich die vielseitigen Aktivitäten und Veranstaltungen der Sektion eines regen Zuspruchs denn man konnte

sich über eine mangelnde Beteiligung wahrlich nicht beklagen. Der Bericht von HB9TI, das Protokoll von HB9AQF und der Tätigkeitsbericht des TM, HB9AXA, wurden von der Versammlung dankbar aufgenommen und mit verdientem Applaus bedacht. Dies traf auch für den Kassier, OM Bruno Wüst, HB9MLT zu, denn er präsentierte uns eine sauber geführte Buchhaltung mit, im Gegensatz zum letzten Jahr, einem namhaften Überschuss in der Abrechnung. Sparen und nur Geld ausgeben, wenn es wirklich am Platze ist, das ist die einfache, aber wirksame Zauberformel von HB9MLT!
Das Traktandum Wahlen gab etwas mehr zu reden, da unser Präsident, OM Gottfried Irminger, HB9TI, wegen zu starker beruflicher Inanspruchnahme sein Amt niederlegen musste. An seine Stelle wählte die Versammlung unser Ehrenmitglied OM Pierre Maeder, HB9CA, der schon bei der Gründung der Sektion Aargau dabei war. Wir danken dem abtretenden Präsidenten für seinen Einsatz und für seine klare Führungsarbeit und wünschen seinem Nachfolger Hals- und Beinbruch. Die restlichen Mitglieder des Vorstandes wurden in globo und einstimmig wiedergewählt.
Das Tätigkeitsprogramm für 1975 sieht, neben den traditionsreichen Stamms mit Vorträgen aus der Mitte unserer Mitglieder, eine aktive Beteiligung an den verschiedenen Contests wie H 22, NFD, NMD, JOTA usw. vor. Weiter soll die Aktivität auf UKW und Peiltätigkeit gefördert werden. Daneben soll die mehr gesellschaftliche Note wie Familientreffen, Chlausabend auf der Habsburg usw. nicht zu kurz kommen. Inzwischen hat die Sektion Aargau, die wegen der Absage der Sektion Zürichsee in die Bresche sprang, eine nicht eben leichte Aufgabe übernommen, nämlich die Organisation des Jahrestreffen (Ham-Fest) der USKA 1976. Bereits wurden die Vorarbeiten an die Hand genommen und es unterliegt keinem Zweifel, dass sich die Gäste aus der ganzen Schweiz bei uns wohlfühlen werden.
Erfreulich ist die Initiative einiger Mitglieder der Sektion Aargau, ein 2 m FM-Relais mit dem Rufzeichen HB9AN zu schaffen. Dieses Relais befindet sich bereits im Probebetrieb und hat sich glänzend bewährt. Die Generalversammlung stimmte diesem Projekt vorbehaltlos zu und kargte nicht mit Lob für die OMs HB9AXA, HB9MES, HB9ATY und ihrer Helfer, die mit grossem Können, Einsatz und Schonung der Kasse dieses Wunder der Technik geschaffen haben.
Die Sektionszeitschrift «Kurzschluss» soll in Zukunft durch vereinsinterne Meldungen erweitert werden und viermal jährlich erscheinen. Als Redaktionskommission für den «Kurzschluss» wurden gewählt: HB9TI, HE9HBD und HB9AQF. Um unseren SWL den Kontakt zu unserem Hobby zu erleichtern, übernehmen HB9AIT und HB9BAQ die Betreuung unserer SWLs und Newcomers. (HB99AQF)

Hambörse

Verkaufe: Receiver JR-599 Special mit 2 m Converter. G. Brügger, Schönenboden 5, 6036 Dierikon, Telefon 041 91 25 42.

Verkaufe: Empfänger HA-600, 150 kHz bis 30 MHz mit 2 m-Konverter und FM-Zusatz, 220 V/12 V=. 1 Tuner-Dipper HM, 10 A. Tel. 01 53 32 26, abends.

Verkaufe: Heathkit SB 301 mit allen Filtern wie neu, Werkabgleich, Preisidee Fr. 1000.—. SCR 806 / 2 m mit VFO ungebraucht, Fr. 750.—. HB9 MMD, Telefon 01 813 07 02.

Suche für Pfadfinderabteilung: Feldtelefone mit Kurbelinduktor (Tisch- oder Wandmodelle) zur Ergänzung des Lagertelefonnetzes. HE9HKX, Tel. 031 50 17 00, abends.

Verkaufe: Collins R-392 / URR Empfänger 0,5 bis 32 MHz durchgehend, mechanisch/digitale Anzeige. Anfragen unter Chiffre 1092, Inseratenannahme USKA, Postfach 21, 6020 Emmenbrücke 2.

Zu verkaufen aus Gegengeschäft: 1 TR 2200 G neu, 8 p, Quarze 144,150 / 145,075 / 145,050 / 145,100 / 145,000 / 145,500 / 145,570 / 145,520. 10 Stahl Accu mit Ladegerät, 20 m Kabel 50 Ohm 10 mm ⌀, 1 Rotor Stolle Automatic mit 15 m 8-ad. Steuerkabel, 1 Mast mit Dachverschalung, 1 4teilige Antenne. Alles ungebraucht. Neupreis Fr. 1864.—, Verkaufspreis Fr. 1100.—. 1 Allbandempfänger Braun T 1000 CD lückenlos von 120 kHz bis 30 MHz über 12 Bänder und 88 bis 108 MHz Netz/Batterie. Anschlüsse: 6, 12, 24, 110/220 V. Betriebsarten: AM, CW, LSB, USB, Neupreis Fr. 1900.—, Verkaufspreis Fr. 1000.—. Roland Delay, Postfach 48, 3053 Münchenbuchsee, Telefon 031 86 22 24.

Verkaufe: Neue Mosley Tribander 3-El.: TA-33 Jr, 1 KW PEP, Fr. 445.—. Mustang, 2 KW PEP, Fr. 595.—. Lowpass-Filter von TRIO und DRAKE Fr. 45.— bis Fr. 75.—. Die von der PTT empfohlenen Bauer Highpass-Filter gegen hartnäckiges TVI, Fr. 29.—. Kenwood TS-520 Transceiver 80-10 m, neu,. Fr. 2200.—. 2 m Transverter zu TS-520/T-599/R599, Modell TV-502, 10 W, Fr. 950.—. HAM-CLINIC HB9ADP, Telefon 041 99 11 88, QRL 041 22 73 35.

Stationsaufgabe bei HB9AHR. Drake/Geloso G-4/ Johnson / Heathkit / Hameg / Nordmende / Eddystone / Waters / Amtron / Shure / El. Voice / usw. Dazu viel Kleinmaterial. Alles sehr gut erhalten. Interessenten wollen bitte mit frankiertem Retourcouvert die Inventarliste anfordern bei: A. Günther, HB9AHR, Sonnenbergstr. 31, 8800 Thalwil.

Welcher **Fachmann** für **SSB Sender-Empfänger** kann uns gegen gutes Honorar **beraten**
für Zusammenschaltung und gemeinsamer Funktion SSB mit FSK und FAX Zusätzen?
Zuschriften unter USKA Chiffre 1093, Postfach 21, 6020 Emmenbrücke 2.

Broadband

Solid-State Power Amplifiers for SSB Service

160 Watts PEP Input with a Single Transistor

BY ROY C. HEJHALL,* K7QWR

THE FIRST generation of ssb transmitters used tubes throughout. The PA stage usually provided 20 to 100 watts PEP of output power. More recently a number of hybrid rigs, which employ transistors in the ssb generator stages and tubes in the final amplifier, have been marketed to amateurs.

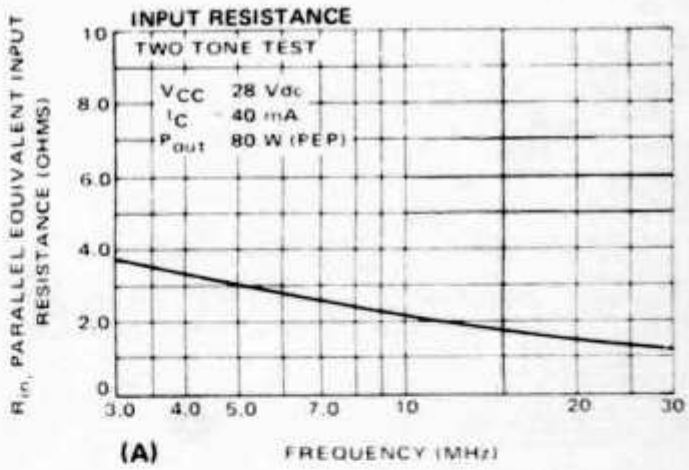
During 1971, several manufacturers have introduced bipolar transistors intended for medium-power ssb amplifier service. Such transistors will be the basis of a third generation of ssb gear which will be entirely solid state. Devices capable of 160-watts PEP input are already available. As volume production of such transistors is achieved, prices may drop to the point where experimenters and manufacturers of amateur equipment can retire their 6146s and sweep tubes to a spot on the shelf beside other old favorites such as the 210 and 35T.

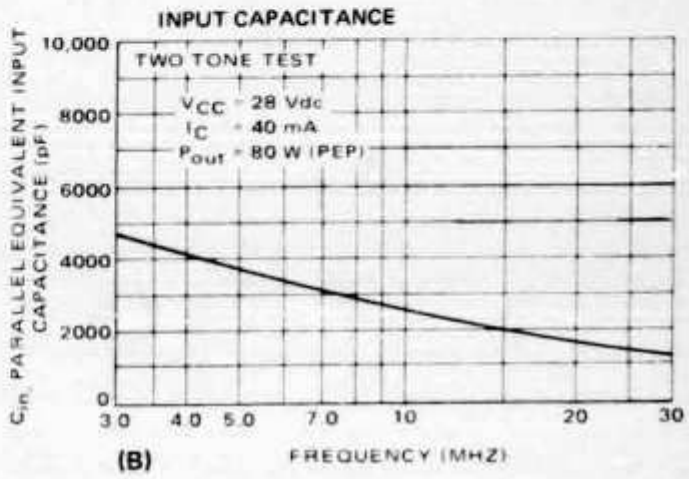
Transistors for Linear Power Amplifiers

The solid-state linear power amplifier normally consists of one or more transistors plus associated passive components. Passive components do not contribute to the production of distortion. The

* Section Manager, Communications Applications, Motorola Semiconductor Products, Inc., 5005 East McDowell Rd., Phoenix, AZ 85036.

The next major change in our ssb transmitters and transceivers will be the use of solid-state power amplifier stages. Medium-power rf tubes such as the 6146 may become museum curiosities. Here, for the amateur who wishes to learn about and to experiment with the latest techniques, K7QWR, an applications engineer for Motorola, describes the devices and circuits which will be used in "third-generation" ssb gear.





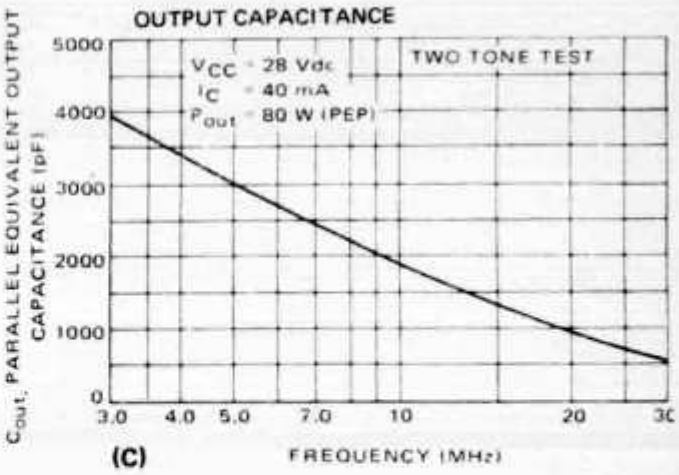


Fig. 1 – Characteristics of the 2N5942 transistor.

problem of obtaining linear operation, therefore, rests with the choice of a suitable transistor and the selection of proper operating conditions for the device chosen. A number of problems face the designer who wishes to use a bipolar power transistor for ssb service. Parameters such as base rf input voltage may vary widely with the input and output tuning because of the very low input impedances and large collector-base feedback capacitances exhibited by transistors in the 10- to 100-watt class. Probably the most significant transistor characteristic to check when selecting a device for linear-amplifier operation is current-gain linearity at high collector currents. A semiconductor manufacturer must take special care when designing a transistor for linear-amplifier applications to assure that h_{FE} (forward-current transfer ratio) does not drop off at high collector current. A transistor with a rapid h_{FE} decrease at high collector current will generally be a poor performer when it is used as a linear amplifier. Besides h_{FE} linearity, other important transistor characteristics include a low and uniform operating temperature for the many junctions that make up a power transistor and the ability to survive mismatched loads.

Two rf power transistors which have been designed specifically for hf linear-power-amplifier applications are the 2N5941 and 2N5942. These devices are rated at 40 watts and 80 watts PEP *output*, respectively, at 30 MHz with IMD at 30 dB below a single-tone test. Somewhat greater power outputs can be realized at the expense of a lower IMD ratio, or improved IMD performance can be realized at reduced power output with these devices. These figures compare favorably with those of vacuum tubes. Tubes have IMD on the order of −25 dB at 70 percent to 100 percent of their maximum power levels, and an rf feedback scheme is generally required to realize IMD in the −30- to −40-dB range.

Linear Amplifier Performance Versus Dc Supply Voltages

Operating a linear-power-amplifier transistor at reduced dc supply voltage drastically reduces the maximum power output for a given degree of linearity. This effect is because of the difficulty of maintaining h_{FE} linearity at high collector current. When the supply voltage is reduced, the transistor must deliver correspondingly higher collector-current peaks for a given power output.

Typical performance data for the 2N5942 transistor illustrate this point. Operating with a collector supply of 28 V dc, the 2N5942 will deliver 100 watts PEP output with IMD of −30 dB.[1] The same transistor at 12.5 V dc typically delivers 30 watts PEP for the same IMD level.

Thus, the 2N5941, which has only half the active chip area of the 2N5942, will deliver almost

[1] [EDITOR'S NOTE: The distortion figures noted in this article are the ratio of one distortion product to one of the two tones, the distortion rating system used by tube and transistor manufacturers. Most producers of amateur equipment use both tones of the test signal as the reference, which gives the test result an apparent improvement of 6 dB in the distortion ratio.]

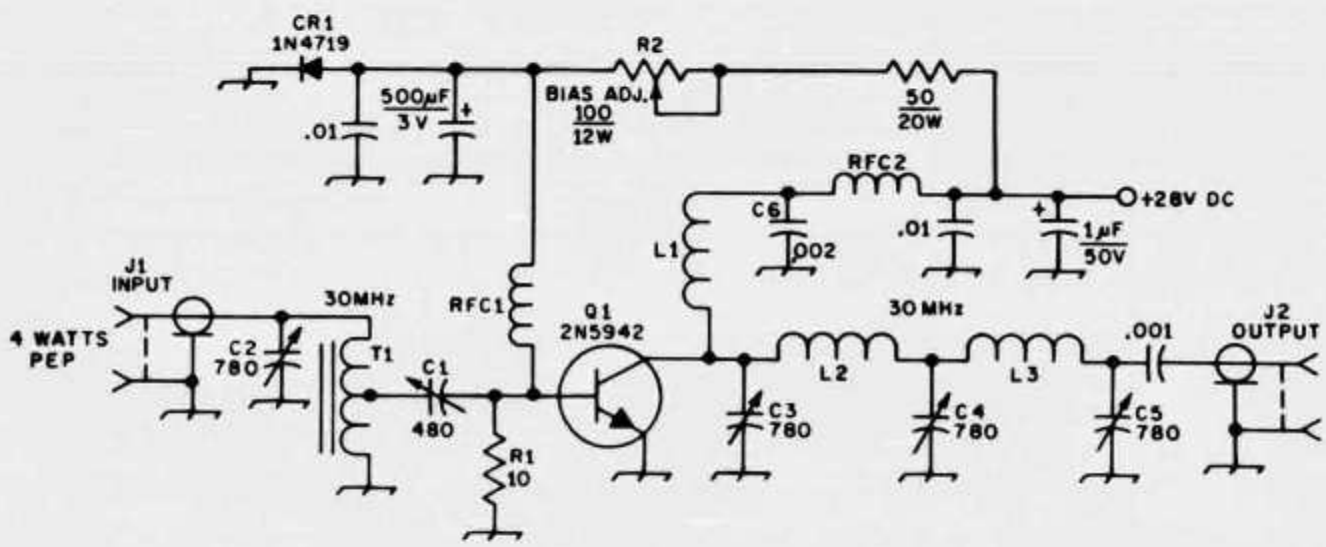


Fig. 2 — Schematic diagram of the 30-MHz amplifier. Unless otherwise noted, capacitors are disk ceramic, except for those with polarity marked, which are electrolytic. Resistors are wire wound, except for R1 which is a 1/2-watt composition type. R2 is set for a resting collector current of 40 mA.

C1 — 80- to 480-pF mica trimmer (Arco 466 or equiv.).
C2-C5, incl. — 170- to 780-pF mica trimmer (Arco 469 or equiv.).
C6 — Button bypass capacitor.
CR1 — Silicon diode, 50 PRV, 3 A (1N4719 or equiv.).
J1, J2 — BNC connector, panel mount.
L1, L2 — Approx. 54 nH, 2 1/2 turns, No. 14 tinned wire, 1/4 in. ID, 3/8 in. long.
L3 — Approx. 100 µH, 4 1/2 turns, No. 14 tinned wire, 1/4 in. ID, 1/2 in. long.
Q1 — Motorola power transistor.
R1 — Text reference.
R2 — Wire wound, adjustable tap.
RFC1 — Solenoid-wound rf choke.
RFC2 — Ferrite choke (Ferroxcube VK200 19/4B, available from Elna Ferrite Laboratories, Woodstock, NY 12498).
T1 — 20 turns, No. 20 enam. wire wound on Amidon T-47-6 toroid core, center tapped (Amidon Associates, 12033 Otsego St., North Hollywood, CA 91607).

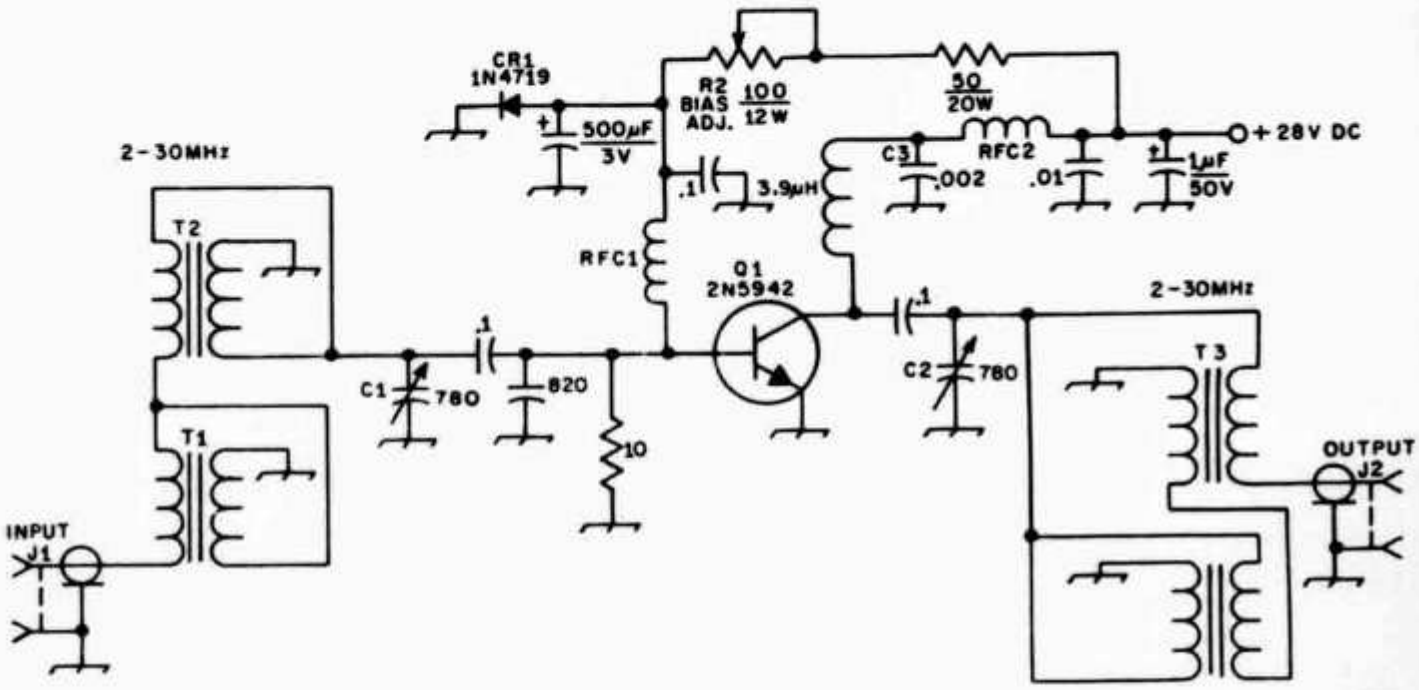


Fig. 3 – Diagram of the broadband amplifier. Unless otherwise noted, capacitors are disk ceramic, except those with polarity marked, which are electrolytic. Resistors are wire wound, except R1 which is a 1/2-watt composition type. Adjust R2 for 40 mA of collector resting current with no drive applied.

C1, C2 – 170- to 780-pF mica trimmer (Arco 469 or equiv.).
C3 – Button bypass capacitor.
CR1 – Silicon diode, 50 PRV, 3A (1N4719 or equiv.).
J1, J2 – BNC connector, panel mount.
Q1 – Motorola power transistor.
R1 – Text reference.
R2 – Wire wound, adjustable tap.
RFC1 – Solenoid-wound rf choke.
RFC2 – Ferrite choke (Ferroxcube VK200 19/4B).
T1 – 4:1 broadband transformer; 6 turns of 2 twisted pairs of No. 26 enam. wire (6 turns per inch) wound on Stackpole 57-9322 No. 11 toroid core (Amidon T-44-3 core also suitable).
T2 – 4:1 broadband transformer; 4 turns of 4 twisted pairs of No. 26 enam. wire (6 turns per inch) wound on Stackpole 57-9322 No. 11 toroid core (Amidon T-44-3 core also suitable).
T3 – 9:1 broadband transformer; 10 turns of 3 twisted pairs of No. 28 enam. wire (8 turns per inch) wound on Stackpole 57-9074 No. 11 toroid core (Amidon T-80-3 also suitable). Two transformers, connected as shown in the diagram above are required for the 9:1 impedance transformation.

twice the linear power output at 28 V dc as the 2N5942 will at 12.5 V dc. The linear amplifier designer should, therefore, utilize the highest dc supply voltage he can (while remaining within the ratings of the transistor).

Linear-Power-Amplifier Design

Linear-power-amplifier design using transistors has two major problems which must be solved – dc bias and impedance matching. Neither the input rf-matching-network configuration nor the input tuning significantly affects linearity. Therefore, the designer is free to concentrate on the major problem of any input network – getting the rf drive power into the low-impedance transistor base. For broadband power amplifiers, this is a difficult task.

The impedance-matching design for an ssb stage is similar to that of the Class C amplifier, except that linearity places additional restrictions on the values of transistor collector-load impedance that can be employed. See reference 4 for a general discussion of rf power-amplifier network design. The linear-amplifier output network must present the collector with the proper complex load impedance.

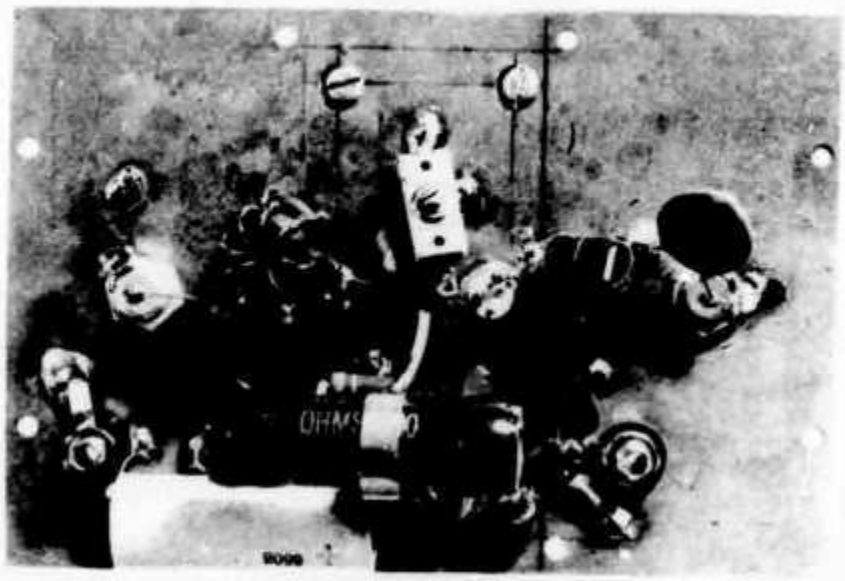
Of particular importance in the output-network design procedure is the selection of the correct power level to use in the network calculations. Average power output varies widely, depending on the nature of an ssb signal (single tone, multiple tone, or voice). Linear-amplifier design is based on a particular value of peak-envelope power, not average power. Average power has no bearing on the design, except for thermal considerations.

The complex collector-load impedance should be the conjugate of the transistor parallel output capacitance and the parallel load resistance, R_L, computed from the expression:

$$R_L = \frac{(V_{CC})^2}{2P}$$

where V_{CC} = dc collector supply voltage
P = rf power output

In the case of the linear amplifier, the desired value of peak-envelope power is used to compute the load resistance. Thus, the collector load impedance ideally should be the conjugate of R_L in parallel with C_{out}. Fig. 1 shows the large-signal impedances for the 2N5942 when operating in a linear-amplifier circuit. The bias-network design for linear power amplifiers is critical if minimum IMD is to be achieved and is completely different from the



The 2N5070 transistor amplifier receives drive through the BNC connector at the center left. Two broadband impedance-matching transformers are employed in the base circuit. The collector circuit is to the center right. The large wire-wound resistor is part of the base-bias network. The heat sink for the transistor is located on the reverse side of the circuit board.

procedure for a Class C amplifier. The typical Class C amplifier is operated with both the base and emitter connected to dc ground. Thus, the transistor is completely off when no driving signal is applied.

The linearity of a solid-state power amplifier may be greatly improved by operation with forward bias. Forward bias is the term which refers to the voltage applied to the base of a transistor for operation with a finite no-signal collector current. The extreme case of forward bias is, of course, Class A operation. Class A operation provides the least distortion, but at an extreme sacrifice in efficiency. As power output is increased, practical transistor-dissipation limitations make Class B operation attractive. Optimum no-signal collector currents for 10- to 100-watt transistors are in the 5- to 50-mA range.

Class B bias-circuit design is complicated by thermal runaway problems and large variations in base current as the rf-drive level is varied. For best linearity, the dc base voltage should remain constant as the drive level is varied. This situation is in conflict with the conditions required to prevent thermal runaway.

Some rather exotic schemes with multistage dc amplifiers have been developed for linear-power-amplifier biasing, and such schemes are limited only by the designer's imagination. It is also possible, however, to achieve excellent results without the use of gain elements in the bias circuit. All of the linear amplifiers described in this article use only a few passive components to provide bias voltage.

An 80-Watt-Output Linear Amplifier

Fig. 2 shows a 30-MHz linear amplifier using a 2N5942 transistor. This amplifier will deliver 80 watts PEP output with the following typical performance characteristics:

Power gain – 13 dB
Intermodulation distortion – –34 dB
Collector efficiency – 40 percent
Dc supply voltage – 28 V dc

This amplifier was designed to see what performance could be obtained at a single frequency with wide-range impedance-matching networks. The output network is a double pi section designed for 80 watts PEP output. The input network uses a center-tapped transformer. The circuit provides an excellent match to a 50-ohm-output driver stage.

There is more than is readily apparent to the dc-bias network. The emitter is grounded for dc and a forward bias voltage is applied to the base of the transistor through RFC1. The bias network is fed from the 28-V dc collector supply. The bias network for a Class B amplifier stage should meet several requirements. It must:

1) Permit the transistor to operate with a no-signal collector current with reasonable collector efficiency and low IMD.
2) Provide bias conditions which yield a reasonable value of IMD over the full dynamic range of the amplifier.
3) Prevent thermal runaway in the transistor.

The bias network in this amplifier has some unique features to meet the above requirements without using gain elements.

Requirement 1 is best met by not permitting the dc base voltage to change more than about 0.1 V dc as the rf drive level is varied from zero to full input. Requirement 2 is best met by increasing the no-signal collector current. A no-signal collector current of 40 mA was selected as a good compromise value for the 2N5942. This selection will be discussed later in more detail. Requirement 3 calls for some means of reducing base voltage with increasing temperature.

The need to maintain an almost constant base voltage requires a low-impedance dc bias source. With zero rf drive, the 2N5942 base current is about 3 mA. When driven to 80-watts PEP output with a two-tone signal, the average dc base current increases to approximately 200 mA. Therefore, the base-bias supply must be capable of furnishing base currents from 3 to 200 mA with a negligible shift

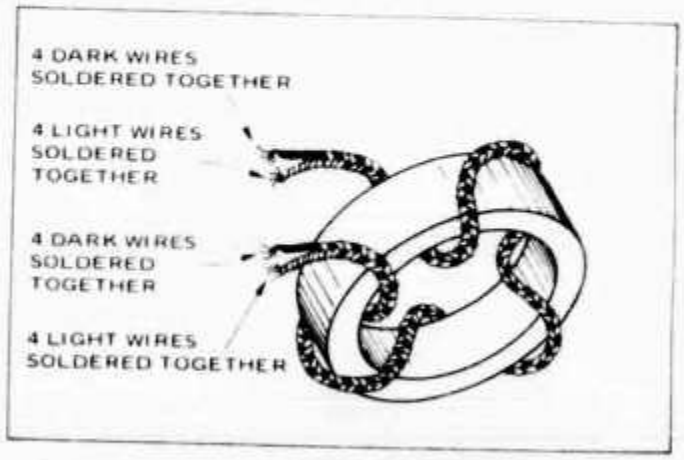
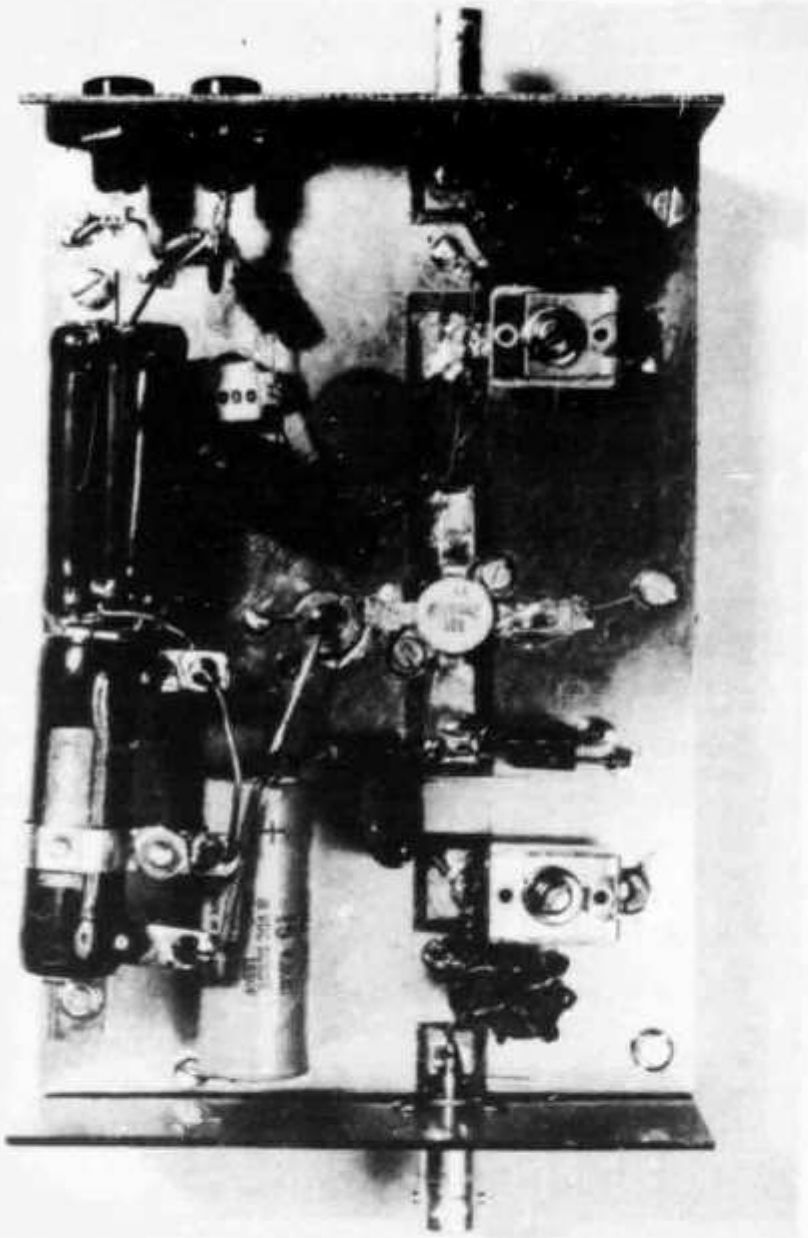


Fig. 4 – This is T2 of Fig. 3, which consists of a number of twisted pairs of enam. wire wound on a toroid core.



Here is a breadboard version of the broadband amplifier using a 2N5942 transistor. The input circuit is at the lower right, and the components for the base-bias circuit are mounted along the left side of the circuit board. The broadband output transformer is located at the upper right. A large finned heat sink covers the entire bottom side of the circuit board.

in voltage. The bias problem is further complicated if there is no separate low-voltage source available so that the bias potential must be obtained from the 28-V dc collector supply.

The key item in the development of a suitable bias circuit is diode CR1. The function of CR1 could be loosely described as a low-voltage Zener device which also temperature compensates the transistor. CR1 is forward biased and is the component responsible for the dc voltage level at the transistor base. The diode is thermally coupled to the transistor by mounting it on the same heat sink, providing temperature compensation because of the decrease in forward voltage of CR1 with increasing temperature. When rf drive is applied, the transistor receives its additional base current by diverting current from the diode. The diode can provide this additional base current without significantly changing the dc base voltage. Thus the transistor "robs" the additional base current it needs from the diode.

The functions of RFC1 and R1 are not so obvious. RFC1 is a molded choke with a dc resistance of 0.47 ohms. With no rf drive, V_{BE} of Q1 is approximately 0.68 V dc, and 68 mA flow through R1. The total current through RFC1 is 71 mA, causing a voltage drop of 33.4 mV across RFC1. Therefore, the voltage across CR1 is slightly higher than V_{BE}, causing CR1 to draw more current than it would if there were no dc resistance between the diode and the base of the transistor.

The current through CR1 at the no-signal condition is about 260 mA, and this is the source of dc base current for Q1 at full power.

If there were no dc resistance between CR1 and the base of the transistor, the no-signal current through the diode would be only about 120 mA. Under these conditions, the transistor would steal all of the diode current at full power. CR1 then would shut off and the additional base current could only come from the bias source by reducing the current through R1 as the base voltage shifts downward. The net result of all this would be a dc base-voltage shift of more than 0.5 V from zero to full power, which would severely degrade the linearity of the amplifier.

There is an additional benefit derived from the base-bias circuit. The reduction of current through CR1 with rf drive results in additional temperature compensation beyond the reduction of forward-voltage drop with temperature. The voltage across CR1 drops with rf drive level for two reasons – the heating of the diode and a reduction in its current. Excellent temperature compensation results, and the amplifier has no tendencies toward thermal runaway at full power input with a heat-sink temperature in excess of 110 degrees centigrade.

Resistor R1 has a dual function. First, it causes current flow through RFC1 when no rf driving signal is present. This is the key to the difference in voltage between the anode of CR1 and the 2N5942 base. Second, R1 reduces the total rf impedance from base to ground which improves the stability of the amplifier.

As stated above in biasing requirement 2, maintaining linearity in an amplifier over the entire dynamic range of the amplifier presents a biasing problem. At practical levels of quiescent collector currents in Class B amplifiers, IMD generally increases at low power-output levels. Thus, a typical plot of the IMD for an amplifier may show −30 dB at full power, −35 dB at half power, −31 dB at one-tenth power, rising to perhaps −25 dB at less than one-tenth power. About the only solution to low distortion at low power input for a power amplifier is to increase the quiescent collector current. However, if one wishes to prevent the IMD from ever being worse than it is at full power, bias currents approaching Class A operation may be required.

A practical solution can be achieved by determining the absolute magnitude of the distortion products, and assuring that they remain below

what would be generated at full power-output levels. For example, if an amplifier which has an IMD level of −30 dB at full power exhibits IMD of −25 dB when the power output is reduced by 15 dB, the distortion products are still 10 dB below what they were at full-power output. This is despite the fact that the IMD ratio has been degraded. The criterion for low-power IMD used in the design of the amplifiers described in this article is that the full-power IMD ratio rating shall be maintained for power-output levels from full power output to 10 dB below full power.

80-Watt-Output Broadband Linear Amplifier

Fig. 3 shows a 2- to 30-MHz broadband 80-watt-PEP-output linear amplifier. The bias circuit is identical to the 80-watt linear amplifier described above. The key to broadband operation of this second amplifier lies with the use of transformers T1, T2, and T3. These transformers are the transmission-line broadband type described by Ruthroff (reference 5) and Pitzalis (reference 6). They consist of combinations of conductors which approximate a transmission line wound on a toroid core. They have a much wider frequency response than conventional core-coupled or air-coupled transformers because of the utilization of transmission-line techniques.

To design a transmission-line broad-band transformer, an engineer must select the desired impedance step up/step down ratio, usually 4:1 or 9:1. Although a 16:1 ratio was attempted by the author, better results were obtained with two series-connected 4:1 transformers. The twisted-wire transmission line is prepared first. This winding is nothing more than the name indicates – a transmission line consisting of twisted wires. When preparing the twisted-wire lines it is convenient to use enameled wire of two different colors. The required number of wire pairs, as stated on the schematic diagrams in this article, such as three twisted pairs, means 3 wires of each color are then twisted to achieve the required number of turns per inch. An electric drill makes a convenient "wire twister." A single turn is formed by a full twist of all the wires of one color.

The key parameters for the transmission line are characteristic impedance (Z_o) and line length. These parameters are optimized for a desired transformer bandwidth. The characteristic impedance of the twisted wires of a transmission line transformer is given by the following expression:

$$Z_o = \sqrt{R1\ R2}$$

where $R1$ and $R2$ are the two impedances to be matched. The optimum length for the winding is somewhat shorter than an eighth wavelength at the highest frequency of operation. The variables affecting Z_o include wire size, tightness of the twist which can be designated in turns per inch, and number of wires. In general, the Z_o may be decreased by using larger wire, a tighter twist (more turns per inch), or increasing the number of wires.

The impedance of the twisted-wire lines may be measured prior to winding the lines on the cores.

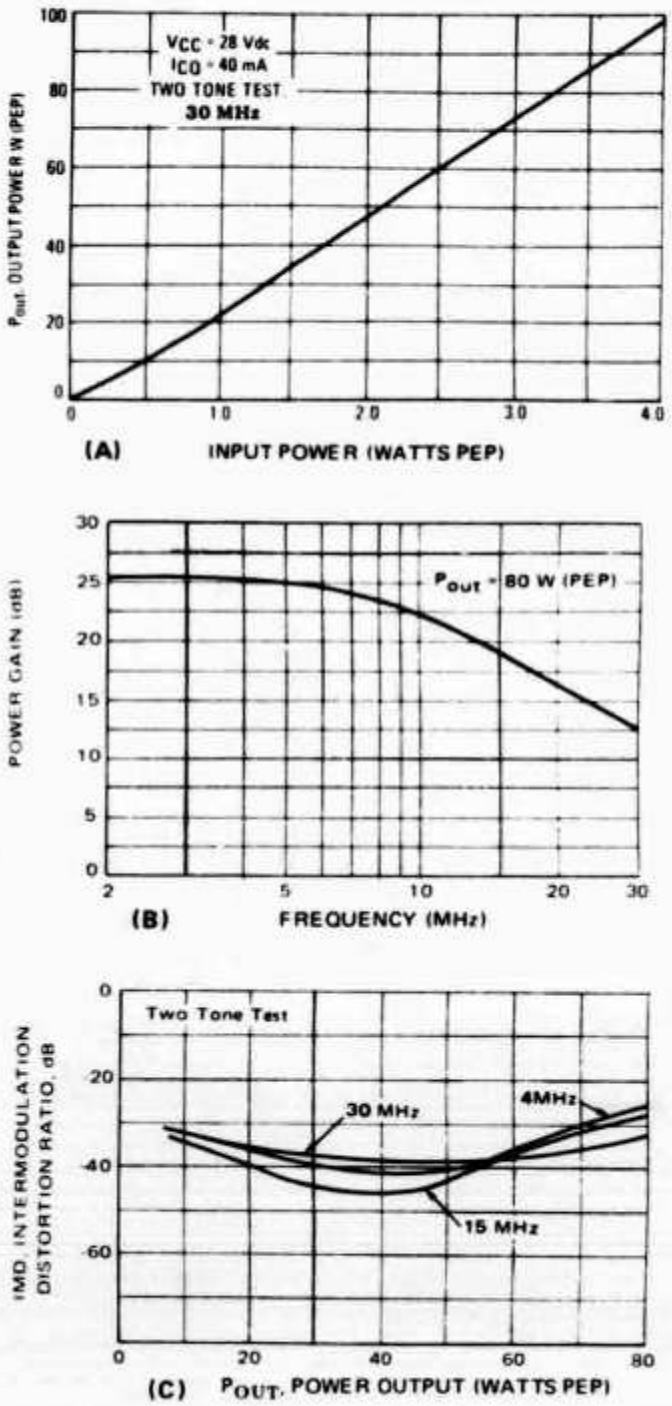
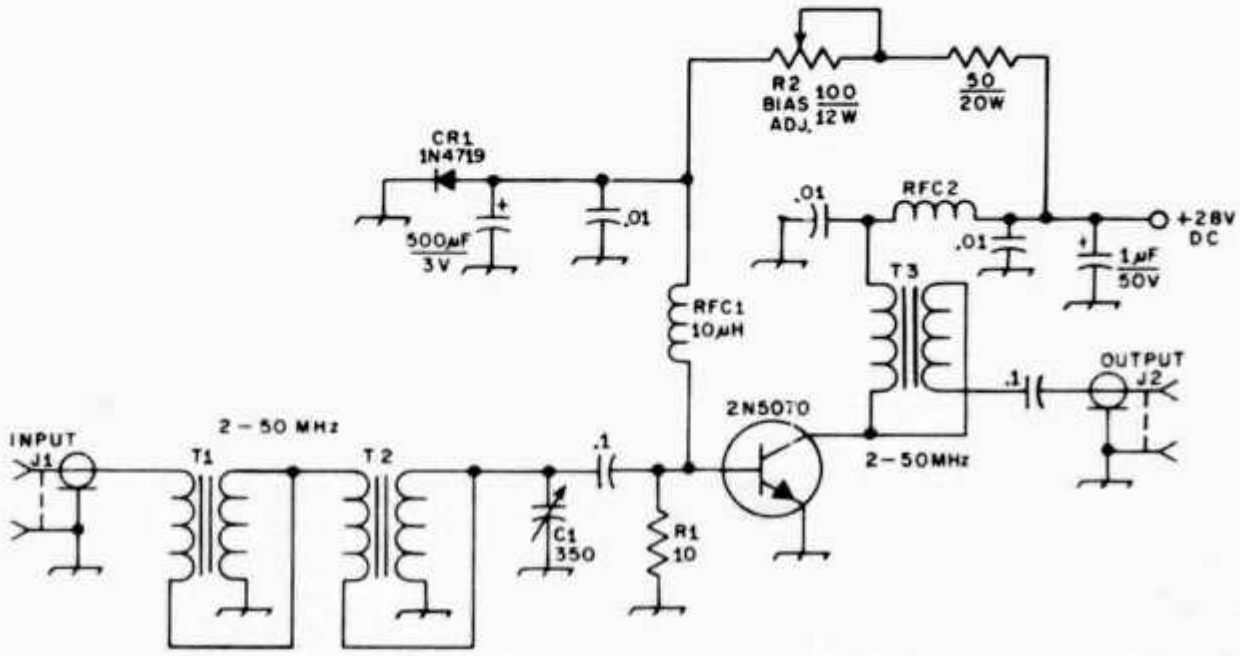


Fig. 5 – Performance characteristics of the 80-watt-output broadband amplifier.

Any convenient method of measuring Z_o may be employed, depending on the equipment available. The twisted-wire-line Z_o measurements for the amplifiers described in this article were made with a Hewlett-Packard model 4815 vector impedance meter.

The cores selected for the transformers of this amplifier are of ferrite material usually used at frequencies below 10 MHz. Optimum performance over the hf range was achieved with a low-frequency core, since the transformers are not core coupled. The primary function of the core is to increase winding inductances to improve performance at the low end of the frequency range.[2]

[2] [EDITOR'S NOTE: The Stackpole toroid cores and ferrite beads noted in the parts lists may not be available in many areas. Amidon Associates offers cores and beads which, while not exact replacements, are usable. See Fig. 3 and Fig. 6.]



T1 and T2 of Fig. 3 are series connected 4:1 transformers for a theoretical step-down ratio of 16 to 1. Note that T2 is wound differently because it is transforming lower impedance levels. The optimum characteristic impedances for T1 and T2 have been computed as 25 and 6.25 ohms, respectively. An impedance of 25 ohms can be readily achieved in practice, but 6.25 ohms is more difficult. The actual characteristic impedance achieved with T2 was 8 ohms. The optimum characteristic impedance for output transformer T3 is 16.7 ohms. This value was achieved with the design shown in Fig. 3. Fig. 5B shows a plot of power gain versus frequency for 80 watts PEP of output. The typical efficiency at 30 MHz with 80 watts PEP of output is 43 percent.

The amplifier was mismatch tested at 80 watts output with a two-tone test signal by subjecting the unit to an infinite VSWR load at all phase angles. The 2N5942 transistor was not damaged.

Another critical design problem is the amplifier output network, since the complex collector-load impedance has a significant effect on the linearity of the stage. Therefore, a network which provides a satisfactory load from a gain standpoint may cause difficulties when trying to achieve optimum linearity. The networks of the amplifier shown in Fig. 3 achieved a decade of bandwidth at the expense of some increase in IMD. At 80 watts PEP output, the IMD at 30 MHz is typically −32 dB, while at lower frequencies the IMD is slightly worse, −25 to −30 dB.

Fig. 5C shows a plot of IMD versus power output at 4, 15, and 30 MHz. IMD performance of −30 dB can be achieved over the entire operating frequency range of the amplifier, if power output is limited to 70 watts PEP.

Note that feedback has not been used and that no attempt has been made to make the gain of this amplifier flat with respect to frequency. If constant gain is desired, a compensation network such as described by Lowe should be employed.[3]

[3] Lowe, "A 15-Watt Output Solid-State Linear Amplifier for 3.5 to 30 MHz," *QST*, December, 1971.

Fig. 6 – Schematic diagram of the amplifier designed to deliver 25 W PEP of output. Unless otherwise noted, capacitors are disk ceramic, except those with polarity marked, which are electrolytic. Resistors are wire wound, except R1 which is a composition type. Adjust R2 for 20 mA of collector current with no drive applied.

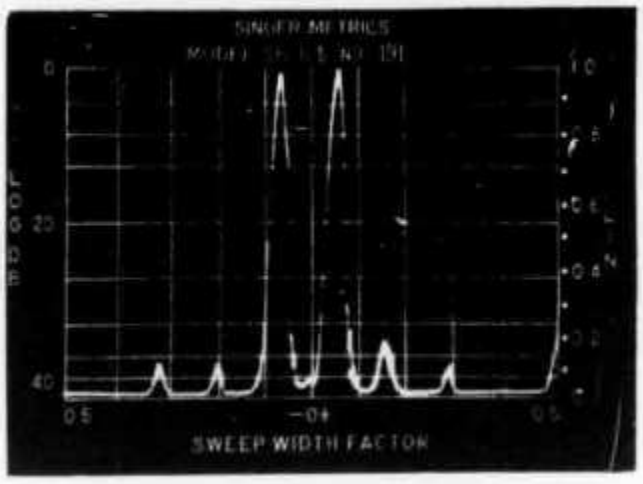
C1 – 70- to 350-pF mica trimmer (Arco 428 or equiv.).
CR1 – Silicon diode, 50 PRV, 3 A (1N4719 or equiv.).
J1, J2 – BNC connector, panel mount.
Q1 – Motorola power transistor.
R1 – Text reference.
R2 – Wire wound, adjustable tap.
RFC1 – Solenoid-wound rf choke.
RFC2 – Ferrite choke (Ferroxcube VK200 19/4B).
T1, T3 – Same as T1, Fig. 3.
T2 – Same as T2, Fig. 3.

25-Watt-Output Broadband Linear Amplifier

Fig. 6 shows a 2- to 50-MHz broadband 25-watt-PEP-output linear amplifier using the 2N5070 transistor. Again, the key components in this amplifier are the broadband transformers, T1, T2, and T3, all of which are wound to provide a 4:1 impedance ratio. This amplifier also illustrates the practicality of developing a number of standard broadband transformer "building blocks" for general use. T1 and T2 are identical, respectively, to T1 and T2 in the input circuit of the 2N5942 amplifier described above. The output transformer, T3, is identical to T1 of Fig. 3. The bias network is the same as the one described earlier. Note that again the bias voltage is obtained from the 28-V dc collector supply. Typical collector efficiency for this circuit is 45 percent with an output of 25 watts PEP at 30 MHz. As in the case of 2N5942 broadband amplifier, feedback was not employed. The amplifier therefore has a gain versus frequency characteristic which approximates that of the transistor over the frequency range of 2 to 50 MHz.

When used in an amateur transmitter, a broadband amplifier must be followed by a filter to reduce the level of second- and higher order

Oscillograph display of the output spectrum from the 2N5942 linear amplifier. Drive from the two-tone test generator has been set for 80 watts PEP output from the amplifier.



harmonic output. Suitable filters for the 80- to 10-meter bands were described by Lowe in *QST* for December, 1971. Band changing may be accomplished by switching in the appropriate filter for the desired frequency range.

Acknowledgment

The wishes to acknowledge the contributions of Edward Loupe, who constructed the amplifiers, performed all of the impedance measurements, and provided many excellent suggestions about both the amplifier designs and the preparation of this article.

References:

1) Pappenfus, Bruene, and Schoenike, *Single Sideband Principles and Circuits*, McGraw-Hill, 1963.
2) Honey and Weaver, "An Introduction to Single Sideband Communications," *Proc. IRE*, December, 1956.
3) "Intermodulation Distortion in Vacuum Tubes," *Single Sideband for the Radio Amateur*, 5th edition, American Radio Relay League, 1970.
4) "Systemizing RF Power Amplifier Design," Motorola, Inc., Application Note AN-282.
5) Ruthroff, "Some Broadband Transformers," *Proc. IRE*, August, 1959.
6) Pitzalis, Horn, and Baranello, "Broadband 60-W Hf Linear Amplifier," *IEEE Journal of Solid State Circuits*, June, 1971.
7) Hejhall, "Solid-State Linear Power Amplifier Design," Motorola, Inc., Application Note AN-546.

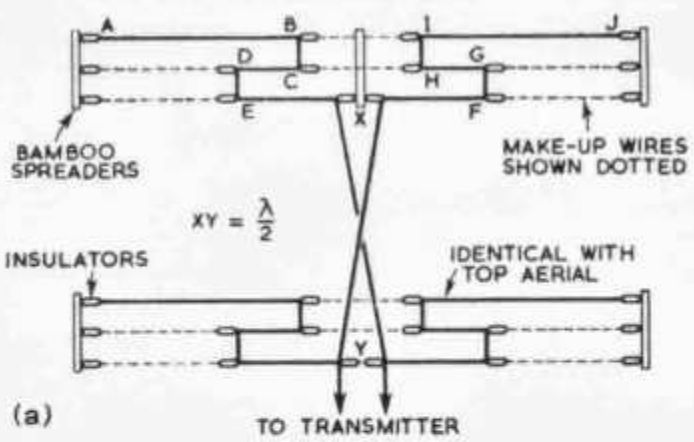
QST

Franklin Uniform Aerial

Over the years, fashions in aerials as well as in systems have changed; today those in widespread use tend to be derived from a relatively few basic types. Many other aerials, including some dating back well over 40 years (but none the worse for that), have become little more than names in old text books to many of the current generation of amateurs.

Recently, going through old *Bulletins*, I was interested in several early references to the Franklin Uniform aerial—one of the first designs to take practical advantage of the fact that, since most radiation takes place from current nodes, sections at high voltage can be folded back with relatively little loss of total radiation. This technique allows in-phase or collinear arrays to be erected in less space than would otherwise be needed, and without phasing stubs.

The original Franklin Uniform was invariably described as a vertical array, though this involved some problems since the sections were not equally balanced to earth, and dimensions were critical. The vertical form of the array has in fact been recently described in the October, 1968 section of a series of articles on vertical aerials in *CQ* by Paul Lee,



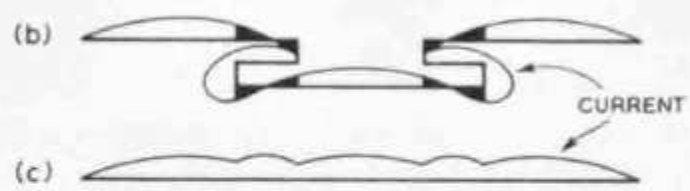


Fig. (a) The 1938 bi-directional ZE1JA fixed beam array for 14 MHz, based on the Franklin Uniform aerial adapted for horizontal polarization. Dimensions (14 MHz)
AB = IJ = ($\frac{3}{4}\lambda$ — 2.5%) — 1 foot = 0.609λ — 1 foot
CD = GH = ($\frac{1}{2}\lambda$ — 2.5%) — 2 feet = 0.244λ — 2 feet
EF = ($\frac{3}{8}\lambda$ — 2.5%) — 2 feet = 0.731 — 2 feet
BC, DE, FG, HI each 2 feet (λ in feet 984/MHz). Bamboo spreaders lying in the horizontal plane (shown in vertical plane for simplification). $\frac{1}{4}\lambda$ spacing between X, Y.
(b) Current distribution in 3λ/2 Franklin uniform array. Radiation from shaded portions cancel.

W3JM. He points up the omnidirectional gain provided by its vertical radiation pattern, and puts forward the suggestion of making vhf and uhf versions by shaping the aerial in stiff wire. In practice, however, few vhf operators are interested in aerials for vertical polarization.

It may not be generally appreciated that this technique can equally be used to form horizontal arrays; indeed it was so used in an impressive fixed bidirectional Lazy-H for 14 MHz described by ZE1JA (*T & R Bulletin*, December, 1938). I seem to remember ZE1JA putting in a whale of a signal despite his location on the wrong side of a large Cable & Wireless point-to-point beam array. Fig shows the array, as described then—a bulky beast on 14 MHz but it could still be attractive if scaled down for higher frequencies, or used without the second lower element. Correct feed-point impedance is not known, though ZE1JA fed it with 600-ohm line. This technique for putting out the maximum radiation from a given span seems too good to be forgotten entirely.

RADIO COMMUNICATION

Vom Trafo zum Ø-V-1

Amateurfunktechnik von Karl H. Hille, DL1VU, 9A1VU

Jede elektrische Ladung und damit auch jedes Elektron als kleinste Ladung wirkt nach außen in Form eines elektrischen Feldes. Da sich gleichnamige Ladungen abstoßen, verteilen sich die Elektronen auf einem Leiter derart, daß sie möglichst weit auseinander gelangen. Auf einer Metallkugel streben sie deswegen an die Oberfläche und verteilen sich dort ganz gleichmäßig **(Abb. 1)**. Ist der Metallkörper jedoch eiförmig, so sammeln sich die Elektronen besonders an der spitzen Seite, weil dort infolge der starken Krümmung des Leiters die Elektronen sich am wenigsten gegenseitig beeinflussen **(Abb. 2)**.

Abb. 1

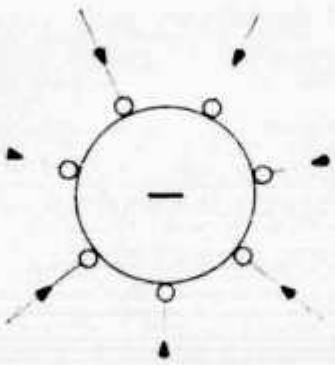
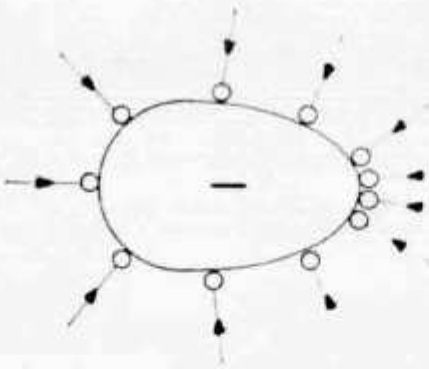
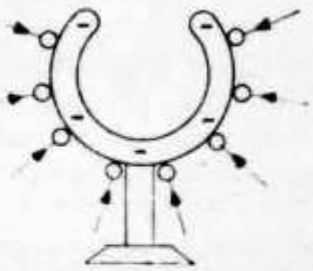


Abb. 2



Besonders ausgeprägt ist diese Spitzenwirkung an Nadeln und scharfen Kanten. Hochgespannte Ladungen treten an Spitzen aus und gehen in die Luft über, wo wir sie als elektrischen Wind und als Sprühentladungen wahrnehmen können. Die Innenseite von Hohlkörpern ist dagegen stets ladungsfrei. Der geladene Faradaysche Becher **(Abb. 3)** trägt nur an seiner Außenseite Ladungen; das Innere ist ohne elektrisches Feld.

Abb. 3



Wohl können wir in der Innenseite Ladungen abgeben, die dann sogleich nach außen fließen; doch können wir aus der Innenseite keine Ladungen entnehmen. Ein Faradayscher Käfig ist ein vollkommen geschlossener Raum aus Metallblech oder Metaligitter. In ihm treten keine Ladungen auf. Die Industrie verwendet solche zimmergroßen Abschirmkäfige als Meßplatz für HF-Geräte, weil die Käfige innen ladungs- und strahlungsfrei sind. Ein Auto mit seiner metallischen Karosserie ist ein recht brauchbarer Faradayscher Käfig. Deshalb sind wir während eines Gewitters in ihm bei geschlossenen Fenstern und Türen vor Blitzschlag sehr gut gesichert. Die Mobilantenne ist allerdings vorher einzuziehen! Auch unser Hamshack ist nach Abtrennung der Antennen und Ziehen aller Netzstecker ein sicherer Aufenthalt bei Gewittern, der Keller des Hauses ist jedoch noch sicherer.

Die von den Ladungen ausstrahlenden elektrischen Kräfte lassen sich durch Feldlinien recht anschaulich darstellen. Sie sind jedoch nur ein Gedankenmodell und in Wirklichkeit nicht vorhanden. In den Abbildungen sind sie als dünne Linien dargestellt. Sie reichen entweder bis zur nächsten positiven Ladung oder weit in den Raum hinein, hier sind sie aus Platzmangel verkürzt dargestellt. Die Pfeile zeigen in Richtung der elektrischen Kraft von plus nach minus.

Ein Versuch soll aus nach **Abb. 4** die Wirkung des Faradayschen Bechers und der „Reibungselektrizität" noch näherbringen. An einem Isolierstab ist eine Glaskugel befestigt, die wir mit Paraffin dünn überzogen haben.

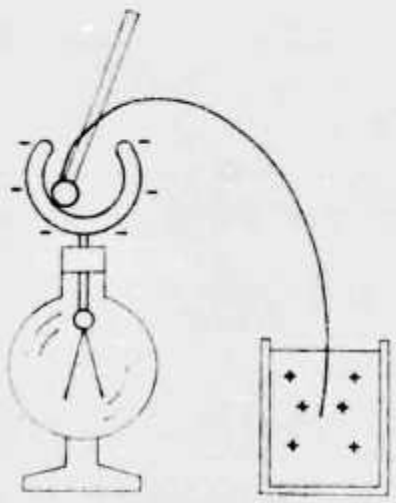


Abb. 4

Wir tauchen sie in Wasser und bringen sie darauf in den F. Becher des Elektroskops. Die Blättchen spreizen sich und zeigen eine Ladung an! Wenn wir den Versuch mit einem Elektroskop, das nur eine Kugelelektrode hat, wiederholen, können wir keine Ladung nachweisen. Der F. Becher hat also die sehr geringe Ladung restlos dem Elektroskop zugeführt. Außerdem fand hier keine Reibung, sondern nur eine innige Berührung von Paraffin und Wasser statt. Die Reibung ist demnach gar nicht ausschlaggebend für die Trennung elektrischer Ladungen, sondern lediglich die Berührung. Wir sprechen deswegen auch besser von Berührungselektrizität als von Reibungselektrizität.

Einige Experimente sollen uns schließlich die elektrische Influenz zeigen (latein.: influere = hineinfließen, beeinflussen). Auf einem Isolierstab befestigen wir einen zigarrenförmigen Metallkörper und nähern ihm einen geriebenen, negativ geladenen Plastikstab **(Abb. 5)**. Die

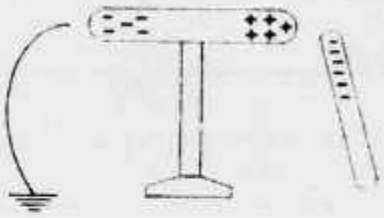


Abb. 5

Elektronen werden in dem Leiter von der negativen Ladung des Plastikstabes ins entfernteste Ende abgestoßen, während das zugewandte Ende durch Elektronenmangel positiv wird. Die Metallzigarre ist jetzt ein elektrischer Dipol mit zwei gleichgroßen, entgegengesetzten Ladungen. Berühren wir nun das negative Ende mit einem geerdeten Draht oder auch nur mit dem Finger, so fließen die Elektronen in die Erde ab. Darauf lösen wir die Erdverbindung und können auch den negativen Plastikstab entfernen. Der Metallkörper bleibt positiv geladen. Die Beeinflussung erfolgte also nur durch das elektrische Feld ohne direkte Leitung. Die entgegengesetzten Ladungen wurden durch die Influenz getrennt.

In dem elektrischen Feld eines Plattenkondensators befinden sich zwei Platten aus Metall, die sich berühren **(Abb. 6)**.

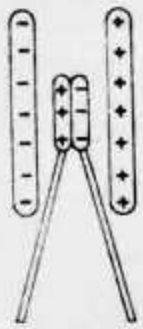


Abb. 6

Die Influenz trennt die Ladungen, so daß die linke Platte positiv, die rechte negativ wird. Hierauf ergreifen wir die Isoliergriffe, trennen die Platten und ziehen sie vorsichtig aus dem Feld heraus. Mit einem Elektroskop können wir leicht nachweisen, daß die linke Platte positiv, die rechte negativ geblieben ist. Auf diesem Prinzip beruht die Wirkungsweise der Influenzmaschine, mit der man in der Pionierzeit der Funktechnik die Hochspannung für Knallfunkensender geringster Leistung erzeugte.

Wir merken: (17):

Statische Elektrizität

6. *Die Ladungen drängen sich in Kanten und Spitzen zusammen (Spitzenwirkung).*
7. *Die Ladungen eines Leiters befinden sich an der Außenfläche. Aus dem Inneren eines Hohlkörpers können wir keine Ladungen entnehmen (Faradayscher Becher, F. Käfig).*
8. *Das elektrische Feld läßt sich durch Feldlinien veranschaulichen.*
9. *Nähern wir einem Leiter einen geladenen Körper, so wird die der Ladung zugewandte Seite ungleichnamig, die abgewandte Seite gleichnamig elektrisch (Influenz).*

Ein einfaches durchstimmbares Filter für den Nf-Bereich

Von Rudolf Faessler, HB 9 EU, Tonishof, CH-6318 Walchwil

Bei der Suche nach einer einfachen Schaltung für einen Spektrumanalysator zwecks Durchführung von Synthesen elektronisch erzeugter Musikklänge, wurde die nachfolgend beschriebene, durchstimmbare Filterschaltung gefunden. Es handelt sich um ein aktives Filter mit einem Wienbrücken-Netzwerk im Rückkopplungszweig.

Passive durchstimmbare Filter im Nf-Bereich sind aufwendig und nicht einfach auf einer konstanten Durchlaßdämpfung über einen größeren Abstimmbereich zu halten. Mit der Verstimmung ändern sich die Q-Faktoren der Kreise, was zu Kompensationsmaßnahmen zwingt, die nicht einfach zu realisieren sind.

Die Schaltung **Abb. 1** ist ein leicht modifizierter Wienbrückenoszillator unter Verwendung des integrierten Operationsverstärkers 741. Unter normalen Arbeitsbedingungen als Oszillator wird die Signalrückführung vom Ausgang (6) zum invertierenden Eingang (2) so groß gemacht, daß die Schaltung schwingt. Verkleinert man diese Gegenkopplung, dann reißt die Schwingung ab. Dies ist der Fall wenn

$$1 + R4/(R3 + R_E) = < 3 \text{ ist.}$$

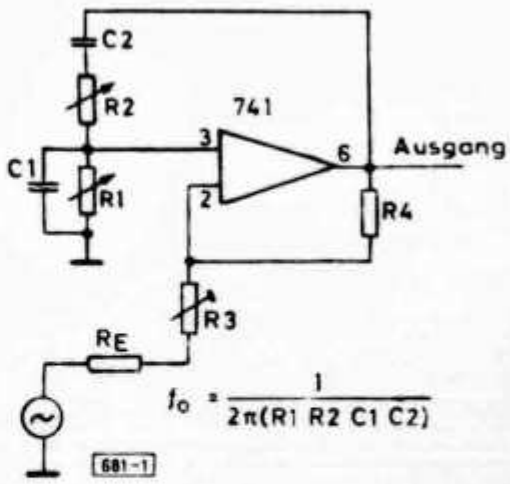


Abb. 1. Wienbrücken-Oszillator

Damit kann die Schaltung als selektiver Verstärker arbeiten, wobei das Eingangssignal auf den invertierenden Eingang zu geben ist. Für die Durchlaßfrequenz f_0 ist die Dimensionierung der Wienbrücke zuständig. Setzt man die Werte in kΩ und nF ein, dann erhält man

$$f_0 = \frac{10^6}{2\pi\,(R1\ R2\ C1\ C2)}\ \text{(kHz)}.$$

Die Kreisgüte Q der Schaltung ist praktisch nur abhängig von der gewählten Gegenkopplung (R_E, R3, R4). Man sieht also, daß lediglich die Generatorimpedanz (R_E) konstant bleiben muß, um über den ganzen Bereich keine Abweichung der Kreisgüte zu erhalten.

Die Gesamtverstärkung der Schaltung ist abhängig von der gewählten Kreisgüte. Bei Q = 2000 beträgt sie etwa 600 und geht bei Q = 30 auf 140 zurück. Die maximal mögliche Ausgangsspannung bei ±12 V Speisespannung beträgt etwa 7,5 V_{eff}.

Schmalbandige Nf-Filter werden bei Kurzwellenamateuren meistens als zusätzliche Selektionsmittel beim CW-Empfang benützt. In neuester Zeit ist das längst totgeglaubte Direct-Conversion-Prinzip wieder populär geworden, wo sich ein durchstimmbares Nf-Filter anstelle des gewöhnlichen Tiefpasses nur vorteilhaft auswirken könnte. Daneben sind andere Anwendungsgebiete, wie RTTY, Frequenzmessung usw. denkbar.

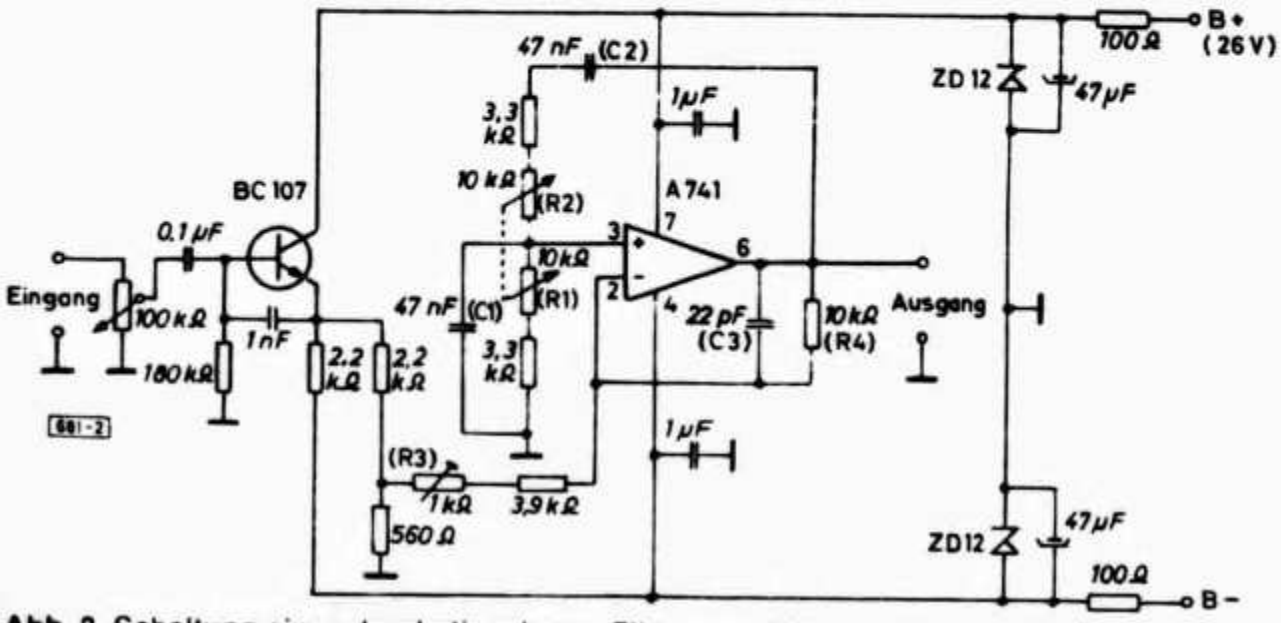


Abb. 2. Schaltung eines durchstimmbaren Filters von 250 . . . 1000 Hz

In **Abb. 2** ist die praktische Schaltung eines durchstimmbaren Filters von 250 . . . 1000 Hz angegeben. Es wäre zwar ohne weiteres möglich, einen Frequenzbereich von 1 : 10 zu überstreichen, doch ist es im Interesse einer gut reproduzierbaren Abstimmung, besonders bei hohen Gütefaktoren, zu empfehlen, nicht über ein Verhältnis von 1 : 4 hinaus zu gehen. Der überstreichbare Frequenzbereich läßt sich durch die Größe des dem Potentiometer vorgeschalteten Festwiderstandes frei wählen.

Die f_0-Einstellung geschieht mit dem Doppelpotentiometer R1/R2. Es ist zweckmäßig, hier ein zuverlässiges Fabrikat zu verwenden. Produkte der Unterhaltungselektronik weisen in der Regel zu große Abweichungen im linearen R-Verlauf auf.

Die Selektivität (Q) kann mittels des Trimmers R3 fest eingestellt werden. Um die, die Kreisgüte mitbestimmende Eingangsimpedanz konstant zu halten, ist ein Emitterfolger vorgeschaltet. Hier besteht die Möglichkeit, durch Wahl der Teilerwiderstände (2,2 k, 560 Ω) die Schaltung an vorgegebene Pegelverhältnisse anzupassen.

Für den praktischen Aufbau sind einige Prinzipien zu beachten, die allgemein beim Umgang mit Operationsverstärkern gelten. Von den Versorgungsanschlüssen 4 und 7 soll je eine induktionsfreie Kapazität von 0,1 . . . 1,0 µF gegen Masse gelegt werden. C3 dient der Unterdrückung parasitärer Hf-Schwingungen und soll direkt über den Anschlüssen 2 und 6 liegen. Man vermeide allzu große Schlaufenbildung innerhalb der Gegenkopplungszweige.

Der Operationsverstärker 741 ist mit interner Kompensation versehen, so daß keine weiteren Maßnahmen nötig sind. Wird der Typ 709 vorgesehen, ist eine äußere Beschaltung nach Angabe im Datenblatt vorzunehmen.

Die symmetrische Stromversorgung wird mittels der beiden Zenerdioden ZD12 erzeugt. Somit kann jedes unsymmetrische Speisegerät verwendet werden, das eine Spannung von >24 V abgibt. Wenn eine Anpassung an ein vorhandenes Speisegerät niedrigerer Spannung nötig ist, kann die Mittelpunktbildung auch mit zwei Zenerdioden ZD8 (ggf. ZD6) vorgenommen werden. Die maximal mögliche Ausgangsspannung ist dann allerdings etwas kleiner (ca. 5 V_{eff}).

Am Rande sei erwähnt, daß die Schaltung wie eingangs erwähnt auch als Wienbrücken-Oszillator betrieben werden kann und als solcher eine gute Stabilität aufweist.

Literatur:

Electronics, January 1972: Tunable active Filter has controllable high Q.

NEC CQ 110

Von der grössten Spezialgesellschaft für Microwellentechnik für die Funkamateure entwickelt: Der CQ 110 von NEC.
Selbstredend, dass eines der grössten Unternehmen der Welt ein technisch perfektes Gerät bauen kann.

Der CQ 110 verwendet das 9-MHz-Einfachsucherprinzip und ist deshalb extrem kreuzmodulationsfest. Bei diesem Transceiver wurde wirklich an alles gedacht. Ein wirksamer Lüfter hält das Gerät kühl und schont Bauelemente. Ein eingebauter DC-Wandler lässt auch Mobilbetrieb zu.
Zum Lieferumfang gehört selbstverständlich auch ein Mikrofon sowie ein Handbuch in den jeweiligen europäischen Landessprachen.
Und: Wir sind von der Qualität des CQ 110 so überzeugt, dass wir ein halbes Jahr Garantie geben.
Wir finden:
Dies ist wirklich ein Angebot.
Auslieferung für Europa erfolgt im Juni dieses Jahres.

Unser Preis für dieses Gerät Fr. 3040.—

che: —

160 Meter	28,0—28,5 MHz — 10 Meter A
80 Meter	28,5—29,0 MHz — 10 Meter B
40 Meter	29,0—29,5 MHz — 10 Meter C
20 Meter	29,5—30,0 MHz — 10 Meter C
15 Meter	29,5—30,0 MHz — 10 Meter D
11 Meter	15,0—15,5 MHz WW / JJY *

* nur empfangsmässig

ONICA ELCA SAS

Corso Italia 14
CH 6911 Campione
Tel.: 091 (Lugano) / 68 95 55
Telex: CH 73 639 ELCA

DIE 5. DIM

DF 2 GX ©

Die Probleme von Kommunikation machen keinen
spricht das Konzept von ICOM dem Zwang zur Ko
diger, sondern besser. Für gewöhnlich werden Tran
Dimensionen gemessen: Design, Empfindlichkeit, K
entsteht durch das Zusammenspiel von Besitzer und

IC

ICOM – Freud

Alleinvertrieb in Europa: CAMPIONE ELECTRO

MENSION

en Unterschied zwischen den Transceivern. So ent-
Konzentration auf das Wesentliche: nicht aufwen-
ranceiver der internationalen Spitzenklasse in vier
t, Kreuzmodulationssicherheit und Preis. Bei ICOM
und Gerät eine fünfte: Image.

ICOM®

eude am Besitz

ONICA ELCA SAS

Corso Italia 14
CH 6911 Campione
Tel.: 091 (Lugano) / 68 95 55
Telex: CH 73 639 ELCA

NEC CQ-110

- Betriebsarten:
  AM - SSB - CW - FSK - RTTY
  mit allen eingebauten X-tal-Filtern
- Frequenzstabilität:
  besser als 100 Hz nach 30 Minuten
- Ablesegenauigkeit:
  100 Hz durch eingebauten Frequenzzähler
- Sendereingangsleistung:
  300 Watt PEP
- Antennenimpedanz:
  50—100 Ohm
- Trägerunterdrückung:
  50 dB
- Senderausgangsleistung:
  zwischen 180 und 110 Watt
  je nach Bereich
- Digitaler Halbleiter-
  frequenzzähler
- Hohe Empfindlichkeit bei
  sehr guter Kreuzmodulations-
  festigkeit
- Empfängerempfindlichkeit:
  0,3 μV für 10 dB S/N
  — auf 28,5 MHz gemessen
- Trennschärfe:
  2,4 kHz bei 6 dB (SSB)
  4,2 kHz bei 60 dB (SSB)
  0,5 kHz bei 6 dB (CW)
  1,1 kHz bei 60 dB (CW)
- Stromversorgung:
  über eingebautes Netzteil für 110/220/235 Volt AC
  oder 13,5 DC durch eingebauten Wandler
- Neuartige 2stufige AGC verhindert Kreuz-
  modulationen **sicher — auch** auf 40 m im
  abendlichen QRM.

- Gewicht:
  18 kg
- Abmessungen:
  330 × 153 × 322

- Frequenzberei
  1,5— 2,0 MHz –
  3,5— 4,0 MHz –
  7,0— 7,5 MHz –
  14,0—14,5 MHz –
  21,0—21,5 MHz –
  27,0—27,5 MHz –

DF 2 GX ©

Alleinvertrieb in Europa: **CAMPIONE ELECTR**

Wir suchen für die Nordschweiz repr

Verbesserungen an der Trio 599 Line

Von Dipl.-Ing. Michael Martin, DJ 7 VY, 1 Berlin 39, Alsenstraße 9a

Im Jahr 1972 erstand ich eine Trio-Line mit der Absicht, ihre mir damals bereits bekannten Schwächen zu beseitigen und somit eine „non plus ultra" Station aufzubauen. Obwohl mir industrielle Meßapparaturen für die Arbeit zur Verfügung standen, können dennoch alle erzielten Verbesserungen auch mit amateurmäßigen Mitteln durchgeführt und überprüft werden. Wer sich nicht an alles herantraut, der verbessere nur das, was ihm am wichtigsten erscheint.

Änderungen am Empfänger

Zuerst wurde am Netztrafo die Spannung von eingestellten 240 V auf 220 V umgesteckt und auf der Platine UC1010J der Längstransistor 2SA606 mit einem Aufsteckkühlkörper versehen, da er bei höherer Umgebungstemperatur sehr heiß wurde. Außerdem wurden die drei Skalenlampen mit einem gemeinsamen 4,7-Ω-Vorwiderstand in ihrer Heizleistung etwas herabgesetzt. — Dann wurde eine Fehlanpassung am Eingang beseitigt, die die ankommende Hf besonders auf den höheren Bändern durch die Koaxkabel-Kapazität nach Masse kurzschloß. Dazu wurden von der Calibrator-Platine UC1505J C10 und C11 entfernt und die Seele des Koaxkabels mit dem Kollektor von Q4 verbunden. Die Seele desselben Kabels wurden von Punkt A auf der Preselector-Platine UC1120J abgelötet und C11 5 pF dazwischen eingefügt.

Zur Verbesserung der Zf-Durchschlagsfestigkeit sind die Kreise L1 mit C1 und L2 mit C2 auf der Preselector Platine bestimmt. Ein Zweikreisfilter ist jedoch bei den in Europa vorhandenen sehr starken kommerziellen Stationen im Bereich der 1. Zf nicht ausreichend, um Mehrfachempfang zu verhindern. Ein Dreikreis-Bandpaß bringt eine Verbesserung von −47 auf −86 dB! Dazu wurde dicht neben der Antennenbuchse ein Sperrkreis 0,4 µH mit 800 pF abgeglichen auf 8,5 MHz in den Hf-Weg eingefügt. Wenn L1 mit C1 auf 8,65 MHz und L2 mit C2 auf 8,8 MHz abgeglichen werden, so ist damit die Zf-Durchschlagsunterdrückung auch auf dem 7-MHz-Bereich ausreichend. Auf allen übrigen Bereichen ist sie ja wegen der Weitabselektion der Vorkreise noch größer.

Da das 2,5-kHz-Filter in meinem Gerät bei +3 kHz von der Paßbandmitte einen Seitenhöcker von −56 dB hatte, wurde es durch das frequenzgleiche Heathkit-SB101-Filter Typ 404-283 ausgetauscht. Dieses Filter besitzt bei einer −6 dB-Bandbreite von 2,1 kHz zwei bis −80 dB steil abfallende Flanken ohne Nebenhöcker. Zur Verbesserung der FM-Selektivität wurde das Zweikreisbandfilter auf der Platine UC1213J bei geringer Dämpfungserhöhung zum Dreikreisfilter erweitert **(Abb. 1).**

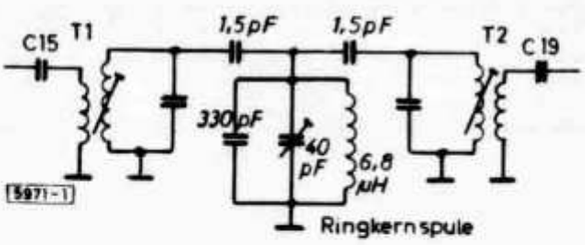


Abb. 1.
Dreikreis-Bandfilter

Um die intern erzeugten Pfeifstellen zu beseitigen, wurde zunächst gerechnet: 3,735 MHz − 12,395 MHz = 8,66 MHz; 8,66 MHz − 5,265 MHz = 3,395 MHz; 3 mal 2. Oszillator 5,265 MHz minus 1. Oszillator 12,395 MHz ergibt ebenfalls 3,395 MHz. Das störende Signal kann also nur dadurch unterdrückt werden, daß man das Signal

des 1. Oszillators von der 2. Mischstufe fernhält. Der Kreis L4 mit C13 soll das bewirken, reicht jedoch nicht aus. Ein zusätzlicher Saugkreis auf 12,395 MHz 16 µH mit 10 pF am Eingang des 2. Mischers drückt das Störsignal unter 0,2 µV, was als ausreichend empfunden wurde. Beim Einfügen des Kreises müssen die Kondensatoren C1 und C3 am Bandpaßfilter geändert werden (Abb. 5) und nachher das Filter neu abgeglichen werden. Bei der zweiten Pfeifstelle wurde errechnet: 21,2 MHz − 29,895 MHz = 8,695 MHz; 8,695 MHz − 5,3 MHz = 3,395 MHz; 4 mal 2. Oszillator 5,3 MHz ergibt 21,2 MHz. Diese Störung kann nur durch Abschwächung der Oberwellen des 2. Oszillators (VFO) vermindert werden. Als die Ausgangsspannung des VFO bei 0 auf der Platine UC0116J oszillografiert wurde, war auf den ersten Blick zu erkennen, daß sie keine Sinusform hatte, d.h. daß sie sehr oberwellenhaltig war! Daraufhin wurde der VFO-Puffer geändert: C16 wurde entfernt und C15 und C17 wurden auf 22 pF vergrößert, um im Zusammenwirken mit L5 eine bessere Tiefpaßwirkung zu erzielen. R7 wurde in 33 kΩ geändert, um den Transistoren Q3 und Q4 mehr Vorspannung zu geben, damit sie während den negativen Halbwellen der VFO-Spannung nicht zu nahe an ihre Kniespannung heran ausgesteuert werden, was Sinusabflachung entstehen ließe. D2 und D3 wurden entfernt, da sie keine TK-Kompensation der Basisspannung bewirken, was bei Emitterfolgern dieser Art allgemein nicht notwendig ist, jedoch durch ihre nichtlineare Übertragungscharakteristik besonders bei den negativen Halbwellen zu der erwähnten Verzerrung führen. können. L6 wurde entfernt und R9 in 220 Ω geändert, um ein Überlasten von Q4 zu verhindern. Jetzt war bei einem VFO-Pegel von 2 V_{ss} die Störung unter 0,2 µV abgesunken! Stellt man jedoch am Trimmer TC2 mehr VFO-Ausgangsspannung ein, so erzeugen die Emitterfolger und die 2. Mischstufe wieder mehr Harmonische des 5,3-MHz-Signals, wodurch die Pfeifstelle wieder auftaucht. Eine dritte Pfeifstelle bei 10,33 MHz entsteht durch die 1. Oberwelle des VFO bei 5,17 MHz. Weitere Maßnahmen, über die oben beschriebenen hinaus, die ja auch die Abschwächung

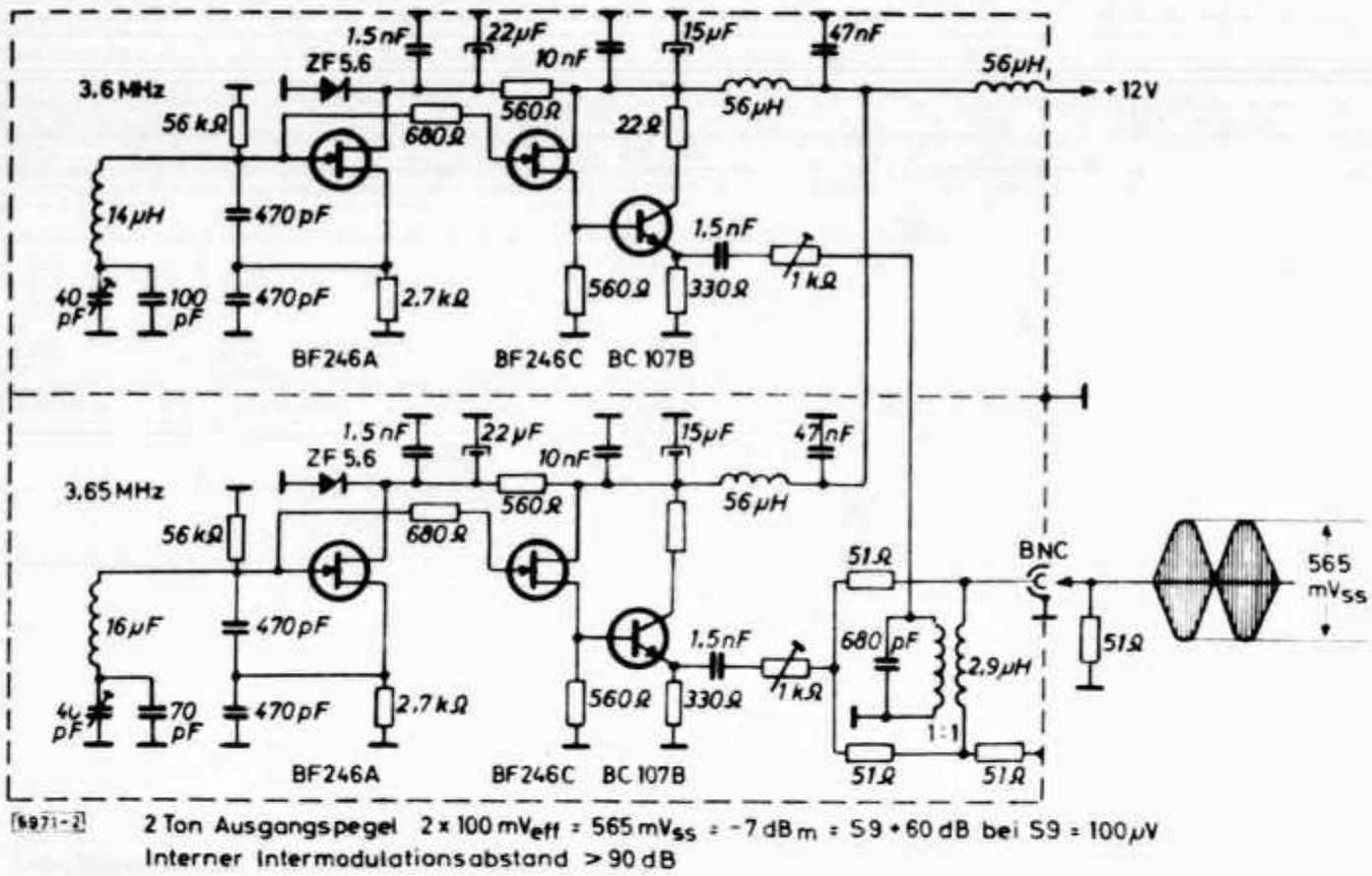


Abb. 2. Hf-2-Ton-Generator

ieser Oberwellen bewirkten, wurden nicht vorgenommen, da der Bereich von 10 MHz für den Empfänger nicht so wichtig ist.

Da bis zu den Quarzfiltern in der 2. Zf in den vorangehenden Stufen nur wenig Trennschärfe erzielt werden kann, müssen die ersten drei Stufen des Empfängers extrem linear sein! Gute Linearität läßt sich aber nur bei kleinen Signalpegeln erreichen, bei denen nur ein kleiner Teil der mehr oder weniger nichtlinearen Übertragungscharakteristik eines Transistors zur Aussteuerung benutzt wird. Deshalb muß die Verstärkung bis zur 2. Mischstufe so klein wie möglich gehalten werden, jedoch andererseits noch groß genug sein, um die Signale über das Rauschen der Mischstufen zu heben. Darum wurde die Verstärkungsverteilung des Geräts wie folgt geändert: maximal 20 dB bis zum 2. Mischer, 80 dB für 2. Mischer + 2. Zf für eine totale notwendige Verstärkung von 100 dB.

Um das Intermodulationsverhalten des Empfängers und damit im wesentlichen der 2. Mischstufe leicht und schnell messen zu können, wurde ein 2-Ton-Testgenerator mit zwei Ausgangspegeln von −7 dBm = 100 mV = S9 + 60 dB gebaut **(Abb. 2)**. Zur Variation seines Ausgangspegels wurden eine schaltbare Eichleitung und zwei separate Dämpfungsglieder in 50-Ω-Technik gebaut, die sich auch hervorragend zur S-Meter-Eichung eignen **(Abb. 3)**. Dann wurde die Vorverstärker- und Mischerplatine UC1120J geändert: An Stelle von Q1 und Q2 wurden RCA 40822 und 40823 Dual Gate diodengeschützte MOS FETs eingebaut. Sie haben ein sehr

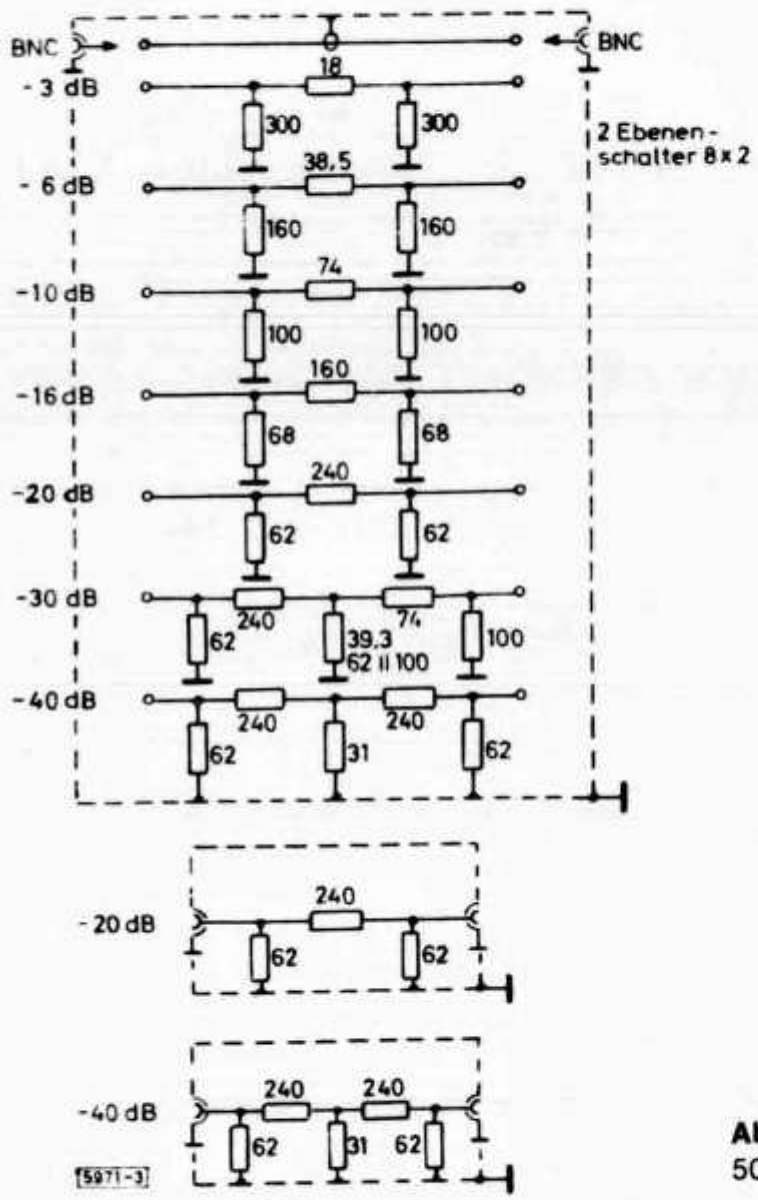


Abb. 3.
50-Ω-Eichleitung

niedriges Rauschen (typ. 2 dB bei 100 MHz) und ein sehr gutes Regel- und Großsignalverhalten. Die Aufwärtstransformation der Eingangskreise wurde auf allen Bereichen gleich gemacht, indem auf 3,5 und 14 MHz die Windungszahl der Ankoppelspulen geringfügig vermindert wurde. Das Verhältnis ist 1 : 10, was bei einem daraus resultierenden R_p von 5 kΩ noch eine ausreichende Güte der Eingangskreise gewährleistet. Durch den kapazitiven Teiler C4 geändert auf 4,7 pF mit der Eingangskapazität des 40822 von typ. 6,5 pF wird die Spannung wieder heruntergeteilt. Für größte Flexibilität der Vorverstärkung (14 dB) wurde C8 von 3,9 pF auf 13,9 pF umschaltbar gemacht, was einer Verstärkungsänderung von 10 dB auf 3,5 MHz und 6 dB auf 28 MHz entspricht. Zum Umschalten wird ein kapazitätsarmes Reedrelais benutzt, das über einen Mikroschalter an der Frontplatte betätigt werden kann. C10 wurde auf 4,7 pF geändert, um mit der Eingangskapazität des 40823 6,5 pF wieder einen Spannungsteiler zu bilden. Die Mischverstärkung des 40823 mit C12 1 pF beträgt 6 dB, womit die Gesamtverstärkung von UC1120J 20 dB (oder 10 ··· 14 dB) beträgt, gerade genug, um die notwendige Empfindlichkeit zu gewährleisten, aber nicht zu viel, um die 2. Mischstufe zu übersteuern. Ein weiteres Plus der Dual Gate FETs ist ihre sehr kleine Rückwirkungskapazität typ. 0,02 pF, wodurch das Abstrahlen des Oszillatorsignals über die Antenne sehr vermindert wird. Die Einzelheiten der Schaltung zeigt im Zusammenhang **Abb. 4.**

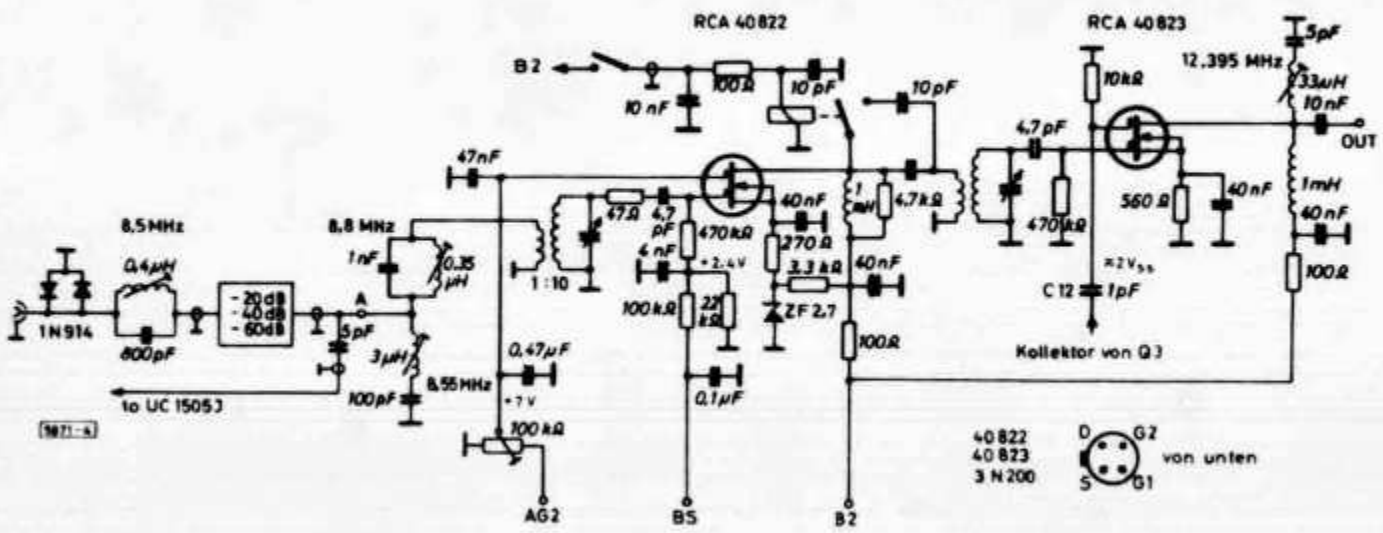


Abb. 4. Vorverstärker und 1. Mischer

Nun wurde die Zf-Platine UC1212J geändert: Um 80 dB Verstärkung zu erreichen, sind der integrierte Differenzverstärker Q2 und der Transistor Q3 nicht ausreichend. Zum Erreichen der geforderten 80-dB-Verstärkung bei gleichzeitig geringstem Rauschen und gutem Regelverhalten wurden Q2 und Q3 durch drei andere Stufen ersetzt, in denen der zur Zeit beste industrielle Dual Gate MOS FET 3N200 von RCA Anwendung fand. Der gleiche Typ wurde auch anstelle von Q1 in den 2. Mischer eingebaut, wo sich das hervorragende Großsignalverhalten von Dual Gate FET Mischstufen bewies. Ein 2-Ton Intermodulationstest mit dem Generator nach Abb. 2 mit 2 × 10 mV = S9 + 40 dB (S9 = 100 µV) Eingangssignal auf 3,6 und 3,65 MHz bei 2 V_{ss} VFO-Spannung am Gate 2 ergab eine Unterdrückung des unerwünschten Intermodulationsprodukts 3. Ordnung von −57 dB! Bei Herabschalten der Verstärkung in der Vorstufe (C8 = 3,9 pF) wurde sogar eine Unterdrückung von −80 dB! gemessen, wobei die Empfindlichkeit für 3 dB S/S + N bei 2,1 kHz Bandbreite zu 0,1 µV ermittelt wurde, was auf den niedrigen Bändern als bei weitem ausreichend anzusehen ist. Bei der maximalen Empfindlichkeit (C8 =

13,9 pF) können noch Signale von 30 nV gehört werden! Aus diesen Werten läßt sich nach Gleichung 1 ein Interception point von + 13 dB ermitteln.

Gl. 1: $IP(dBm) = 0{,}5\ (U_{a\ nutz} - U_{a\ stör} + 2\ U_e)$

IP: Interception point, die Eingangssignalspannung eines Übertragungssystems in dBm bei der an seinem Ausgang Nutzsignalamplitude = Störsignalamplitude ist.

Im gemessenen Fall:

$U_{a\ nutz} - U_{a\ stör} = 80$ dB, U = 10 mV = −27 dBm
mit 0 dBm = 1 mW an 50 Ω = 223 mV = S9 + 67 dB für S9 = 100 µV.

Der IP ist eine in der industriellen Elektronik gebräuchliche Größe, mit der sich Verstärker und Mischer in ihrem Intermodulationsverhalten leicht vergleichen lassen. Aus Gl. 1 läßt sich durch Auflösen nach $U_{a\ stör}$ bei bekanntem IP-Wert die Störamplitude für jede Eingangsspannung berechnen. Noch bessere IP-Werte lassen sich mit Schottky-Hochstrom-Ringmischern erreichen (z.B. +26 dBm für den MCL Mischer SRA 54 − 1 − H), für deren Anwendung jedoch andere Empfangskonzepte nötig sind. Zum Vergleich sei noch angegeben: FT 101/277 IP: −14,5 dBm; JR 599 Originalzustand; IP: −7 dBm; SB 101 IP: +3 dBm; Drake R 4 B IP: +8 dBm. Zum Erzielen dieses guten IP-Wertes wurden in langen Meßreihen alle Parameter der 2. Mischstufe inclusive das LC-Verhältnis von Zf-Transformator T4 verändert und optimiert. Außerdem wurden D1 und D2 auf UC1120J wegen ihrer geringen Kniespannung als Intermodulationsgeneratoren entdeckt und entfernt. Den Spannungsschutz erfüllen jetzt zwei antiparallele Si-Dioden 1N914 parallel zur Antenneneingangsbuchse.

Um für die MOS-FETs die richtigen Regelspannungen zu gewinnen wurde der AGC-Verstärker geändert, wodurch gleichzeitig die Empfindlichkeit der S-Meter-Anzeige unabhängig einstellbar wurde. Weiterhin wurde die Spannungsteilung des BFO-Signals durch C19 und C20 auf der Zf-Platine auf die BFO-Platine UC1214J zurückverlegt, da bei der hohen 80 dB Zf-Verstärkung der BFO durch Streuung in den Zf-Kanal eingekoppelt wurde und das S-Meter ausschlagen ließ. Auf der BFO-Platine wurde C14 in 27 pF geändert und 100 pF zwischen OUT und Masse angelötet. Das Koaxkabel verbindet so den Punkt OUT direkt mit VR2 auf der Zf-Platine,

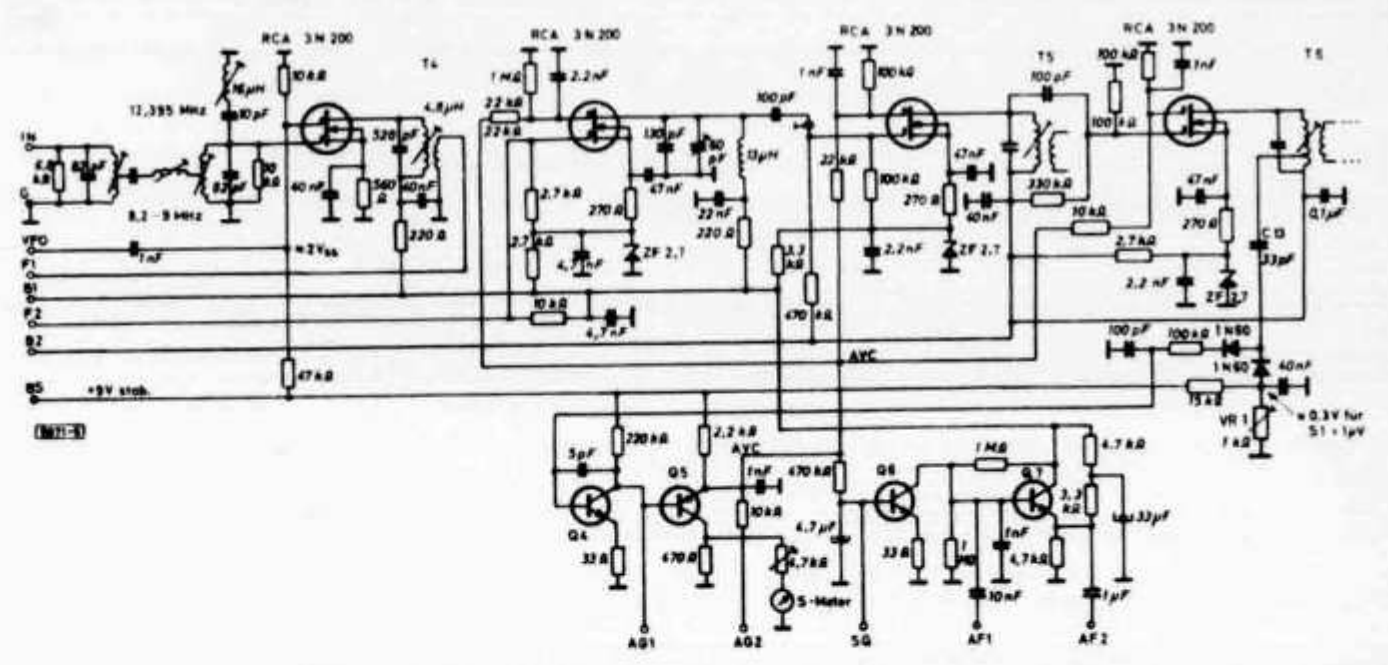
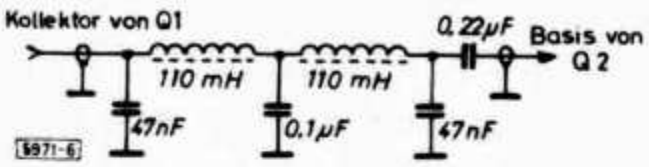


Abb. 5. Zf- und Regelspannungsverstärker

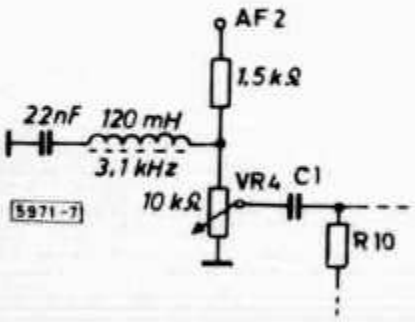
wo nachwievor die gleiche Spannung anliegt. Durch einen zusätzlichen kurzen Erzdraht zwischen Punkt G auf der BFO-Platine und dem Chassis konnte das BFO-Signal völlig aus dem Zf-Verstärker entfernt werden. In Zusammenfassung zeigt **Abb. 5** den geänderten Zf-Teil, wobei der Aufbau der zusätzlichen Zf-Stufe am Ausgang der Zf-Quarz-Filter völlig unkritisch ist, da alle Dual Gate MOS FETs wegen der kleinen Rückwirkungskapazität selbst ohne Neutralisation nicht zu Selbsterregung neigen.

Mehr Empfindlichkeit, Lesbarkeit und Signal-Rauschverhältnis kann dadurch erreicht werden, daß die Nf-Bandbreite durch ein steilflankiges Filter begrenzt wird. In allen Demodulationsarten verschwindet dadurch das „hoch" klingende Rauschen, was bei der Betriebsart FM besonders laut und störend ist. Es wurde ein doppeltes π-Glied mit einem Zusatzpol bei 3,1 kHz eingebaut. Anstelle von C4 auf der Nf-Platine UC 1307 J wurde über Koaxkabel der Tiefpaß nach **Abb. 6** angeschlossen. Der 3,1-kHz-Pol nach **Abb. 7** wurde parallel zum Nf-Lautstärkeregler an-

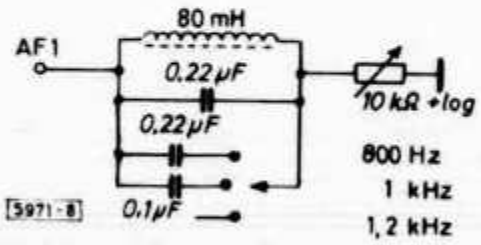
Rechts: **Abb. 6.** Nf-Tiefpaßfilter, Grundglieder



Filterspulen auf Siemens Schalenkern N 22 a.L.
Filterkondensatoren Wima Tropyfol M



Links: **Abb. 7.** Nf-Tiefpaßfilter, Dämpfungspol



Rechts: **Abb. 8.** Bandbreitenregler

geschlossen. Mit einem weiteren Nf-Schwingkreis nach **Abb. 8** läßt sich die verbliebene Nf-Bandbreite kontinuierlich bis auf 150 Hz herunterregeln, was besonders für CW interessant ist. Das zum Einstellen erforderliche 10-kΩ + log-Poti wurde als Zweiachsenregler in die Frontplatte eingebaut. Die erreichten Selektionskurven sind für die breiteste und schmalste Stellung im Bandbreitendiagramm **Abb. 9** dargestellt, wobei die Mittenfrequenz des Filters intern zwischen 800 Hz, 1 kHz und 1,2 kHz umschaltbar gemacht wurde. Als letztes Extra wurde der bereits veröffentlichte Störaustaster in den Empfänger eingebaut.

Damit hoffe ich, daß mit diesen Empfänger-Verbesserungsangaben nicht nur JR 599-Besitzern weitergeholfen wird, sondern auch allen leider im Verschwinden begriffenen Empfänger-Selbstbau-Amateuren einige wichtige Hinweise für ihr Gerät gegeben wurden.

Änderungen am Sender

Zuerst wurde die Primärwicklung des Netztrafos von 117 + 117 V auf 100 + 117 V umgelötet und auf der Platine UC 1010 J der Transistor Q1 wie beim Empfänger mit einem Kühlkörper versehen. Dann wurden die Skalenlampen durch einen 2-Ω-Vorwiderstand „gekühlt". Um dem Problem der Hf-Einstreuung in den Mikrofonverstärker bei Betrieb einer KW-Endstufe besser begegnen zu können, wurde die Pla-

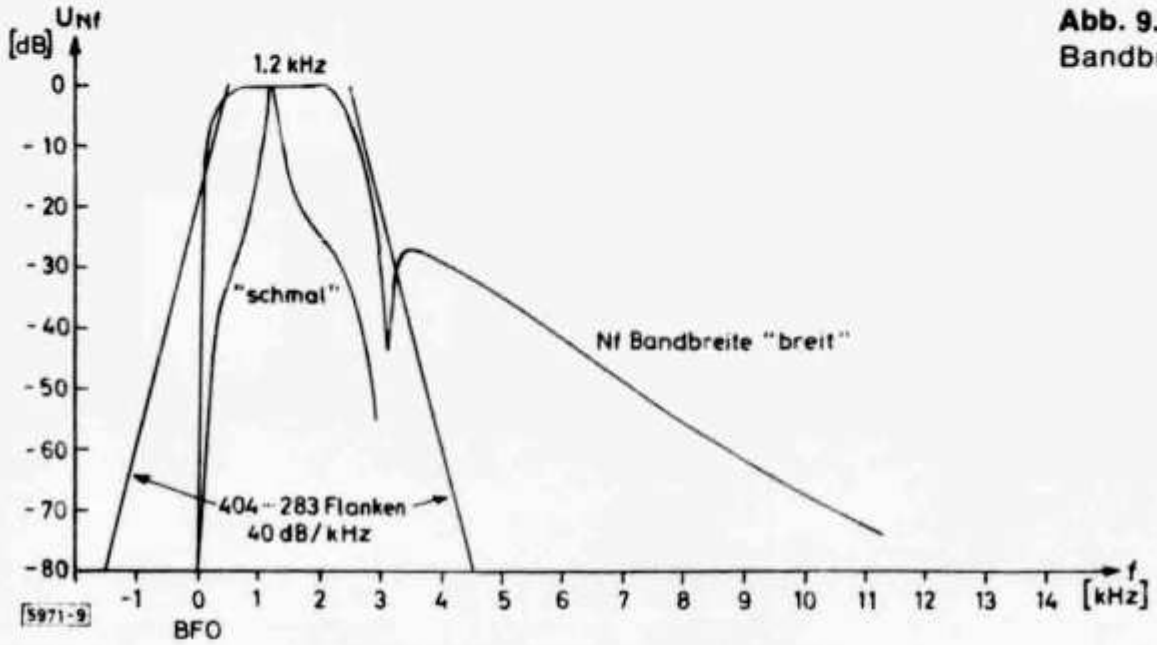


Abb. 9.
Bandbreitendiagramm

tine UC2901J gemäß **Abb. 10** geändert. Der Eingangsimpedanzumschalter wird dabei jetzt zur wahlweisen Tiefenabsenkung benutzt. Durch Umlegen des Koaxkabels von der Mike-Buchse an der Frontplatte entlang und dann längs der Gehäusemittelwand zum Verstärkereingang konnte die Brummeinstreuung in den Nf-Teil beseitigt werden.

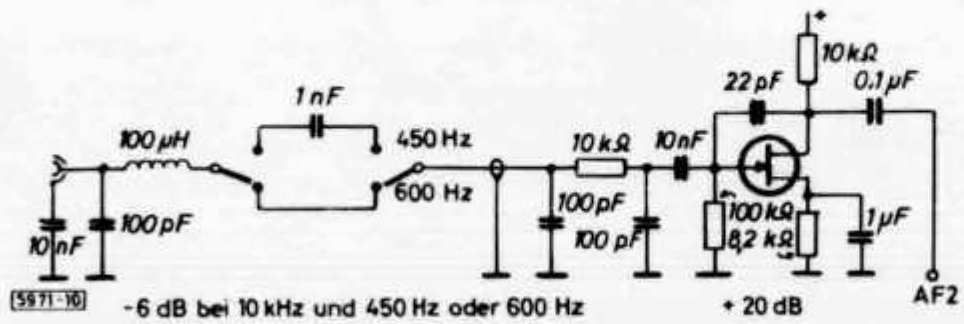


Abb. 10.
Nf-Eingangsschaltung

Analog zum Empfänger wurde die VFO-Pufferschaltung geändert, um die Aussendung von Nebenwellen soweit wie möglich zu vermindern. Da auch die Hersteller des Senders schon von den Oberwellen ihres VFO etwas gemerkt haben, wurde in die neueren Geräte vor den Punkt VFO auf der Platine UC2901J ein doppeltes Tiefpaßgrundfilter eingebaut. Ob es als Nachrüstteil bezogen werden kann, ist nicht bekannt. — Der „Knick-Regelungs"-Differenzverstärker Q4 wurde gegen einen Dual Gate MOS FET RCA 40823 ausgetauscht. Dabei wurde die Regelcharakteristik so ausgelegt, daß kein starkes Nf-Klippen oder Pumpen der ALC mehr möglich ist, da ab einer bestimmten Schwellspannung die Schleifenverstärkung stark abnimmt. Man muß somit nicht mehr befürchten, daß die Gegenstation ein „kaputtes Signal" feststellt, wenn der ALC-Zeiger über den Sollbereich hinaus ausschlägt. Außerdem hat der maximal ohne zu große Verzerrungen zulässige Dynamikkompressionsbereich der ALC dadurch zugenommen. Mit einem internen Mikroschalter wurde zusätzlich noch die Integrationszeitkonstante der ALC umschaltbar gemacht. Die Details zeigt **Abb. 11,** wobei darauf zu achten ist, daß alle hochohmigen ALC-Signalleitungen abgeschirmt sein müssen.

Um die Ausgangsleistung auf den höheren Bändern zu verbessern, wurde die Treiberdimensionierung verändert. Auf der Platine UC1011J wurde der Punkt 320 vom Trafo abgetrennt und mit Punkt 230 verbunden. Dann wurden Punkt 300 mit

210 und C26 mit C25 verbunden. Die lar ge Leitung von Punkt 300 zum Widerstand R18 hinter der Frontplatte wurde entfernt und das freigewordene Ende von R18 mit Masse verbunden, so daß R18 und R19 jetzt in Serie geschaltet sind. Damit ist die Anodenspannung der 12BY7 identisch mit der Gitter-2-Spannung der Endstufe, was völlig ausreichend ist. Dann wurde auf Platine UC1402J R12 entfernt und R13 durch 4,7 kΩ 2 W ersetzt. Transistor Q1 wurde durch einen 3N200 ersetzt, R8 auf 560 Ω und C9 auf 2,7 pF geändert **(Abb. 6).** Da der 3N200 weniger Sperrspannung benötigt, wurde auf der Platine UC3001J R10 auf 2,7 K geändert.

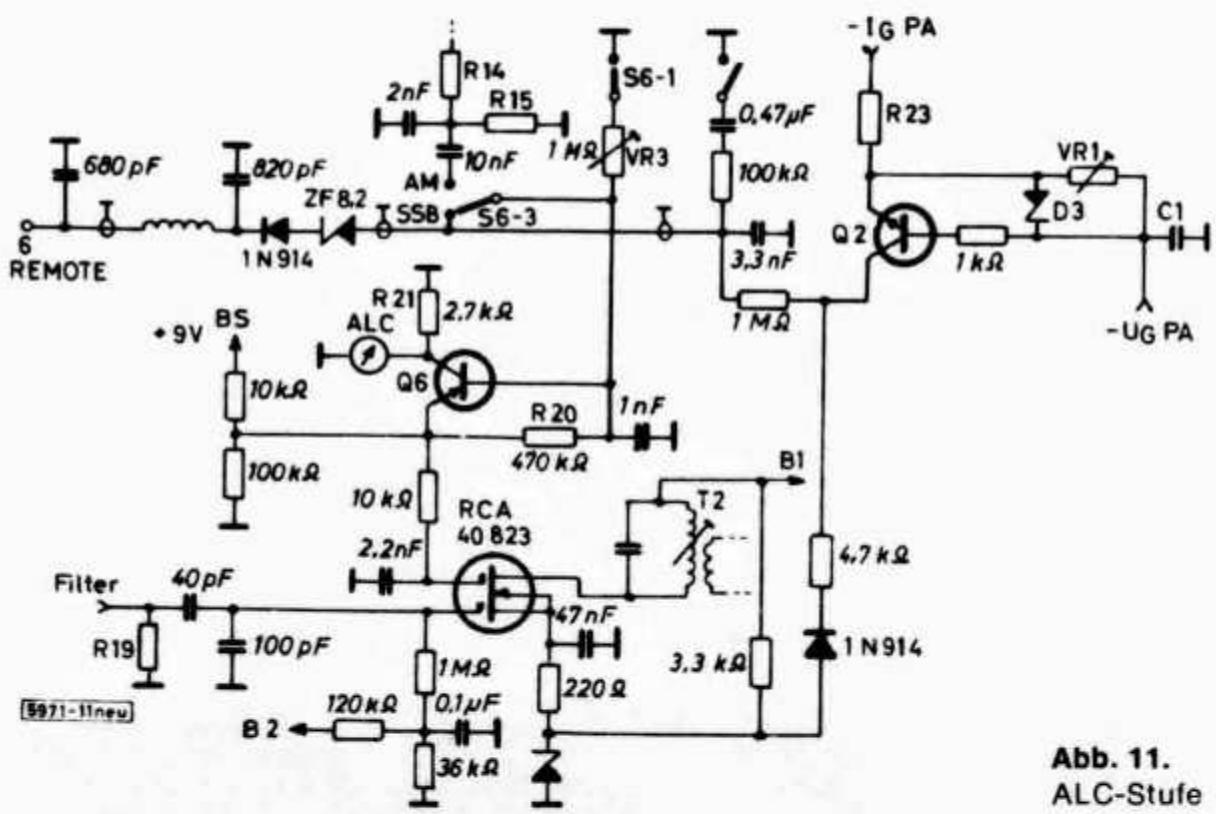


Abb. 11.
ALC-Stufe

Um das Ankoppeln der Hf an die Endstufe zu verbessern wurde anstelle von C1 ein induktivitätsarmer 350-pF-Kondensator mit breiten Lötfahnen eingebaut. In Serie mit L1 wurde eine kapazitätsarme 1-mH-Kreuzwickeldrossel geschaltet und die Verbindungsleitung zwischen den beiden Gittern der 6146 in 6 mm breitem Kupferband ausgeführt. Zur Bedämpfung der Gitterkreise und zur Verminderung von Gitterstromverzerrungen des Signals wurde parallel zu der 150 µH + 1 mH Gitterdrossel ein 12-kΩ-2 W-Widerstand eingefügt. Dann wurde die 28-MHz-PA-Spule durch eine Spule gleichen Durchmessers aber mit einer Windung weniger und geringerem Windungsabstand aus 2-mm-versilbertem Kupferdraht ersetzt und die Rotorverbindung des TUNE-Drehkondensators nach Masse stark verkürzt von unten am Schleifer angelötet. Nach dem Treiberabgleich konnten auf 80 bis 20 m 160 W Hf, auf 15 m 155 W Hf und auf 10 m 150-W Hf-Output an einer künstlichen Antenne maximal ausgekoppelt werden. Der Gitterstrom war dabei auf allen Bändern ausreichend und der Anodenstrom betrug etwa 290 mA. Um die bei Transceiverbetrieb auftretende Ansteuerungsminderung zu beseitigen wurde parallel zu R1 auf UC0119J eine kleine 120-µH-Drossel angelötet. Dadurch bleibt die Versorgungsspannung von Q2 und Q3 in allen Betriebsarten konstant und die Mischsteilheit von Q1 unverändert.

Indem in den PA-Käfig oberhalb der Röhren noch zusätzliche Lüftungsbohrungen eingebracht und die vorhandenen an der Seite bis zur Röhrenhöhe aufgebohrt wurden, gelang es, die Kühlung der Endstufe soweit zu verbessern, daß selbst bei

einem Dauergespräch der Käfig nicht mehr „glühend heiß" wird. Dabei wurde auch darauf geachtet, daß am Ventilator-Luft-Austritt genügend freie Querschnittsfläche vorhanden war. Das Aufbohren der dort angebrachten Abschlußplatte muß vom jeweiligen Ausführungsmodell abhängig gemacht werden.

Als letzte Verbesserung wurde die Neutralisation der Endstufe umschaltbar gemacht, damit auf allen Bereichen der optimale Röhrenwirkungsgrad (Anodenstromminimum = Outputmaximum) gewährleistet ist. Dafür wurde Kondensator C23 auf UC2402J in 250 pF geändert und eine zusätzliche Schalterebene an der Abschirmwand zwischen UC0117J und UC0118J befestigt. Mit dieser Ebene werden jeweils Kondensatoren parallel zu C23 gelegt und zwar auf 80 m 150 pF, 40 m 260 pF, 20 und 15 m 306 pF und 10 m 318 pF. Dabei war der Neutralisationstrimmer TC1 in Mittelstellung und die Neutralisation wurde allein durch die Parallel C Veränderung abgeglichen. — Da die gefundenen Werte auch stark von den Bauformen der Kondensatoren und den Leitungslängen abhängen, hier noch einige **Hinweise zum Neutralisationsabgleich:** Die Neutralisationsschaltung besteht meist aus einer Kapazitätsbrücke nach **Abb. 12.** Ist $C_N / C_K = C_{ga} / C_{gk}$, so „sehen" sich Eingangs- und

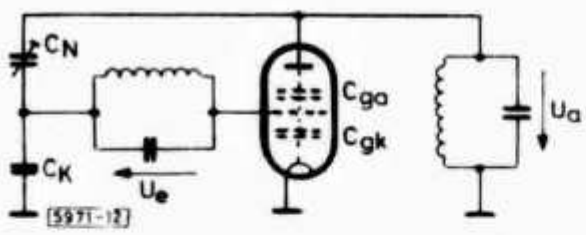


Abb. 12. Neutralisationsbrücke

Ausgangskreis nicht, da sie sich in den Brückendiagonalen befinden und sich somit nicht beeinflussen können. Die Schwierigkeit der Schaltung besteht nun darin, die Kondensatoren C_N und C_K über weite Frequenzbereiche in einem konstanten Verhältnis zu halten, was wegen der unterschiedlichen Leitungslängen immer zu unerwünschten Phasendrehungen (also scheinbaren Kapazitätsveränderungen bei Frequenzänderung) führt und deshalb grundsätzlich nicht exakt möglich ist. Nur durch Umschalten ist in schmalen Frequenzbereichen eine genaue Neutralisation möglich. Beim Abgleich können drei Fälle auftreten: Wird bei Ansteuerung der Endstufe unterhalb des Gitterstromeinsatzes der Anodendrehkondensator von größerem C Wert zu kleinerem hin durchgedreht und

a) liegt das Hf-Output Maximum vor dem Anodenstromminimum, so ist C_K zu klein oder C_N zu groß;
b) fällt Outputmaximum mit Anodenstromminimum zusammen, so ist die Neutralisation exakt;
c) liegt das Hf-Output Maximum hinter dem Anodenstromminimum, so ist C_K zu groß oder C_N zu klein.

Zum Schluß noch einige Änderungen bei Betrieb der Station mit einer KW-Linear-Endstufe. Wenn nicht alle erzeugte Hf-Leistung gut abgestrahlt wurde, so spielte die Station vor allem im Transceiverbetrieb „verrückt". Erst eine Abschirmung des gesamten Verbindungskabels und eine Verbesserung der Erdung der Koaxkabelmäntel beim Ein- und Ausgang in die Geräte führte zum Erfolg. Stellenweise mußte der Lack unter den Befestigungsschrauben weggekratzt werden, um einwandfreie Masseverbindungen zu gewährleisten. Darüber hinaus wurden alle Kabelmäntel noch einmal direkt an den Steckerleisten-Befestigungsschrauben mit dem Chassis verbunden.

Damit endlich war die letzte Stufe der Zufriedenheit mit der Station erreicht, obwohl auf dem 40 m Band bisweilen der Abschwächer (Abb. 3) gegen die dicken 100 mV Signale benutzt werden muß. Da aber bei 3 dB Abschwächung die Intermodulationsstörungen um das Dreifache, also 9 dB abnehmen, wird in diesen seltenen Fällen meist nur die −3 dB oder −6 dB Stellung benutzt.

cq-DL

Clifford Klinert WB6BIH
520 Division Street
National City CA 92050

SIMPLE QRP TRANSMITTER

This article will describe a two transistor transmitter that is not difficult to build, and can supply up to one watt rf output for the QRP or portable sportsmen. The transistors are not excessively priced and are very reliable even though operated beyond their ratings. The use of an unusual type of keying provides chirpless keying with a negligible backwave. The transmitter operates from a 12 volt source making a car battery or lantern batteries ideal for portable use. With this configuration, tuning is not critical and the transmitter is completely stable. The output tank circuit is relatively inefficient but provides good selectivity and is simple to tune and construct.

The Circuit

The schematic is shown in Fig. 1. This is just about as simple as a transmitter can be made to provide this type of performance. Q1 is the oscillator transistor. This oscillator circuit was designed by trial and error for simplicity and reliability. Keying, however, is very poor. If the final, Q2, is only keyed by turning the B+ on and off, the signal from the oscillator will feed through the transistor. This is an inevitable result of the basic characteristics of the transistor, and the rf path must be broken. The obvious way to do this is to key the signal from L1 to Q2. This completely eliminates the backwave and chirp problem.

The final stage is operated as a straight through amplifier. A resistor and bypass conductor might be added to the emitter to bias it farther into class C, but this would of course add extra components and reduce the simplicity.

The tank coil, L3, is link coupled to the antenna and Q2 by fixed link coupling. The small number of turns on L2 and L4 allow L3 to have a higher impedance for better selectivity. The antenna and transistor have a lower impedance that is the source of many of the matching and tuning problems in transistor transmitters.

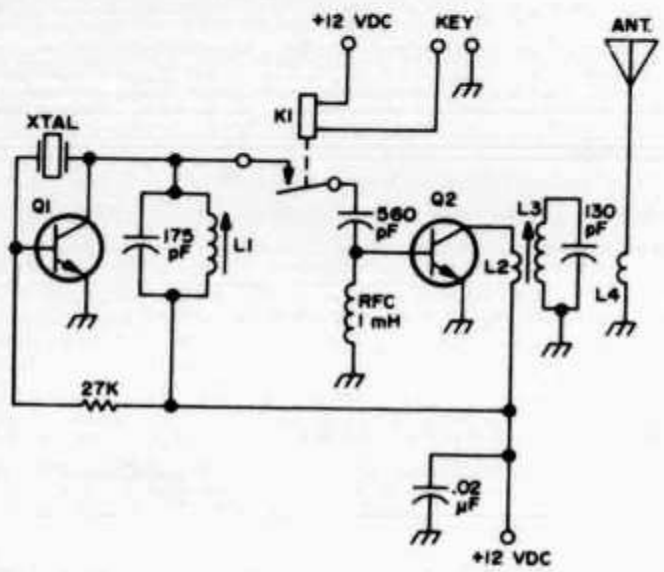


Fig. 1. Schematic

XTAL	7 MHz fundamental
Q1	40080
Q2	40081
L1	20 turns No. 28 on ¼" dia. slug tuned form
L2, L4	5 turns No. 24 on L3
L3	28 turns No. 28 on ¼" dia. slug tuned form
K1	sensitive spst relay for 12V (see text)

Comments:

The resistor is 1/2 watt carbon, capacitors can be disc ceramic or mica, and heat sinks must be used on both Q1 and Q2.

W6AM, left, shows his mobile kilowatt to old friend Juan Lobo y Lobo, XE1A, famed DX contest king of the 1930s and '40s. Remember XF1A and XE2N? *(Photo by W6TB)*

Construction

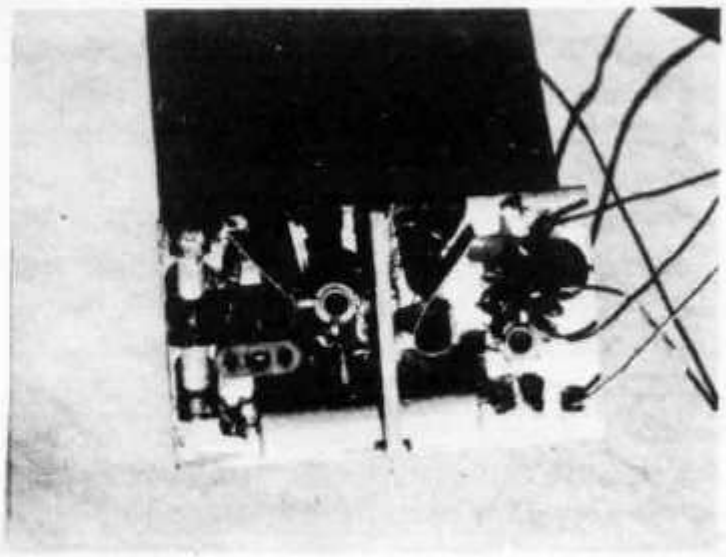
The transmitter was built on 1/8" thick double clad printed circuit board. Figure 2 shows the layout of the bottom of the board. The top of the board was left with the copper clad sheet on except in places where leads come through. This allows the copper on the top side to be used as a common ground connection that is easy to solder to anywhere on the top of the board. This double clad board is also very mechanically rigid and leaving the copper on provides a means of structural connections by soldering.

The only unusual component is the relay, K1. This is a sensitive reed relay that is ideal for this purpose. The current for the coil is only a few percent of the total current that the transmitter draws. Other types are available in the catalogs, and the only major requirements are compatible size, low coil current, and fast switching. Good quality contacts are also necessary to minimize clicks.

The board can be processed by the methods outlined in any good printed circuit board kit, or the builder may wish to use his own methods. An easy method is to use paint as the resist and obtain Ferric Chloride from a chemical supply house for the etchant. The paint can be applied with a small brush where the conductor is to remain. The parts to be used should be kept handy to check for size and position. Clean the copper before applying the resist by rubbing with steel wool. Keep the steel wool away from any electrical equipment. During etching, the etchant and board are placed in a shallow pan or tray. The solution must be kept warm to hasten the chemical reaction. This can be done with a heat lamp or very carefully on a stove. A beginner should start with a good kit and develop his own methods after a little experience.

The capacitors are soldered directly on to the coils and are placed wherever the shortest leads will result. Components are soldered in with little trouble, and placement and layout are not critical.

The transistors must have heat sinks because of the power that must be dissipated. Since there is little room for the commercial type heat sinks with radial fins, homebrew heat sinks had to be made. They can be simply bent from copper as seen in the pictures. Use a copper that is stiff enough to retain a good grip on the transistor case. Silicon grease could be used to provide a good thermal contact, but this has not been necessary. If the transmitter is to be used in dark surroundings (inside a cabinet) the heat sinks can be painted black



WB6BIH QRP transmitter.

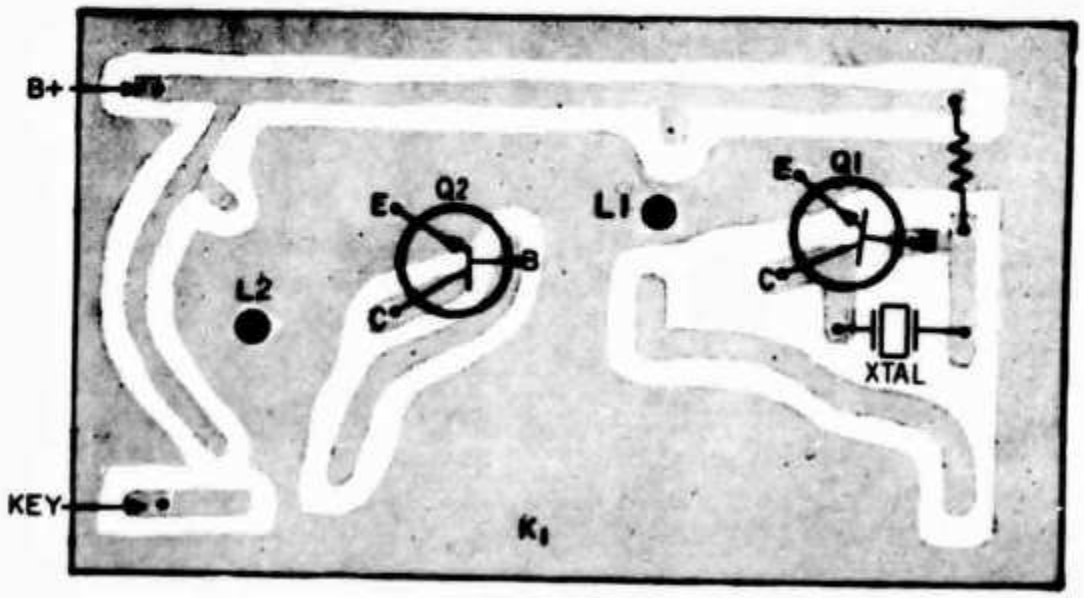


Fig. 2. Printed circuit board. Layout is not critical, this is merely a suggestion.

to increase heat radiation. If they are in the sun, they will absorb the heat, of course.

The construction of this unit is not complete as shown in the pictures. Sides and ends will be added and the unit will be installed in a cabinet with batteries for portable operation. I'm sure that each builder has different ideas of what he wants to build.

Results

The tests conducted on the final version showed tuneup to be non-critical on the oscillator. Oscillation will result with the slug of L1 in almost any position, but there is a point that will produce maximum stability. Adjust the slug of L1 while keying the final to check the loading effects of the final on oscillator stability. When the oscillator is oscillating the oscillator current will be considerably smaller than the non-oscillating condition. The oscillator can be tuned for a dip in collector current, but it will be necessary to detune from the dip to provide optimum stability. There is plenty of output from the oscillator to drive the final. The amount of drive to the final can be estimated by the amount of final collector current. Tune for maximum final collector current with good stability. The tuning of the final tank coil should produce a sharp peak when tuned through resonance. The link coupling was designed experimentally for optimum power transfer to a 50Ω load. Other final tank circuits provided more output but this circuit was easiest to tune and provided good selectivity against harmonics.

While tuning avoid prolonged key down periods because the transistors can become overheated in a few minutes. In a test, the input to the final was about three watts with output about one watt. This means that the transistor must dissipate the remaining two watts into the air, which is the maximum power dissipation rating of this transistor with a good heat sink. The use of CW allows the transistor to cool during key up periods but the transistor will still run quite warm.

A listen to the keying shows it to be quite sharp and free from chirp. A look at the scope pattern confirms this and the keying tends to be "clicky." This has not been a serious problem, however, and the simplicity of design and freedom from chirp makes it an acceptable compromise.

This transmitter will make an amusing weekend project for the builder with average experience, and QRP is an increasingly popular sport. Forty meter CW is very popular with a frequency of 7040 kHz, most popular for QRP use. This is a portion of our hobby with unlimited challenge. Contacts of thousands of miles have been established with much less than a watt, and one million miles per watt can be achieved with microwatt transmitters over short distances. Anyone can buy a kilowatt and work the world, but doing it with milliwatts is a personal achievement that can provide real satisfaction.

Antennen

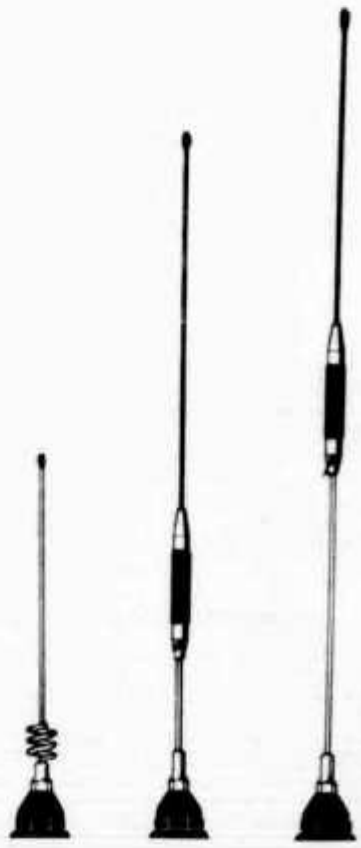
QSO mit WIPIC und Hy-Gain immer gut!

Verlangen Sie unseren Amateur-Katalog mit Preisliste

Wicker-Bürki AG
WIPIC-Antennenfabrik

Berninastrasse 30 — 8057 Zürich
Telefon 01 46 98 93

mobile antennas



TA 45.— | TA-S 52.50 | TA 4 32.—

U 3 35.50 | U 4 52.75 | U 5 75.—

Model	Type	Frequency	Gain	Weight	Features
TA	5/8 λ	144-175 MHz	3 dB	275 g	Glass-fibre whip
TA-S	5/8 λ	144-175 MHz	3 dB	275 g	Glass-fibre with 5 m cable
TA 4	1/4 λ	144-175 MHz	0 dB	130 g	Stainless steel (PH 17-7)
U 3	5/8 λ	400-470 MHz	3 dB	100 g	Silver-plated, epoxy coated
U 4	Colinear	420-470 MHz	4 dB	150 g	Stacked λ/4 and 5/8 λ
U 5	Colinear	420-470 MHz	5 dB	175 g	Stacked 5/8 λ and 5/8 λ

carlo prinz electrical conquest CH 6904 LUGANO P. O. Box 176 Tel. 091 51 62 42

ANTENNEN-ROTOREN
AR-20L AR-30 AR-22L AR40 AR-33 CD-44 HAM-II

Generalvertretung für Schweiz und Liechtenstein

WEBSUN-ELECTRONIC WEBER + CO.
Funk-Anlagen + Antennen-Technik
Telefon 061 22 19 59, HB9BAW, Eulerstrasse 77, 4051 **Basel**

Wenn Sie Bücher über «die Elektronik» benötigen, kommen Sie am electronic-shop nicht vorbei.

Der *electronic-shop* ist das Spezialgeschäft für Elektronik-Fachliteratur und -Bausätze mit der grössten Auswahl.

Im *electronic-shop* finden Sie Fachbücher aus dem gesamten Bereich der Elektronik und den Randgebieten. Und Bausätze. Und Messgeräte. Und Arbeitshilfen für Labor und Werkstatt. Und Printmaterial. Und die Bausätze der Fachzeitschrift *radio-tv-electronic*.
Und . . .

Aber was sollen wir Ihnen hier viel erzählen.
Am besten Sie kommen mal vorbei beim *electronic-shop* oder fordern Prospekte an.
Im *electronic-shop* kaufen Leute, die etwas verstehen.
Sie werden das verstehen, wenn Sie mal da waren.

Richterswil ZH

Wir vermieten an sonniger, ruhiger Lage im Grünen, 15 Min. vom Stadtzentrum Zürich, 1 km ab Autobahnausfahrt, Nähe Bahnhof, Bus und Schule, luxuriös ausgebaute Wohnungen, Geschirrspülmaschinen. Keine Antennenprobleme und Senderaum kann zur Verfügung gestellt werden.

2 1/2 Zimmer	660 Fr.
3 1/2 Zimmer	760 Fr.
4 1/2 Zimmer, 2 Bäder	860 Fr.
5 1/2 Zimmer, 2 Bäder	960 Fr.

Bezugsbereit sofort sowie ab 1. Januar 75. Musterwohnung kann täglich, auch Samstag und Sonntag, bei telefonischer Voranmeldung besichtigt werden.

Anfragen an: H. Bodmer & Co. AG (HB9HF)
Herr. Haldemann, Tel. 01 76 27 63.

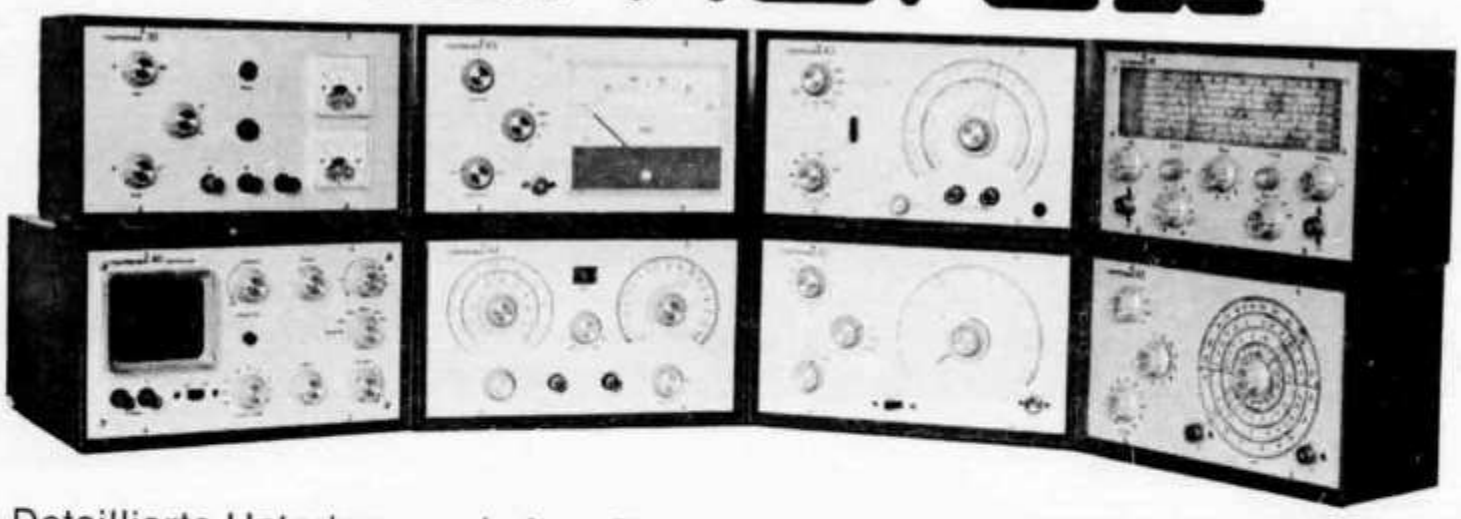
NEU!

Netzgeräte
HF-Generatoren
Frequenzmessgeräte
L-Messbrücken

Oscillographen
NF-Generatoren
RC-Messbrücken

NEU!

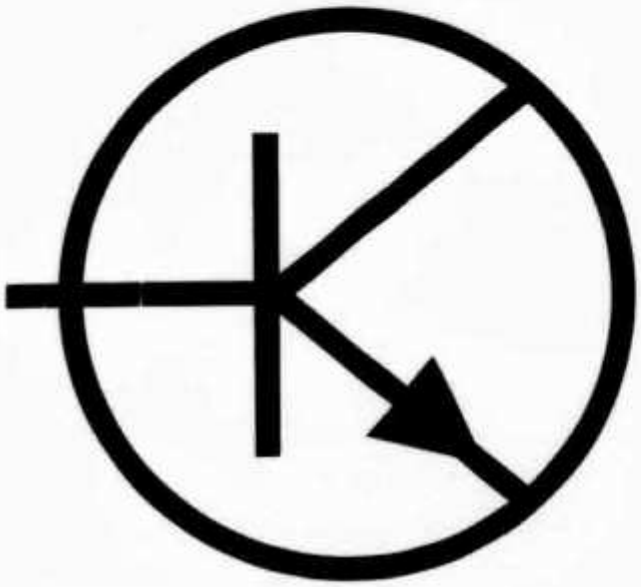
nombrex



Detaillierte Unterlagen erhalten Sie durch die Generalvertretung

ARNOLD AG
Ingenieurbüro, Industrieerzeugnisse
8057 Zürich Oerlikonerstrasse 57
Tel. 01/48 13 31
Tx 54332

WIR SIND IMMER IN KONSTANZ!



Elektronik-Obser

Das abgerundete Elektronik-Sortiment

Wichtiger Hinweis:

In diesem Jahre beteiligen wir uns nicht an der Gerätemesse im Konzilsgebäude, weil wir Ihnen in unseren Räumen, Schützenstrasse 14 — direkt am Parkplatz Döbele — unser gesamtes Programm in Ruhe zeigen können.
Natürlich demonstrieren wir hier ebenfalls die neuesten Geräte und alles Zubehör für die Funktechnik.

Wir haben für Sie u. a. eingekauft:

	Digitalzähler mit eingebautem Quarzthermostat, wählbare Torzeiten, 7-stellige Nixi-Anzeige, grosse Empfindlichkeit	
HEB 302 B	200 MHz-Zähler, Genauigkeit auf 2 m zirka 50 Hz!	DM 1440.—
HEB 502 B	wie 302 B, Grenzfrequenz aber 500 MHz, Drehzahlmessung, Perioden-Zeit-Messung	DM 2250.—
	weiter im HEB-Programm Digitalvoltmeter ab	DM 890.—
HAMEG	Oszillographen, alle Modelle von 8—50 MHz, triggerbar **ab**	DM 880.—
HM 207	1 Kanal, 8 MHz, 70 cm Schirm	DM 498.—
HM 312	1 Kanal, 15 MHz, 8×10 cm Schirm triggerbar	DM 880.—
HM 512	2 Kanal, 20 MHz, 8×10 cm Schirm triggerbar	DM 1580.—
	Wattmeter ab DM 260.—, SWR-Brücken ab DM 58.—	
	Mikrofone, 2 m—70 cm Kw-Antennen, Koaxrelais, Quarze, **ab Lager**	

Sonderangebote während der Messe vom 12. bis 13. Juli 1975:

Koaxkabel RG 58 CU 100 m-Ring	DM 63.—
Zuschnitte 15 % Aufschlag	
200 MHz-Vorteiler 95 H 90 DC zusammen mit 9582 (200 MHz-Vorverstärker) **neuer Niedrigpreis**	DM 59.—
2 N 3055	DM 2.50
27 MHz-Quarze	DM 5.—
5 V/1 A Spannungsregler LM 309 K	DM 7.50
Shure-Mikrofon	DM 108.—

Amateurfunkkatalog gegen Vorkasse sFr. 5.— auf Konto M 2 - 107 872 EK beim Schweiz. Bankverein, Kreuzlingen, oder IRC.
UKW- und KW-Geräte zu den bekannt günstigen Bedingungen, einschliesslich Zubehör.

(Preisänderungen bei Kursschwankungen vorbehalten)
Preise gelten in DM bei Abholung bzw. Versand ab Ladengeschäft Konstanz und Ausfuhr in die Schweiz. Wir nehmen bei einem Besuch von Ihnen gern Schweizer Franken zum Tageskurs in Zahlung.

Elektronik-Obser . 7750 Konstanz . Schützenstrasse 14
Postfach 4212 . Telefon 07531/22929 . Telex 0733324

HEATHKIT-Neuheiten
für den Ham-Shack

Elektronische Taste HD-1410

Ob im Shack oder portabel geben Sie Morsezeichen schneller und leichter mit der neuen volltransistorisierten elektronischen Taste. Fein justierbare Strich-Punktpaddel. Stufenlose Geschwindigkeitsregelung von unter 50 bis über 300 Zeichen pro Minute. Mithörton über eingebauten Lautsprecher oder Kopfhöreranschluss. Netzanschluss 110/220 V oder 12 V Gleichspannungseingang.

Bausatz Fr. 195.—

Transistor-Dipmeter HD-1250

Zuverlässiger HF-Generator von 1,6 bis 250 MHz. Mit PIN-Dioden bestückter Colpitts-Oszillator. Ausgezeichnete Empfindlichkeit des Detektors durch eingebauten Q-Multiplier. Stromversorgung durch handelsübliche 9 V Batterie. Elegantes, graues Kunststoffetui.

Bausatz Fr. 195.— (ohne Batterie)

für den Newcomer

Morseübungsgerät HD-1416

Leicht zusammenzubauender Anfänger-Bausatz. Die Tonfrequenzsignale können über Kopfhörer oder den eingebauten Lautsprecher mitgehört werden. Tonhöhe und Lautstärke sind einstellbar. Betrieb durch 9 V Batterie. Die Morsetaste wird mitgeliefert.

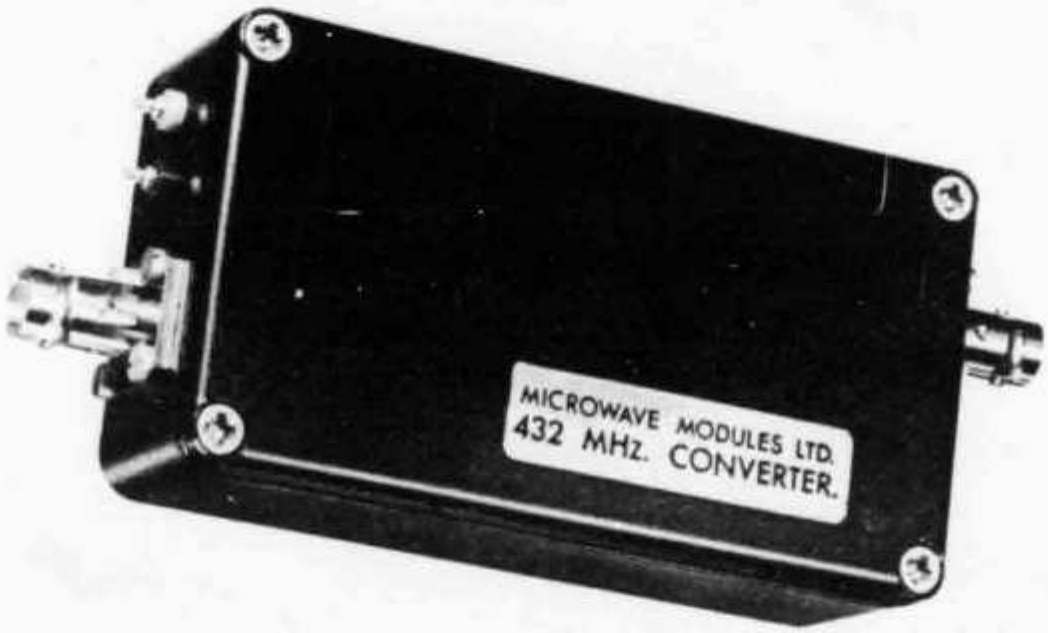
Bausatz Fr. 50.— (ohne Batterie)

Bestellen Sie sofort und sichern Sie sich dadurch eine kurze Lieferfrist

Schlumberger

Showroom — Beratung — Vorführung — Service
Schlumberger Messgeräte AG, Abteilung HEATHKIT
Badenerstrasse 333, 8040 Zürich, Telefon 01 - 52 88 80

Microwave Modules LTD



JETZT AUCH IN HB ERHÄLTLICH

144 MHz-MOSFET-Konverter Fr. 125.—
Rauschzahl typ. 2,8 dB
Durchgangsverstärkung typ. 30 dB
ZF: 28—30 MHz, andere auf Anfrage
9—15 V/20 mA

Varaktorverdreifacher 144/432 MHz Fr. 140.—
Max. Input bei 144 MHz: 20 W (FM, CW), 10 W (AM)
Max. Output bei 432 MHz: 14 W

Varaktorverdreifacher 432/1296 MHz Fr. 190.—
Max. Input bei 432 MHz: 24 W (FM, CW), 12 W (AM)
Max. Output bei 1296 MHz: 14 W

432 MHz-Konverter Fr. 145.—
2 Si-Vorstufen, MOSFET-Mischer
Alle UHF-Kreise in Microstrip
Rauschzahl typ. 3,8 dB
Durchgangsverstärkung typ. 30 dB
ZF: 28—30 MHz, andere auf Anfrage
9—15 V/30 mA

1296 MHz-Konverter Fr. 185.—
Erster kommerziell erhältlicher Konverter für das 23 cm-Band!
Schottky-Dioden-Mischer im Microstrip-line Ringhybrid
ZF: 28—30 MHz oder 144—146 MHz
Rauschzahl typ. 8,5 dB
Durchgangsverstärkung typ. 25 dB

Porto in allen Preisen inbegriffen.

Allen Geräten ist gemeinsam:
HF-dichtes, schwarzes Aluminium-Gussgehäuse, 13×6×3 cm, BNC-Buchsen mit Z=50 Ω für Eingang und Ausgang. Technik, Ausführung und Abgleich sind professionell!

Beratung und Verkauf durch:

MICROWAVE MODULES LTD., 11 CRANMORE AVENUE, CROSBY, LIVERPOOL L23OQD, ENGLAND TEL. 51 928 1610

VHF/UHF-Scanner-Empfänger

die grosse Neuheit auf dem Markt!

4-Kanal Taschen-Empfänger-Scanner

Gar mancher hat schon den Mangel empfunden, dass man durch den Funkverkehr auf einem Kanal an diesen gebunden ist. Und nicht weiss, was auf den andern Kanälen «los» ist. Oder auf allen Kanälen regt sich nichts. Kann man es sich leisten, am Empfänger dauernd systematisch alle Kanäle abzutasten.
Der 4-Kanal-Taschenscanner löst diese Probleme. Und der Vorteil ist, dass man nicht noch eine kostspielige Anlage unterhalten muss. Das Gerät hat Westentaschenformat und kann sogar überall hingenommen werden. Mancher Funkamateur wird erst in die morgendliche Runde einsteigen wollen, wenn wirklich etwas «los» ist. Einsatzfälle für einen Abtast-Empfänger wird es auch im Amateurbereich genug geben.

Technische Daten: Hochempfindlicher Doppelsuper (0,5 µV/20 dB). 1. Zf. 10,7 MHz 2. Zf. 455 kHz. Quarz- und Keramikfilter. Nachbarkanaldämpfung mehr als 60 dB. 27 Si-Transistoren, 20 Dioden, 1 IC. NF 0,3 Watt. Betrieb 6 Volt Batterien oder NC-Akkus. Quarzdaten: HC 25/U 3. Oberton Tol. 0,001 %. Gewicht 450 g mit Tasche und Batterien. Grösse: 70×147×37 mm.

Lieferbare Frequenzbereiche: SE-60 68-88 MHz Fr. 350.—. **SE-150** 144-146 MHz Fr. 298.—. **SE-160** 146-174 MHz Fr. 298.—. **SE-430** 430-450 MHz Fr. 375.—. **SE-450** 450-470 MHz Fr. 350.—.

Alle Preise verstehen sich inkl. Ledertasche und Teleskopantenne.

Lieferbares Zubehör:
NC-Batterien, Flex-Antenne, Quarze

Achtung Händler: Verlangen Sie Wiederverkaufspreisliste!

Ausserdem lieferbar: Diverse VHF/UHF-Spezialempfänger-Scanner für Amateurfunk, Flugfunk usw. — Antennen — Kabel — Stecker — Quarze

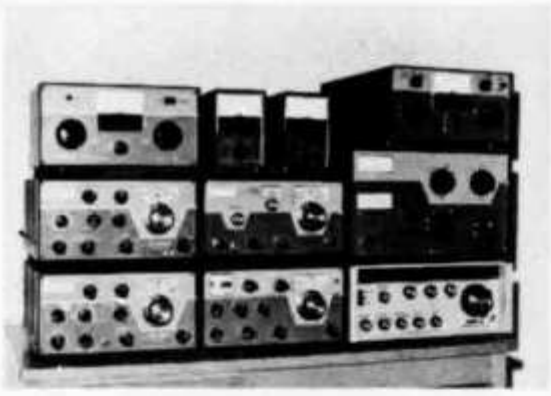
Prospekte mit Preislisten gegen Rückporto

POLI-ELECTRONIC — FACH 2596 — 8023 ZÜRICH
Telefon 01 407474 Büro: Roswiesenstrasse 133, 8051 Zürich

HAM - CLINIC

NEUE REDUZIERTE NETTO-PREISE

R. L. DRAKE

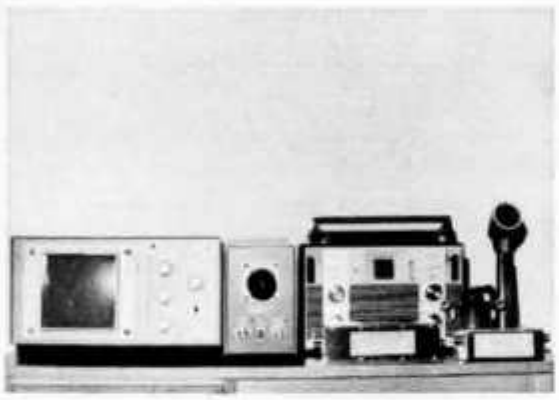


2-C	Band Receiver 80—10	995.—
R-4C	Band Receiver 160—10	1750.—
SPR-4	Programable Receiver	1850.—
DSR-2	Receiver 10 kHz—30 MHz	9000.—
TR-4C	Transceiver 300 W, 80—10	1900.—
RV-4C	Remote VFO for TR-4C	350.—
T-4XC	Transmitter 200 W, 80—10	1850.—
AC-4	AC Power Supply 220 V	400.—
DC-4	DC Power Supply 12 V	450.—
MS-4	Speaker for Drake Line	75.—
L-4B	Linear Amplifier 2 kW PEP	2550.—
MN-4	Antenna Matchbox 300 W	350.—
MN-2000	Antenna Matchbox 1 kW	650.—
W-4	HF Wattmeter 2—30 MHz	200.—
WV-4	VHF Wattmeter 20—200 MHz	250.—
TV42LP	Lowpass Filter 100 W	45.—
TV1000LP	Lowpass Filter 1 kW	75.—
AA-10	10 W 2 mtr AMPL.	175.—

TRIO - KENWOOD

R599S	Band Receiver 160—2 m	1990.—
T599S	Transmitter 80—10 m	1990.—
S599	Ext. Speaker for R599	95.—
TS520	Transceiver 80—10 m	2200.—
VFO520	Remote VFO TS-520	425.—
TV502	Transverter 2 m, 8 W	950.—
TS700	Transceiver 2 m	2400.—
TR-2200G	Transceiver 2 m, 1 W	690.—
TR-7200	Transceiver 2 m, 1/10 W	990.—
TR-7200G	Transceiver 2 m, 1/10 W	1100.—
N-450AA	Ni-Cad for TR-2200 G, 10ea	88.—
MC-50	Desk Microphone	125.—
LF-30	Lowpass Filter 500 W	75.—

ROBOT SSTV, DIVERSES



TEN-TEC	ARGONAUT 5 W 80—10 m	950.—
70A	SSTV Monitor ROBOT	1450.—
80A	SSTV Camera ROBOT	1450.—
Multi 2000	2 m Transceiver	1650.—
XCR-30	Barlow Wadley Receiver 500 kHz—30 MHz	790.—
AR-102/CB	Receiver 2 m/11 m	650.—
DGS-1/WX	Synthesizer for Drake R-4C/SPR-4	2280.—
Shure 444T	Desk Mike with Amplifier	145.—
MK7072	Drake mobile Mike	75.—
H. Bauer	Highpass Filter	29.—
MOSLEY	Antennas, CDE Rotors, Coax. Kabel etc.	

Reparatur sämtlicher Fabrikate durch den SSB-Spezialisten HB9ADP

Erich Seidl, Schlüssel, 6024 Hildisrieden

(15 km nördlich Luzern), Telefon abends 041 99 11 88, tagsüber QRL 041 22 73 35.

AZ 3652 Hilterfingen

2363
USKA BIBLIOTHEK
STUDER ARMIN
REINACHERSTR. 14
4142 MUENCHENSTEIN

GITTERMASTE
VERSATOWER

Antennenzeit = Versatowerzeit

Auch neue Beams benötigen Abgleich und Wartung. Kein Problem mit dem kipp- und ausfahrbaren Gittermast von Strumech. Im Handumdrehen ist Ihre Antenne wieder in luftiger Höhe und bereit für das nächste DX-QSO. Versatower-Gittermaste werden für Höhen von 7,5 bis 36 m hergestellt und sind feuerverzinkt. Die Türme werden mit Mastkopfteil, Seilzügen, Winden und Basisplatten oder -pfosten geliefert.

Lagermodelle (ab Lager Reinach/BL)

P-40	12 m hoch, Basispfosten	Fr. 1750.—
BP-40	12 m hoch, Fundamentplatte	Fr. 1995.—
P-60	18 m hoch, Basispfosten	Fr. 2150.—
BP-60	18 m hoch, Fundamentplatte	Fr. 2300.—
BP-60S	18 m hoch, verstärkte Ausführung, Fundamentplatte	Fr. 2850.—

Preise: HAM netto, ohne WUST, ab Lager Reinach/BL.

Der BP-60 kann bei HB9AFM besichtigt werden.

MEGEX ELECTRONIC AG
Industriezone Nord
8902 Urdorf
Telefon 01 98 41 71, intern 25 verlangen