OLD MAN

7

1974

Bulletin of Union of Swiss Short Wave Amateurs

Neue Amateur-Netto-Preise

Juni 1974, Preisänderungen wegen Kursschwankungen vorbehalten

DRAKE	R-4C	Band-Receiver (ohne Zubehör)	1950.—
	R-4C	Accessory Filtres, per Stück	195.—
	R-4C	Accessory Noise Blanker 4-NB	235.—
	T-4XC	Band Transmitter 200 Watt	2050.—
	TR-4C	Band Transceiver 300 Watt	2100.—
	TR-4C	Accessory Noise Blanker 34-PNB	330.—
	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, verbes. Modell	10200.—
	2-C	Band-Receiver	1100.—
	MN-4	Antenna Matchbox 300 W mit Wattmeter	425.—
	MN-2000	Antenna Matchbox 2000 W mit Wattmeter	725.—
	L-4B	Linear Amplifier, komplett mit Netzteil	3295.—
	SPR-4	Programable Receiver	2265.—
	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.—
KW-ELECTRONICS	KW 1000	Linear HF Amplifier 1200 W PEP	1595.—
	KW 107	Antenna Super-Match/Dummy-Load HF-Wattmeter / SWR-Meter	545.—
	KW 108	Monitorscope c/w 2 Tone Generator, komplett	585.—
	KW E-Z	Antenna Tuner	225.—
	KW 101	SWR Indicator	125.—
	KW 103	SWR Indicator + HF Wattmeter	195.—
	KW Balun	52 + 75 Ohm 1000 Watt	32.—
	KW	Trap Dipole Allband, mit Balun + Koaxkabel Lux.	228.—
	KW	Antenna Switch mit 3 Stellungen. Für PL 259	49.—
	KW	Low Pass Filter — 1 KW PEP 52 Ohm	95.—
Sommerkamp	FR 50 B	Bandempfänger	745.—
	FL2277 B	Linear Ampl. 1200 W PEP	1545.—
	FT 250	250 W Transceiver mit Netzteil	1785.—
	FT 277 B	270 W. Transceiver komplet	2595.—
	FV 277	VFO zu FT 277	425.—
	IC 21 XT	2-Meter Transceiver FM, 10 W	995.—
	TS 145 XT	2-Meter Transceiver FM, 10 W	695.—
STANDARD	C-4300	70 cm Transceiver, 5 W, 12 Kanäle	1195.—
	C-145	2 m Hand-Transceiver 1 W, 5 Kanäle	585.—
	C-146A	2 m Hand-Transceiver 2 W, 5 Kanäle	685.—
	C-826 MB	2 m Transceiver 10 W, 12 Kanäle	865.—
	C-806 G	2 m Transceiver 10 W, 12 Kanäle	695.—
	CV-100	Zusatz-VFO für XMTR und RCVR	285.—

Radio Television Jean Lips AG

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

OLD MAN 7

42. Jahrgang Juli 1974

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 27, 6962 Viganello — Inserate und 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), Weinfelderstr. 29, 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, 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.—.

Magere Antwort des Bundesrates

Im April 1974 berichtete der «OLD MAN» teilweise über eine Kleine Anfrage des sozialdemokratischen Nationalrates Fritz Waldner. Dieser hatte die neuen Bestimmungen für Empfangsamateure und die Beschränkungen für Jedermannfunker als wenig zweckmässig bezeichnet. Ende Mai 1974 genehmigte nun der Bundesrat folgende Antwort auf den Vorstoss, soweit er die SWLs betrifft:

Empfangsamateure

Nach Art. 12 der Verordnung (1) zum Telegrafen- und Telefonverkehrsgesetz vom 10.12.1973 bleiben für alle in den Konzessionsvorschriften nicht aufgeführten Konzessionen der Erlass besonderer Vorschriften und die Festsetzung der Gebühren durch die Konzessionsbehörde vorbehalten.

Nach Art. 14 der genannten Verordnung ist die Generaldirektion PTT für die Erteilung der Konzessionen zuständig, die nicht einen öffentlichen Dienst im allgemeinen Landesinteresse betreffen. Gestützt darauf schuf die Generaldirektion PTT Konzessionen zum Empfang **nicht-öffentlicher** Sendungen, fasste diese Konzessionen bei der Revision der Konzessionsvorschriften in einer Klasse III zusammen und vereinheitlichte die Gebühren. Die Klasse III enthält u.a. die Radioempfangskonzession IIIe für den Empfang der Sendungen von Amateur-Radiostationen.

Nicht-öffentliche Sendungen, so auch jene der Radioamateure, lassen sich in vielen Fällen nur mit Spezialempfängern abhören. Nach den bestehenden Konzessionsvorschriften muss der Handel diese Apparate wie bis anhin den PTT-Betrieben melden.

Der Verwaltungsaufwand für den Gebührenbezug ist verhältnismässig klein. Die Regalgebühr wird jährlich im voraus erhoben, doch beabsichtigen die PTT, sie später zweimonatlich gemeinsam mit der allgemeinen Fernmeldegebührenrechnung zu beziehen.

Der Bundesrat hat für die Anliegen der Empfangsamateure Verständnis und will ihnen diese Tätigkeit nicht unnötigerweise erschweren. Er sieht deshalb nach neuer Regelung auch davon ab, den Erwerb einer Rundfunk-Empfangskonzession zu verlangen, wenn die Amateure keine öffentlichen Sendungen empfangen. Dagegen erachtet er es als angemessen, dass für den Empfang der Radiostationen eine bescheidene Regalgebühr erhoben wird.

(Ein Kommentar von HE9HHH folgt im August).

Redaktionsschluss für die nächste Nummer: 10. Juli

Urgent Message de HB9AEN

Vous, l'inconnu qui êtes monté au Chasseron entre 13 et le 22 mai pour pénétrer par effraction à la station portable de HB9AEN, peut-être lirez vous ces lignes... Lorsque après avoir fracturé 2 portes, vous avez dérobé un transceiver SEMCO 144 MHz avec tous ces accessoires, soit micro, H.P. Lafayette dans un boitier métal, une paire d'écouteurs stéréo, un VFO séparé SEMCO, un enregistreur UHER avec son micro de reportage, une Boussole Buchi dans un étui cuir, vous êtes redescendu satisfait de votre vol.
Bien entendu vous serez sur l'air avec cette station que j'avais un peu transformée en en y ajoutant deux prises femelle Tuchel, une pour un relais, l'autre pour le VFO séparé, ainsi qu'un commutateur sur le panneau avant.
Vous oserez lancer appel pour contacter ces radio-amateurs qui forment une grande famille, toujours prêts à se rendre service. En avez-vous conscience?
Ne croyez vous pas qu'il eut été préférable de demander à HB9AEN si vous pouviez venir trafiquer à sa station, pour autant que vous ayez une licence, il aurait peut-être eu beaucoup de plaisir à vous héberger sous son toit.
Peut-être le conaissez vous..? Oserez-vous lui serrer la main, en le regardant dans les yeux, si vous le rencontrez?
Inconnu, HB9AEN ne serait pas à l'aise, dans votre peau.

Vielleicht werden Sie diese Zeilen lesen, Sie der Unbekannte, der zwischen dem 13. und dem 22. Mai auf den Chasseron gestiegen ist, um dort an der portablen Station HB9AEN einzubrechen...
Zwei Türen haben Sie aufgebrochen, dann haben Sie folgende Apparate gestohlen: einen SEMCO 144 MHz Transceiver mit allem Zubehör, nämlich Mikrofon, Lafayette-Lautsprecher in einem Metallgehäuse, einen Stereokopfhörer, einen getrennten SEMCO-VHF, ein UHER-Tonbandgerät mit Mikrofon, sowie einen Buchi-Kompass in einem Lederetui. Dann sind Sie wieder hinutergestiegen, voller Zufriedenheit mit Ihrer Arbeit.
Sicherlich werden Sie mit dieser Station, die ich unter Hinzufügung von zwei Tuchel-Steckdosen — die eine für ein Relais, die andere für den getrennten VFO — sowie eines Schalters auf der Frontplatte, leicht umgebaut habe, auf dem Band zu hören sein.
Und Sie werden es wagen, mit Radioamateuren Verbindung aufzunehmen — Radioamateuren, die Mitglieder dieser grossen, immer hilfsbereiten Gemeinschaft sind. Haben Sie denn kein unwohles Gefühl dabei?
Glauben Sie nicht, es wäre besser gewesen, wenn Sie HB9AEN gefragt hätten, ob Sie nicht an seiner Station mitarbeiten könnten — vorausgesetzt natürlich, Sie haben eine Konzession. Es wäre ihm bestimmt eine Freude gewesen, Sie als Gast unter seinem Dach begrüssen zu können.
Vielleicht kennen Sie ihn sogar? Werden Sie ihm jetzt mit ruhigem Gewissen die Hand geben und ihm in die Augen sehen können, wenn Sie ihn wieder treffen?
Unbekannter, HB9AEN wäre äusserst unglücklich, wenn er in Ihrer Haut stecken würde.

Mini-Contest 3./4. August
Bodenseetreffen 13./14. Juli

Funkamateur kontra Jedermannfunker

Herr Blaser von der GD PTT bittet mich, allen Amateursenderkonzessionären nochmals mitzuteilen, dass nur Konzessionäre der Klasse D von der PTT als Funkamateure betrachtet werden. Die 27 MHz-Konzessionäre werden von der PTT als Jedermannfunker bezeichnet. Die PTT hat diese Klarstellung der Bezeichnungen auch den Vorständen der verschiedenen Jedermannfunk-Vereinigungen mitgeteilt. Für falsche Darstellungen in Zeitungen kann die PTT (und auch der PTT-Verbindungsmann) die Verantwortung nicht übernehmen.
Mit dieser Mitteilung ist dieses Thema für den PTT-Verbindungsmann endgültig abgeschlossen, und ich führe hierzu keine weitere Korrespondenz mehr. (HB9TU)

DX-News

Die DX-Bedingungen waren im Berichtsmonat recht mager. Nur abends war auf dem 14- und 21 Mc-Band etwas regerer Betrieb, wobei auch einige Pazifikstationen wie VR4BS und 3D6AZ auf dem 21 Mc-Band um 15 Uhr und 5W1AU auf dem 14 Mc-Band um 18 Uhr gearbeitet werden konnten. Sonst herrschten auf den höheren Bändern öfters Short-Skip-Bedingungen.
Die Contest-Saison beginnt mit dem «Colombian Independence Day Contest» vom 20.7. 02 Uhr bis 22.7. 01 Uhr in CW und Phone. Es folgen der Europäische DX-Contest, CW-Teil vom 10.8. 01 Uhr bis 12.8. 01 Uhr und zur gleichen Zeit der «RCA 1974 DX-Contest» von Argentinien. Die Reglemente können beim Unterzeichneten wie gewohnt gegen SASE bezogen werden.
In diesem Monat können wir HB9DI zum Sticker für 160 Bestätigungen im DXCC Mixed gratulieren.
Zur Contest-Saison gd luck es vy 73 de HB9MO.

Das Sekretariat bleibt vom 13. Juli bis 3. August 1974 geschlossen.

DX-Log

3,5 Mc-Band: 0100-0300: EA6BQ- PY2FIZ, VE-ZS5LB-EP2VJ **2100-2400:** 4X4, OD5
7 Mc-Band: 0600-0900: CE3ED, HC2TV, KZ5PW, YN1DVG-VK3XI
14 Mc-Band: I 0300-0600: OHØAH-HK2, 4, 5, OX3CS, YV, KDØITU (USA), TI2AJF, VA2WJ (VE)-OD5-ZL, VK2, 4 **0600-0900:** OJØMA-HK2DHX, KZ5BC, KV4FZ-DJ3DH/ET3, 9G1DY-JY5IS, JY6TC-**KC4USV** (Antarktis), 3D6AZ, (Fidschi) **0900-1200:** KH6HDB **1200-1500:** KR4ITU (USA)-OD5 **1500-1800:** C31BT-A7XA **1800-2100:** 9Y4VU (CW)-SQØITU (SP), IA5TEZ-KV4AD, FP8YL, VP2DM, **PJ8AK/PJ7,** FM7AL, FY7AN, HI8EJH-5Z4RS, EL2FN, VQ9R, 5U7BB, 9X5SP, XT2AP-EP2MJ, AP2KS, 9K2AM, 8Q6AC, A9XW (Bahrain)-KG6JBE, **5W1AU 2100-2400:** YV, VP2SG, VP2VBH, VP2ITU, HCØHM, YS1WPE, WA3SBW/6Y5, ZF1AP,
21 Mc-Band: 0300-0900: JA **0900-1200:** OJØMA-7P8AB, 3B8DQ, A2CCY-JA-**3D6AZ 1200-1500:** 3B8DQ, A2CCY-AP2AG, VU2ABV, XW8BP- **3D6AZ 1500-1800:** VP8LP-ZS, 6W8AAD, 5R8SD-9M2BO **1800-2100:** KJ1ITU (USA), YV, FY7AE, VP2SQ-CR6, 7, 9G1DF, ZD8TM, CR5AJ
28 Mc-Band: VP2AR, PJ2VD-5Z4LW
Bemerkenswerte QSL-Eingänge: HB9ACM: 4K1A (Antarktis), **HB9AMO:** FR7AT, VP5CW, VP2SQ, SY1MA, VS5MC, KH6BB, 3B8DX **HB9AQW:** VP2GLE, VP2VBH, TG9YN, A7XA, 3B6CF, PJ2CZ **HB9UD:** SY1MA **HB9MO:** SY1MA, FPØCA, MP4QBK, JTØKOK, HH9DL, ZD7KH **HE9HZA:** 5X5NK, OJØMA.
Logauszüge von HB9AMO, HB9AQW, HB9DI, HB9UD, HB9MO, HE9HZA und HE9IHA.

Senden Sie Ihre Logauszüge und Bemerkungen bis spätestens 10. Juli 1974 an Sepp Huwyler, HB9MO, Leisibachstrasse 35a, **6033 Buchrain.**

DX-Calendar

Amsterdam Isld. FB8ZB, 14237, 1815. QSL via F8US. **Tromelin Isld.** FR7ZL/T, 14226, 1450, 21047, 1145, 14009/049, 0530. QSL ab Februar 1974 via F8US. FR7ZL macht Ende Juli QRT! **Jordan,** durch JY9GR, 14003, 1920, 21267, 2000. QSL nur via Box 565, Amman. **Sudan,** SM4ARS/SU, 14274, 1950. QSL via SM4CIM. **Yemen,** 4W1AF, 28550, 1030, 14217, 1820, 21260, 1840, 0785, 2400. QSL via DJ9ZB. **Tonga Isld.** A35AF, 21315, 0930. QSL via Box 19, Vav'u, Tonga Isld. A35AK, 21300, 0500, am Wochenende 21400 ab 0600. A35FX, 14312, 0850, 14260, 0950. QSL via ZL4AFZ. **Bangladesh,** PAØIWH/S2, 21336, 0650, 14225, 1535, 14277, 1730, 14227, 1940, oft auf 14235, 1535. **Brithis Phoenix Isld.** VR1PD, 14290, 0720. **Brunei,** VS5SJ, 14275, 1500. QSL via JA2KLT. **Swan Isld.** HR6SWA, 14267, 070, 14185, 0815. QSL via Hal Hoots, 4 Bandera Dr. Bedford, Mass. 1730, USA. **Marcus Isld.** durch JA8IEV/JD1, ab Mai bis Mitte August. Auf allen Bändern QRV. QSL via JA8JL. **Agalega Isld.** 3B6CF bleibt ein weiteres Jahr.

QSL-Adressen
VE3AII/SU, VE6CBJ/SU, via 846 George Street, Sydney, Nova Scotia, Canada. — **5U7AG** via Box 201, Niamey. — **8R1X** via Box 164, Georgetown. — **8R1G,** via Box 853, Georgetown.

73 es best DX de HB9MQ

Sektionsberichte

Sektion Aargau

Am 5. April fand im Restaurant Aarhof in Wildegg die Generalversammlung der Sektion Aargau statt. In einem ausführlichen Jahresrückblick liess Präsident Gottfried Irminger, HB9TI, das vergangene Vereinsjahr nochmals vorbeiziehen. Dabei konnte der Zuhörer feststellen, dass die Sektion sehr aktiv war. Leider verloren wir im vergangenen Jahr unseren Freund Hans Riniker, HB9XA. In seinem Gedenken erhoben sich die Versammelten.
Der TM Heinz Altschul, HB9AQB, berichtete über die technische Arbeit und hob dabei die Contestarbeit der Sektion besonders hervor. Als Einzelstationen beteiligten sich einige OMs am H 22, NMD und XMAS-Contest, alle mit gutem Erfolg.
Die fortschreitende Teuerung hatte unserer Kasse erstmals ein kleines Defizit beschert. Diese Tatsache veranlasste die Versammlung, den Jahresbeitrag angemessen zu erhöhen. Die Jahresrechnung wurde mit bestem Dank an den Kassier Bruno Wüst, HE9HFI, und mit speziellem Applaus für die exakte Rechnungsführung, genehmigt.
Unser TM HB9AQB ist amtsmüde geworden. Er liess sich wegen grosser QRL-Belastung nicht mehr im Amt bestätigen. Es blieb uns nichts anderes übrig, als ihn mit dem besten Dank aus dem Vorstand zu entlassen. An seine Stelle tritt Paul Keller, HB9AXA.
Das Jahresprogramm für 1974 sieht verschiedene Anlässe vor. Neben den alljährlichen Contests H 22 und NFD sieht das Programm einen Familienhock im Sommer, einen Chlaushock im Dezember und die Mitwirkung am JOTA vor. Neben diesen mehr geselligen Anlässen führt die Sektion Aargau in diesem Winterhalbjahr wieder einen Morsekurs durch.
OMs, welche in die Gegend des Kantons Aargau gezogen sind, werden freundlich eingeladen, den Stamm der Sektion Aargau (jeden ersten Freitag im Monat im Rest. Aarhof in Wildegg) zu besuchen. Wir freuen uns, die neuzugezogenen OMs in unseren Kreis aufzunehmen. (HB9AQF)

Mutationen

Neue Mitglieder

HB9GQ	EVU Sektion Zürcher Oberland, Postfach 3, 8610 **Uster ZH**
HB9MK	Gabriel Müller, Inselheim, Freiburgstrasse 41, 3010 **Bern**
HB9AAL	Peter Demme, In der Breiti 8, 8902 **Urdorf ZH**
HB9AAR	Walter Pfeiffer, Gundelingerstrasse 490, 4053 **Basel**
HB9AXK	Dr. John E. Burgoyne, Ch. de Barbolet 14b, 1213 **Onex GE**
HB9BAD	Urban Jansson (SM5BCK), Bielstrasse 88, 2560 **Nidau BE**
HB9MAD	Erhard Rebmann, Im Grüe, 3775 **Lenk i. S. BE**
HB9MAF	Ernst Wyss, Brunngasse, 3855 **Brienz BE**
HB9MAG	Hansrudolf Wyss, Brunngasse, 3855 **Brienz BE**
HB9MHZ	Carlo Molteni, 6826 **Riva San Vitale TI**
HB9MJW	Hubert Bollhalder, Feld, 8881 **Tscherlach SG**
ex 0K3TQF	Georg Fest, Kochstrasse 19, 8004 **Zürich**
HE9DAD	Marcel Aebi, Rue des Mouettes 9, 1227 **Genève**
HE9DNJ	Michel Berger, Rte. A. Fauquez 4, 1018 **Lausanne**
HE9GLP	Fritz Staufer, Seonerstrasse 174, 5704 **Egliswil**
HE9GTZ	Niggi Zinsstag, Gerbergasse 45, 4051 **Basel**
HE9HEN	Rudolf Zimmermann, Luzernerstrasse 88, 6010 **Kriens**
HE9MAH	Daniel Stettler, Bubenbergstrasse 15, 3700 **Spiez**
HE9HYY	Charles Bläuer, Thujastrasse 42, 8038 **Zürich**
HE9IPF	Hansjörg Maier, Bahnhofstrasse 21, 9450 **Altstätten SG**
	Walter Amacher, Granatweg 8, 3004 **Bern**
	Leonce Dorsaz, Vers l'Eglise, 1926 **Fully**
	Ernst Fischer, Erlenweg 13, 4528 **Zuchwil**
	Ottmar A. Furrer, Sprünglistrasse 10, 3006 **Bern**
	Markus Gerber, Azurstrasse 11, 8050 **Zürich**
	Marylou Girardet, Rue Bourgeoisie 14, 1950 **Sion**
	Edgar Grünenwald, Im Weidli, 8624 **Grüt/Wetzikon**
	Walter Heri, c/o Jean Lips AG, Dolderstrasse 2, 8032 **Zürich**
	Fred Hollinger, Alte Landstrasse 40, 8800 **Thalwil**
	Marcel Kämpfer, Gartenstrasse 9, 4950 **Huttwil**
	Hermann Mölders, 3825 **Mürren**
	Roland Nuesch, Sonnenweg, 9442 **Berneck**
	Fredy Riedle, Zelgstrasse 114, 8134 **Adliswil**
	Willy Schödler, Fuchsenried 23, 2504 **Biel**
	Hans Schulthess, Wattstrasse 9, 8050 **Zürich**
	Heinz Stähelin, Im Chätzler, 8905 **Arni**
	Ernst Stalder, Fuhrlimatte, 3453 **Heimisbach**
	Guiseppe Tamburella, Gundelingerstrasse 478, 4053 **Basel**

Rufzeichenänderungen

HB9AYS	Paul Gantner, Postfach, 8880 **Walenstadt SG**
HB9AZR	Hans Michel, Kappelisackerstrasse 129, **Ittigen BE**
HB9AZT	Markus Schleutermann, Schubertstrasse 25, 8037 **Zürich**
HB9AZW	Patrick Jung, Kappenbühlweg 14, 8049 **Zürich**
HB9AZX	Hans-Ulrich Kurt, Schlösslistrasse 49, 3008 **Bern**
HB9BAB	Jürg Allemann, Nordstrasse 127, 8037 **Zürich**
HB9BAG	Markus Müller, Herderstrasse 46, D-45 **Osnabrück BRD**
HB9BAH	Giorgio Geiger, Via Camponelli 29, 6604 **Locarno TI**
HB9MJY	Georg Röthlisberger, Stöckgasse 54e, 3308 **Grafenried BE**
HB9MKC	Erwin Jacobs, Lotzwilstrasse 4, 4900 **Langenthal BE**
HB9MJZ	Anton Signer, Pizolstrasse 23, 7310 **Bad Ragaz SG**

Korrektur:

HB9AZL	Josef Ulrich, Überlandstrasse 285, 8051 **Zürich**

Zu unserem Titelbild: Die Sektion Thun am NFD 1957. An der Taste (rechts) unser allzu früh verstorbene Freund Fred Jenk, HB9TT.
(Archivfoto)

TRANSISTOR RF POWER AMPL. (1)

Herbert S. Brier W9EGQ

The following discussion of transistor rf power amplifiers assumes the reader knows his *alphas* and *betas* of transistor theory. He may also have had some experience with transistors in audio and small signal applications. The experience will have conditioned him to the importance of protecting transistors from excessive voltage and heat. But transistors perform so much differently as rf power amplifiers than they do in other applications that the previous experience is not essential to understand the discussion.

Figure 1 is the diagram of a typical transistor rf power amplifier. Transistors have largely replaced vacuum tubes in commercial and amateur VHF mobile transmitters at power levels up to 100 watts or so. Their compactness and high overall efficiency more than compensates for their high first cost. But, except in specialized applications, rf transistors quickly price themselves out of the market at power levels above a few watts in equipment operated from the commercial power lines.

As standard automobile and aircraft batteries deliver nominal voltages of 14 and 28 volts, it is hardly coincidental that most rf power transistors are designed to operate at these voltages. Incidentally, the 28 volt

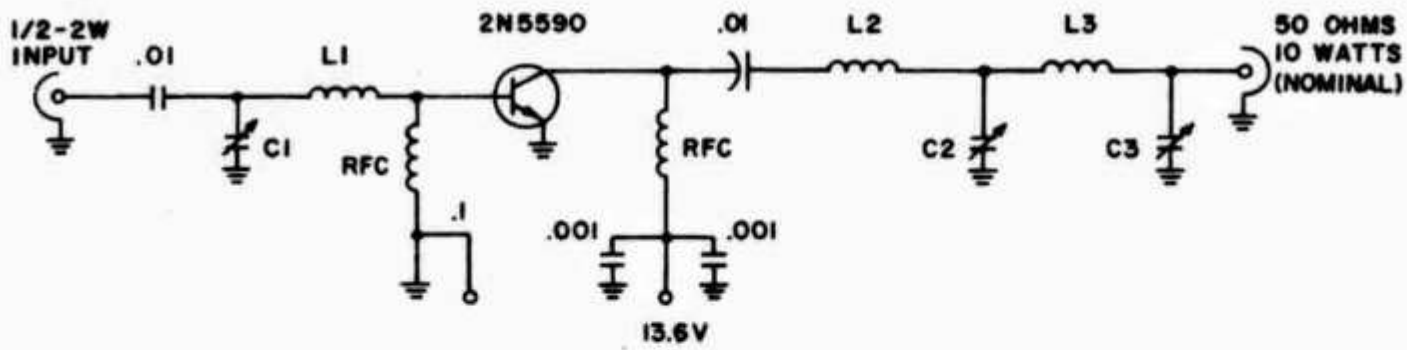


Fig. 1. Typical transistor rf power amplifier.

transistors are appreciably more efficent and cost less, watt per watt, than the 14 volt units.

Virtually all modern rf power transistors are silicon NPN's and are usually operated in the common emitter configuration. Early rf power transistors were easily destroyed by momentary overloads, transients, and stresses developed in tuneup operations. Newer units will not take unlimited abuse, but they are more rugged than the older ones; some of them will even survive being operated as rated voltages and rf drive into an open load circuit for at least a short time.

Operating Parameters

In quick review, the more important transistor operating parameters are voltage, power output, heat dissipation, frequency, and power gain. Of these, excessive voltage is most dangerous to transistor life. A momentary voltage overload of 25% may destroy a transistor.

BV_{ceo} – breakdown voltage, collector to emitter, base open – defines an absolute emitter peak voltage rating established by the transistor manufacturer using pulse techniques. For the user, however, VCC_{max} is usually a more useful figure. VCC_{max} is the maximum safe dc voltage that can be applied between the collector and the emitter of a transistor under any condition of operation.

Typical rated dc VCC_{max} values are 80% of BV_{ceo} for continuous wave (CW) and frequency modulated (FM) services and half that value for high-level amplitude-modulated (AM) service.

Also critical is the transistor base-to-emitter voltage. It has a breakdown rating of three to five volts for virtually all rf power transistors. Fortunately, base voltages are normally quite low in properly operated amplifiers. In class-C amplifiers, for example, the base is often grounded for dc through a low-resistance rf choke, or the base may be slightly reverse biased for highest amplifier output. Conversely, transistor rf linear amplifiers (class-B service) are often slightly forward biased for lowest distortion.

As forward bias increases steady collector direct current rapidly, it may be necessary to reduce the collector dc voltage somewhat to prevent excessive transistor heating, current

"run-away," and "second breakdown" when the transistor base is forward biased.

Power input and heat: Each transistor has a maximum dissipation rating; but, in most units, the maximum rating applies only if heat sinks or other precautions keep the transistor case temperature to a maximum of 25 degrees, *centigrade*. Higher case temperatures require reducing the power input, improved case cooling, or greater transistor output efficiency.

In itself, the maximum direct current rating of a transistor is seldom too important, as other maximums are usually reached before maximum current flows. As a matter of interest, however, peak rf collector currents in power amplifiers are normally three to four times the indicated dc value.

Current runaway: All transistors tend to draw increased current as they become hotter. And as the current increases, the transistor gets hotter, and so on. Normally, current and temperature values rapidly stabilize. But if the transistor overheats, current increases so rapidly that the transistor may be destroyed.

Something like current runaway but more rapid is "second breakdown." It results from the emitter current being concentrated in a small area of the emitter to produce a pin-hole short in the emitter junction. Second breakdown problems increase with frequency and seem particularly troublesome in single sideband amplifiers.

One way to control second breakdown in rf power transistors is "balanced-emitter" construction. It consists of dividing the transistor emitter into up to 100 or more segments and connecting the segments together via internal, low-ohmage resistors. As the current in one segment begins to increase beyond the current in the other segments, the corresponding increase in voltage drop across its associated resistance limits the current through that segment.

Besides helping to control second breakdown, balanced emitter construction introduces a small amount of negative feedback into the transistor amplifier. This feedback improves linearity and stability. Power gain is also decreased slightly, but this is of no practical importance in most rf power amplifiers.

Gain, frequency, and stability: The current gain of a transistor is usually measured at a frequency of 1 kHz. As illustrated in Fig. 2, however, the gain varies with frequency. The shape of the gain-frequency curve is similar for all transistors, although the frequencies involved may be different.

Following the curve, the 1 kHz current gain remains essentially constant as the frequency is increased until a knee in the curve is reached. The point in the knee where the transistor current gain has dropped to 70.6% of its 1 kHz value is called the transistor "cut-off frequency." In terms of power, the point represents a 3 dB loss in gain. Beyond the knee of the curve, the transistor current gain decreases at the rate of 50% per octave.

In applications (such as high-fidelity amplifiers) where uniform amplification of frequencies over many octaves is required, a cut-off frequency at least as high as the top frequency to be amplified is required. While many power transistors have low cut-off frequencies, it is not difficult to find audio power transistors with cut-off frequencies of around 20 kHz.

It is difficult, however, to construct transistors that have both high-power capabilities and high cut-off frequencies. Consequently, power transistors with cut-off frequencies are very rare; nevertheless, transistor rf power amplifiers for frequencies up to and above 500 MHz are common. Obviously,

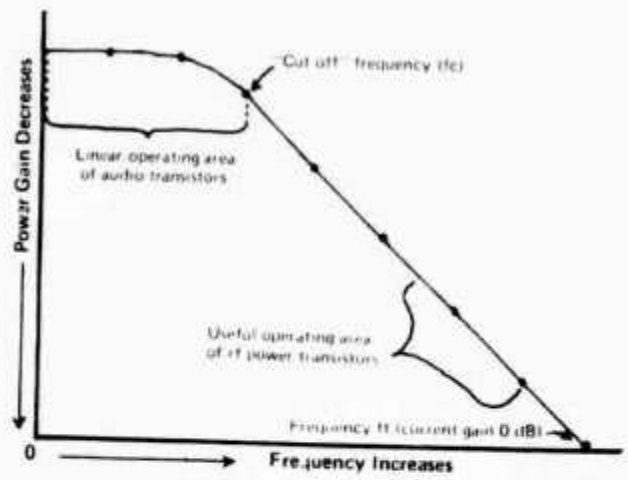


Fig. 2. Typical gain-frequency curve of all transistors. Their power gain is essentially constant from dc to the transistor cut-off frequency (fc), where it has dropped 3 dB. From fc to frequency ft, the power gain decreases at the rate of 6 dB per octave — equivalent to a 3 dB per octave decrease of current gain.

transistors are useful far above their cut-off frequencies. The story is this:

Above its cut-off frequency, the current gain of a transistor continues to decrease at the rate of 3 dB per octave (equivalent to a 6 dB decrease in power gain) until the current gain has decreased to unity or 0 dB. The frequency at which the current gain drops to 0 dB is called the "current-gain, bandwidth product," for the reasons illustrated, and is identified by the symbol *Ft*.[1]

Although the transistor gain varies inversely with frequency above its cut-off frequency, a conventional signal is so narrow, compared to an octave, on frequencies above a MHz or so that all components of the signal are amplified equally. On the other hand, the fact that transistor gain does decrease above its cut-off frequency is one reason that rf power amplifiers are practical.

You see, the dynamic characteristics of large-signal transistors change so radically during each operating cycle that neutralization to control self-oscillations in transistor rf power amplifiers is ineffective. But experience has shown that, if power gain is held to a maximum of approximately 15 dB per stage, a well-designed transistor rf power amplifier is stable without neutralization.

Power gain is controlled by selecting a transistor that is operating approximately two octaves below its *Ft* frequency. Commercial practice is to aim for a gain of around 10 dB per stage for a typical transistor; so that inserting a particularly "hot" transistor in the amplifier will not push the stage into instability.

As most commercial and military mobile services operate on frequencies above 100 MHz, most rf power transistors are designed to operate at these frequencies. As a result, their power gains are embarrassingly high at frequencies below 30 MHz. Nevertheless, a number of audio and switching transistors with *Ft's* between 10 and 100 MHz work satisfactorily as rf power amplifiers in the lower-frequency amateur bands.

1. The transistor still has power gain at frequency ft, even though its current gain is unity there. This follows because the transistor output resistance is greater than its input resistance. This fact is of minor importance, except when an effort is made to make a transistor operate at the highest possible frequency.

Why the frequency *Ft* is called the "current gain bandwidth product:" Assume that a transistor has a current gain of 1 dB at 400 MHz. One times 400 MHz equals a product of 400 MHz. At 200 MHz (one octave lower in frequency) the transistor current gain is 2. Two times 200 MHz equals 400 MHz. at 100 MHz, the product is 4 X 100 MHz = 400 MHz, etc. As power varies as to the square of the current, the power gain of this hypothetical transistor is 4 (6 dB) at 200 MHz and 16 (12 dB) at 100 MHz.

Coupling circuits: A transistor or tube is useless as an rf amplifier without means of coupling power into and out of it. To do the job efficiently, the coupling devices must match the impedances of the transistor or the tube to its source and load impedances. In the process, the coupling circuits provide selectivity to prevent distortion products generated in the amplifier from reaching its load – especially important when the load is an antenna.

An output circuit Q of 10 to 12 is usually sufficient in vacuum tube rf amplifiers. But rf power transistors normally generate more distortion products than tubes do; therefore higher Q, resulting in greater selectivity, is desirable in transistor coupling circuits.

Simple parallel-resonant or *pi* net coupling circuits normally work well with the high impedances of vacuum tubes. But transistor impedances are so low that other types of coupling circuits are desired in rf power amplifiers. A simple *L* network, for example, can be designed to match virtually any resistance or impedance to virtually any other impedance or resistance. Unfortunately, when the ratio between the two impedances or resistances is low, the resultant Q of the *L* network is low.

Fortunately, two or more networks may be combined to obtain the desired Q and impedance match. In Fig. 1, for example, the input circuit is a simple *L* network, and the output circuit is a combined *L-pi* network.

The second part of this articles continues the discussion of the design of transistor rf power amplifiers. It also contains all component values for practical transistor amplifiers for the amateur frequencies between 3.5 and 148 MHz.

Die Koax-Antenne

Von Ulli Schwenger, DL 6 JG, 3441 Mönchhof

Auf der Suche nach einem einfach herzustellenden Rundstrahler für 2-m-FM-Betrieb stieß ich im ARRL-Antenna Book 1949 [1] auf Seite 215 auf einen kurzen Artikel mit der Überschrift „The Coaxial Antenna". Es wurde darauf hingewiesen, daß diese Antenne sich wegen ihres flachen Abstrahlungswinkels vorteilhaft von sogenannten „J"-Antennen unterscheide.

Erste Versuche zeigten, daß eine etwas abgewandelte Form durchaus den Erwartungen entsprach. Bewußt war die Antenne von vornherein als Unter-Dach-Ausführung geplant, um sie den örtlichen Gegebenheiten anzupassen. Immerhin dürfte das für manchen OM interessant sein, der wegen QRM mit dem Hausbesitzer, oder weil es sich nur um ein Urlaubs-QTH handelt, auf eine Außenantenne verzichten muß.

Die hier vorgelegte Ausführung ist die dritte Version. Sie wurde veranlaßt durch ein Bauelement, das den Hf-Spezialisten kaum bekannt sein dürfte, nämlich eine Milchrohrkupplung der Firma Westfalia Separator AG, 474 Oelde (Westf.). Dieses Element kann von der genannten Firma unter der Bezeichnung „Milchrohrkupplung, vollständig, KU NW 24; Bestellnummer 7009-4827-100" bezogen werden. Auf **Abb. 1** gehören die Teile 3, 4, 5, 6 und 7 dazu. Die vollständige Kupplung kostet 12 DM.

Damit dürfte Ihnen, lieber OM, der erste Schreck genommen sein, Hi! Was Ihnen übrigbleibt, ist die Herstellung der Teile 1, 2, 8, 9, 10 und 12. Teil 11 finden Sie in der Küchenschublade der XYL oder in einem Haushaltsgeschäft, eine Gummikappe zum Verschluß angebrochener Saftflaschen.

Teil 12 ist zweimal anzufertigen, einmal für die Vorderseite und einmal für die Rückseite. Mit einer Rundzange ist die Herstellung einfach.

Für die Teile 8 und 9 **(Abb. 2)** ist ein Stück Messingblech von 0,5 mm Dicke und den Abmessungen 50 x 80 mm erforderlich. Wenn Sie das Blech kleiner nehmen, gibt es Kummer beim Aussägen! Auf diesem Blech werden die beiden Teile angerissen. Die Stellen, an denen die Bohrerspitze eingesetzt werden soll, werden leicht angekörnt. Die U-förmige Linie für den Sägeschnitt auf Teil 9 wird mit der Reißnadel oder der Zirkelspitze markiert. Auf Teil 8 ist zum Einfädeln des Sägeblatts auf der später herausfallenden Scheibe 20 ∅ ebenfalls ein Loch vorzusehen. Jetzt werden die vier Löcher gebohrt (Hartholzunterlage!). Dann spannen wir in die Laubsäge ein Metallsägeblatt mit allerfeinster Zahnung ein und sägen zunächst die U-förmige Linie in Teil 9 ein. Anschließend wird die Scheibe 20 ∅ aus Teil 8 herausgeschnitten. Jetzt erst greifen wir zur Blechschere und schneiden das überstehende Blech weg, das bis dahin noch zur Versteifung diente. Sie wissen natürlich, daß man nicht gleich auf das Endmaß geht, sondern zunächst einen Rand von 1 bis 2 mm stehen läßt. Erst mit einem zweiten Schnitt wird das genaue Maß von 30 ∅ erreicht. Teil 8 ist damit fertig. Teil 9 spannen wir jetzt in den Schraubstock ein, und zwar so, daß der U-Bogen nach oben steht und daß die Schraubstockbacken gewissermaßen die Mittellinie der beiden nebeneinanderliegenden 2-mm-Löcher bilden. Nun drücken Sie mit dem Finger von hinten gegen den U-förmigen Lappen, bis er mit der Scheibenebene ungefähr einen Winkel von 45° bildet. Das obere Ende des Lappens wird mit der Zange so abgebogen, daß es ungefähr 3 mm über der Scheibenebene liegt.

Der eigentliche Strahler besteht aus einem mit Messing überzogenen Eisenrohr mit einem Außendurchmesser von (genau!) 30 mm. Ein Rohr von 1 m Länge kostete hier 6,77 DM. Derartige Rohre werden als Gardinenstangen für schwere Vorhänge verwendet. Die Messingauflage ist ein nahtloses Rohr von 0,15 mm Wandstärke, während das Eisenrohr geschlitzt ist. Besorgen Sie sich ein 1 m langes Stück und sägen Sie sich zu Hause zwei 470 mm lange Stücke ab. Verwenden Sie dazu eine feingezahnte Säge, damit die Messinghülle nicht ausreißt. Wichtig ist, daß der Sägeschnitt genau senkrecht zur Rohrlängsachse erfolgt. Es ist nützlich, wenn Sie an der Sägestelle vorher zwei Bandagen aus Isolierband aufbringen, deren Abstand der Breite des Sägeschnitts entspricht. Die Sägefläche ist mit der Schlichtfeile zu glätten, wobei mit einem Anschlagwinkel kontrolliert wird, ob der Sägeschnitt wirklich rechtwinklig zur Achse erfolgte. Notfalls mit der Feile nacharbeiten.

Am Teil 1 werden, gleichmäßig am Umfang verteilt, drei Doppelschnitte mit

der Säge gemacht, und zwar 3 mm tief. Die entstehenden Lappen von 5 mm Breite werden um 45° nach innen gebogen. An ihnen wird mit einem Tropfen Lot der Ring (Teil 8) befestigt. Überstehendes Lot ist mit der Feile zu entfernen. Dann sind die beiden Ösen (Teil 12) anzulöten, und die Gummikappe (Teil 11) wird aufgesetzt.

Am Teil 2 sind ebenfalls drei Doppelschnitte anzubringen, jedoch 5 mm tief. Die entstehenden Lappen werden entsprechend dem Schnitt E-F auf **Abb. 3** nach innen umgebogen. Der obere Rand der Röhre, der später in die Rohrkupplung eingeführt wird, ist zu glätten, seine Kanten sind zu brechen.

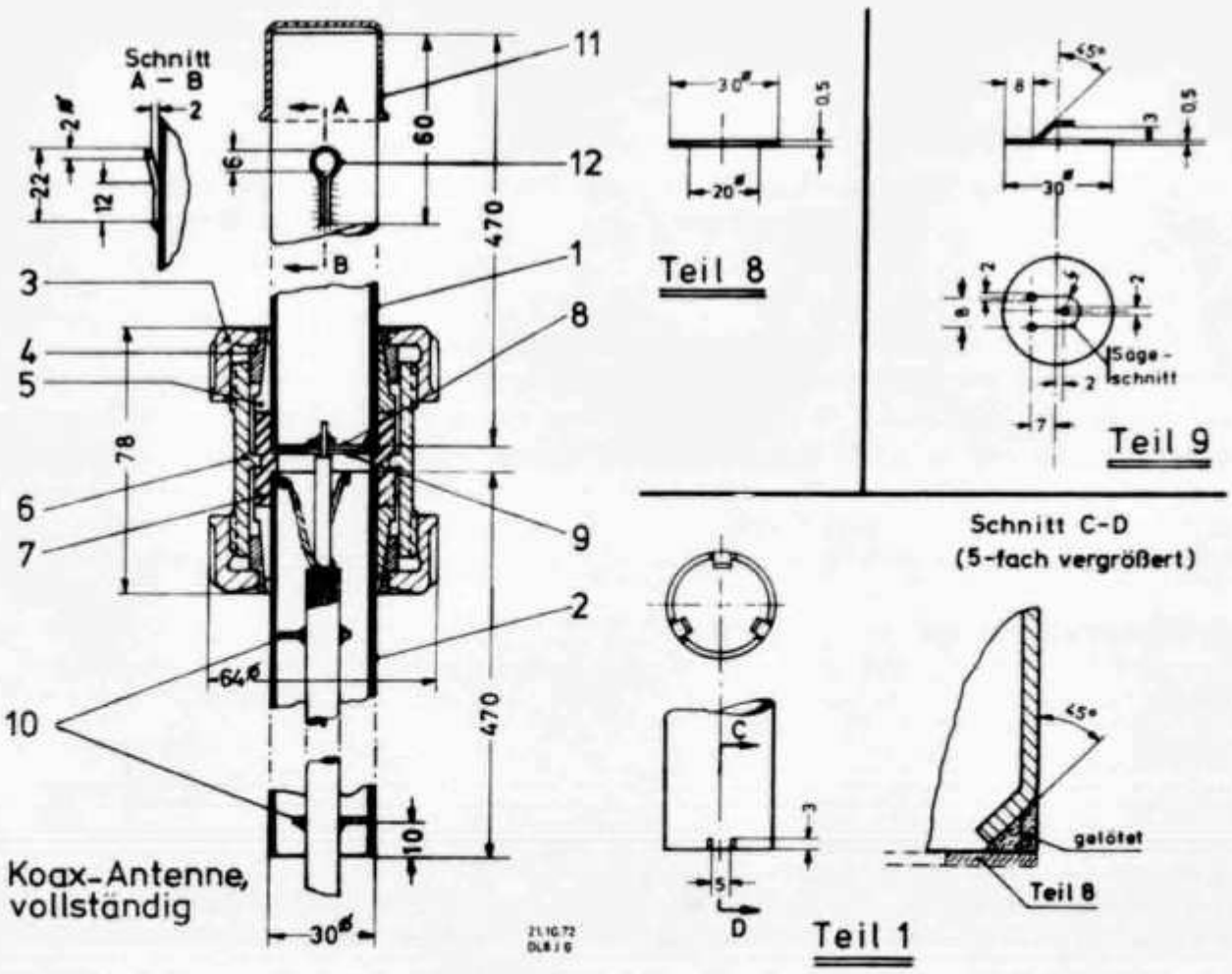


Abb. 1. **Abb. 2.**

Zur Vorbereitung des Koax-Kabels auf den Einbau sind noch zwei Teile 10 **(Abb. 4)** erforderlich. Sie stammen aus M 45-Schallplatten, aus denen sie herausgedrückt werden müssen, wenn man die Platten in einem Automat laufen lassen will. Ihre drei „Speichen" müssen um 5,5 mm gekürzt werden. Sie dienen zur Zentrierung des Kabels im Rohr.

Die beiden Teile 10 werden ein Stück auf das Koax-Kabel aufgeschoben. Dann wird im Abstand von 60 mm vom Kabelende ein Ringschnitt um den Kunststoffmantel geführt und das Mantelstück nach oben abgezogen (a). Vorsicht, daß bei dem Schnitt nicht das darunterliegende Kupfergeflecht beschädigt wird! Jetzt (b) wird das Kupfergeflecht in Pfeilrichtung etwas gestaucht. Dadurch läßt es sich leichter entflechten. Die einzelnen Drähtchen werden umgelegt (Doppelpfeil!), so daß sie einen Strahlenkranz um das Kabel bilden (c). Diese „Strahlen" werden zu drei um 120° versetzte Gruppen zusammengefaßt und zwischen Daumen und Zeigefinger verseilt. Jetzt schieben Sie das obenliegende Teil 10 bis 10 mm an das Ende des Kabelmantels hoch (Abb. 3, Schnitt E-F) und drücken auf der Oberseite einen Wulst UHU hart hin. Hier folgt eine Zigarettenpause, bis der Kitt trocken ist. Dabei ist darauf zu achten, daß das dreibeinige Scheibchen winkelrecht auf dem Kabelmantel sitzt. Anschließend läßt man das Kabel mit dem Ende nach unten hängen und bringt auf der Rückseite ebenfalls einen Wulst UHU hart an.

Das so vorbereitete Kabel wird von unten in das Rohr (Teil 2) eingeführt, bis die Kabelseele und die drei „Seile" ungefähr 30 mm oben herausragen. Jedes Seil

wird in die für es bestimmte Kerbe am oberen Rohrrand gelegt und so umgeknickt, daß es auf der Außenseite des Rohres längs aufliegt. Eine provisorische Bandage aus Tesafilm oder -band hält die Seile fest.

Jetzt werden die drei Seile auf den nach dem Rohrinneren umgeklappten Lappen festgelötet, und die Kerben werden ebenfalls mit Lot ausgefüllt. Nach Lösen der provisorischen Bandage werden die überstehenden Seilenden abgezwickt und die Lötstellen glattgefeilt.

Die aus dem Rohr herausragende Kabelseele wird auf 14 mm gekürzt. Dann wird 4 mm über Rohroberkante ein Ringschnitt durch die Isolationschicht der Kabelseele geführt und die Isolation nach oben abgezogen.

Anschließend wird das zweite Teil 10 ca. 10 mm vom unteren Rande des unteren Rohres (Teil 2) auf dem Koax-Kabel mit UHU hart befestigt. Siehe dazu Abb. 1.

Jetzt beginnt die Montage der beiden Strahlerhälften in die zu Anfang erwähnte Kupplung. Zunächst nehmen wir die Kupplung auseinander: Überwurfmuttern (Teil 3) abschrauben; Stahlringe (Teil 4) und die geschlitzten Kunststoffbuchsen (Teil 5) herausnehmen. Es bleiben der Grundkörper (Teil 6) und das fest eingebaute Innenteil (Teil 7) aus Weichgummi übrig.

Legen Sie jetzt das Rohr mit dem eingebauten Kabel quer vor sich auf den Tisch, wobei das Kabel über die linke Tischkante herunterhängt. Jetzt schieben Sie von rechts auf das Rohr: Die Überwurfmutter (3), den Stahlring, der Absatz zeigt nach links (4), die Kunststoffbuchse (5) und zum Schluß den Grundkörper (6). Das Rohr muß sich in dem Gummi-Innenteil führen. Man muß das Aufsitzen des Rohres auf der umlaufenden Rippe des Gummi-Teils deutlich fühlen. Dann wird die Kunststoffbuchse hineingeschoben, bis sie fühlbar auf dem Gummirand aufsitzt, dann der Stahlring und schließlich wird die Überwurfmutter aufgeschraubt und mäßig fest angezogen.

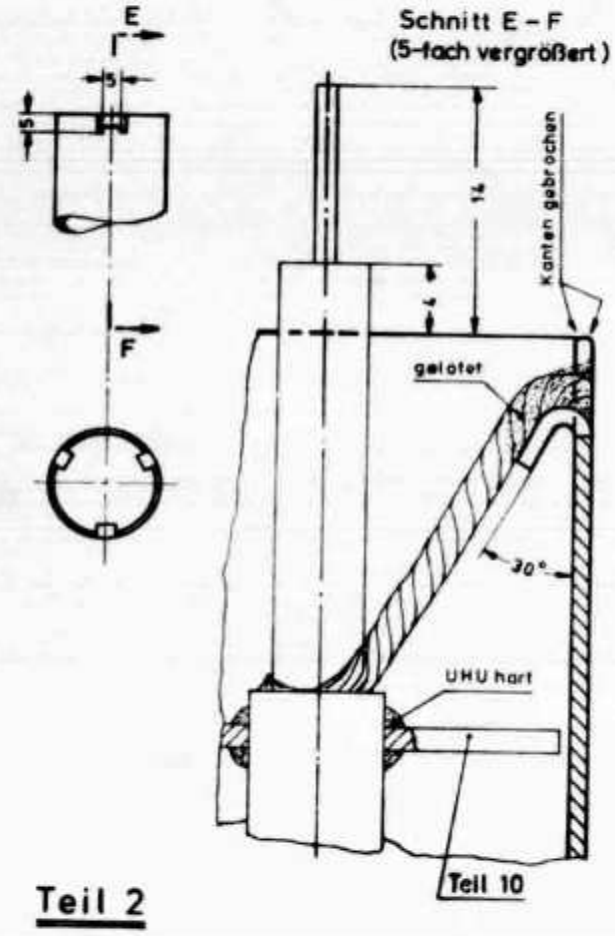


Abb. 3.

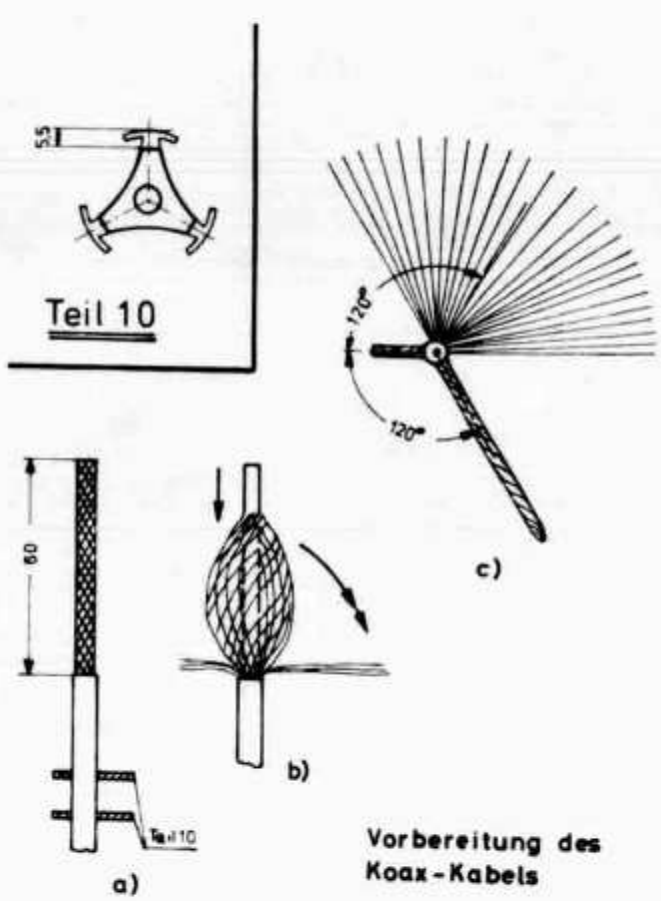


Abb. 4.

Wenn Sie nun von oben in die Kupplung hereinschauen, sehen Sie den Mittelleiter des Kabels in den oberen Teil der Kupplung hereinragen. Nehmen Sie Teil 9 — der abgebogene Lappen zeigt nach oben — und drücken sie ihn bis auf die Mittelrippe des Weichgummiteils. Dabei muß sich der Mittelleiter in das Loch 2 ∅ einfädeln. Ein Tropfen Lötzinn schafft die Verbindung.

Das obere Rohr (Teil 1) wird in gleicher Weise aufgesetzt, nur wird dort nichts mehr gelötet. Für den Transport, beispielsweise in einem Koffer, kann man das obere Rohr jederzeit wieder abschrauben. Die Kunststoffbuchse und der Stahlring sind derartig auf dem Rohr festgeklemmt, daß sie wie ein Flansch wirken und nur mit List und Tücke wieder abgezogen werden können.

Nach dem Aufsetzen des oberen Rohres werden beide Überwurfmuttern von Hand festgezogen. Damit ist der Bau der Koaxial-Antenne beendet. Mittels eines durch die beiden Ösen am oberen Ende gezogenen Kunststoffdrahtes (Angelschnur von DAMYL; 0,7 mm Durchmesser, Reißfestigkeit 22 kg) wurde die Antenne (Gesamtgewicht 0,9 kg) an einer Dachlatte in Firstnähe aufgehängt. Zum Aufhängen der Antenne sollte man unbedingt einen Helfer hinzuziehen. Unter Beobachtung des S-Meters am Empfänger muß man den günstigsten Platz aussuchen. Eine seitliche Verschiebung um Bruchteile eines Meters kann schon deutlich erkennbare Unterschiede ergeben. Für die Bemessung des Dipols erwiesen sich die Angaben von DM 2 ABK [2] als sehr nützlich. Danach ergibt sich ein Strahlungswiderstand von 54,4 Ω.

Literatur

[1] The ARRL Antenna Book 1949; herausgegeben von der AMERICAN RADIO RELAY LEAGUE.

[2] Karl Rothammel, DM 2 ABK, Antennenbuch; Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart.

Die Westfalia Separator AG hat Verkaufsstellen in folgenden Orten
5804 Herdecke/Ruhr, Mühlenstraße. F 02330-3011.
1 Berlin-Wilmersdorf, Binger Str. 26a. F 0311-824 42 86.
2 Hamburg 76, Oberaltenallee 20a. F 0411-22 30 83.
85 Nürnberg-W, Chlodwigstr. 7. F 0911-26 32 73 (31 65 27).

Verkürzter Dipol für das 80-m-Band

Von Jürgen Berger, DL 7 LJ, 1 Berlin 33, Schlangenbaderstr. 82/83

Die hier beschriebene Antenne ist, wie alle verkürzten Antennen, zwar nur ein Kompromiß, aber durch ihre Einfachheit, Koaxspeisung, gutes SWR und verhältnismäßig gutem Wirkungsgrad nachbauenswert. Der Artikel soll allen OMs, die keine 80-m-Antenne errichten können, als Anregung dienen.

Der verkürzte Dipol besteht aus zwei Strahlerhälften von je 7,15 m. Die Verlängerungsspulen sind so gelegt, daß sie den Strahler optimal verkürzen (Strombauch, **Abb. 1**). Die Länge des Dipols kann von Fall zu Fall etwas differieren, da die Umgebung der Antenne mit in die Resonanz eingeht.

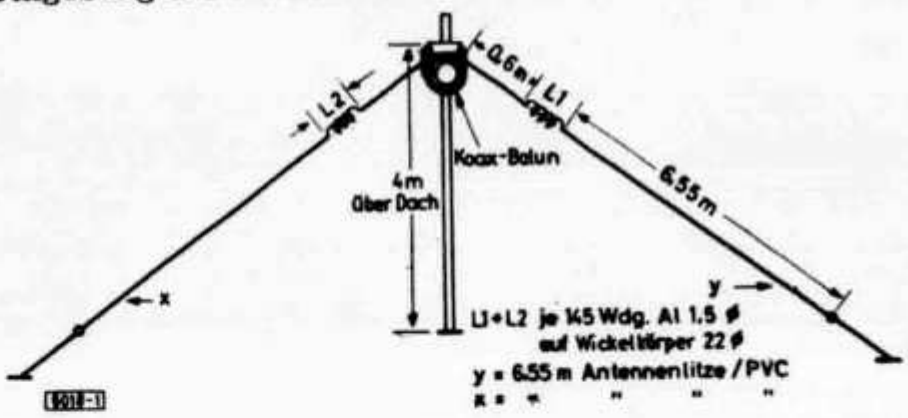


Abb. 1. Verkürzter 80-m-Dipol nach DL 7 LJ

Sollte die Resonanzfrequenz etwas zu hoch liegen, so brauchen die Drahtenden nur etwas verlängert, bei zu tiefer Resonanz verkürzt werden. Die elektrische Verlängerung des Strahlers kann man auch folgendermaßen erreichen:

1. Verwendung eines größeren Drahtquerschnittes.
2. Ausspannen mehrerer gleichlanger Drähte in einem möglichst großen Abstand (Reuse).
3. Aufsetzen von Zusatzkapazitäten (Kapazitätshüten) in dem Spannungsbauch der Antenne (**Abb. 2**).

Außerdem wird der Strahler durch diese Vorschläge mechanisch kürzer und elektrisch breitbandiger.

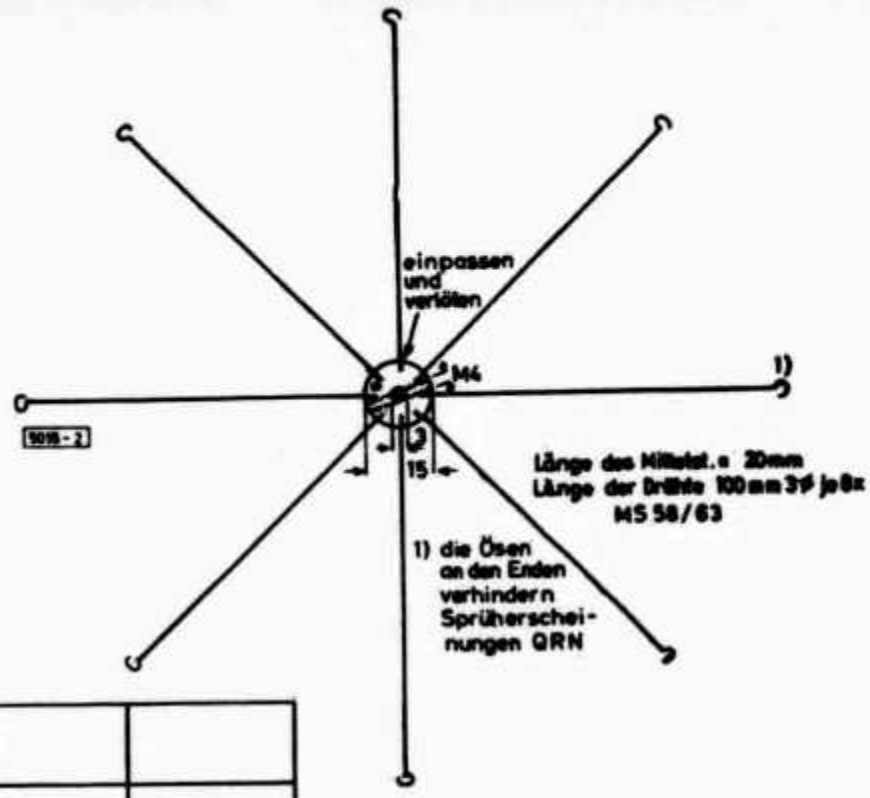


Abb. 2.
Bauvorschlag für
den Kapazitätshut

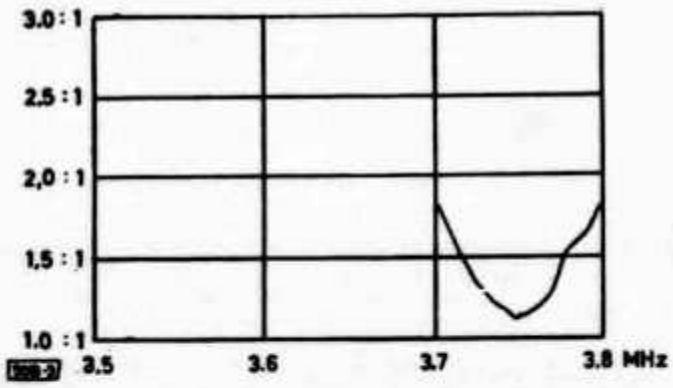


Abb. 3.
Die SWR-Kurve

Da der Dipol stark verkürzt ist, demnach auch schmalbandig ist, war es nötig, sich für einen Arbeitsbereich zu enstcheiden. Ich wählte die Frequenz 3,7 bis 3,8 MHz. Den Dipol schnitt ich für 3,75 MHz zu, wo ich ein SWR von 1,2 : 1 erzielte. 50 kHz ober- und unterhalb dieser Frequenz stieg das Stehwellenverhältnis auf 1,8 : 1 an **(Abb. 3).**

Mit diesem verkürzten Gebilde bekam ich Rapporte von 5 bis 8 aus OE und 5/7 bis 9 + aus DL. OMs berichteten mir, daß ich um ca. 15 bis 25 dB schwächer wäre als andere Stationen. Diesen Verlust an Feldstärke habe ich durch Hinzuschalten einer Linear-Endstufe weitgehend ausgeglichen.

Die Spulen:

Sie bestehen aus Hart-PVC-Rohr 20 × 3 und haben eine Länge von 350 mm. Auf dieses Rohr habe ich ein Gewinde mit einer Steigung von 2,5 mm geschnitten zur Aufnahme der 145 Windungen. Die Spulenkörper wurden mit je zwei Alu-Stopfen verschlossen. Sie dienen als Aufhängepunkt und als elektrisches Verbindungsglied zur Spule **(Abb. 4).**

Nachdem die Spulen fertig montiert und bewickelt waren, wurde über sie ein PVC-Rohr geschoben und an den Kanten mit Polyesterharz oder mit Dytex Hart-PVC-Kleber von Henkel verklebt. Ich wünsche beim Nachbau viel Freude und viel Spaß beim QSO auf 80 m.

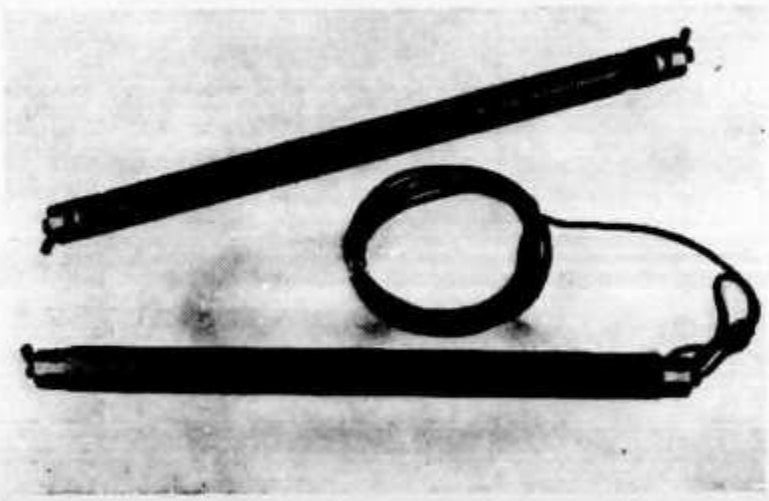


Abb. 4.
Die Spulen

Guanella-Symmetrierglieder mit Transformationseigenschaften für Kurzwellenantennen

Von Dipl.-Ing. Elmar Müller, DJ 4 OQ, 6508 Alzey, Rodensteinerstraße 40
und Dipl.-Ing. Klaus Weimann, DL 3 ZA, 684 Lampertheim, Bürstadter Straße 97

Die niederohmige, symmetrische Einspeisung von Kurzwellenantennen macht bezüglich der Breitbandigkeit Schwierigkeiten. So läßt z. B. ein Gammamatch bei Quadantennen nur eine schmalbandige Anpassung zu. Symmetrierglieder in Form von Ringkernbaluns ergeben bei höheren Spitzenleistungen wegen der Eisensättigung Nichtlinearitäten. Große Ferritringkerne sind nicht billig. Beim Bau einer 3-Band-Quad mit einem Spacing von $\lambda/8$ wurden Guanellaübertrager nach W 6 SAI erprobt, deren Prinzipschaltung **Abb. 1** zeigt.

Die Impedanzmessung der Quad ergab 74 Ω auf Bandmitte und 100 Ω an den Bandenden. Mittels eines 1 : 1-Balun aus CuL Draht und $\lambda/4$ Coaxleitung (60 Ω) wurde die Anpassung auf das 52-Ω-Speisekabel durchgeführt. Gemessenes SWR 1 : 1 in Bandmitte, 1 : 1,2 an den Bandenden. Nach wetterfestem Vergießen der Wicklungen mit Siliconkautschuk war aufgrund des vergrößerten ε zwischen den Windungen die Anpassung verdorben. Die Transformation hatte sich verändert. Nun wurde ein weiterer Übertrager mit handelsüblichem dreiadrigen Flachbandkabel gewickelt und gemessen. Das Übersetzungsverhältnis war 1 : 1. Daraus war zu ersehen, daß sich mittels geänderter Drahtisolation (ε) Guanellaübertrager mit von 1 : 1 abweichendem Übersetzungsverhältnis herstellen lassen. So wurde durch Verwendung von glasseidenisolierten Drähten und der Dreieckswicklung im Querschnitt nach **Abb. 2** ein Übersetzungsverhältnis von 1 : 1,3 (52 Ω auf 75 Ω) eingestellt. Das $\lambda/4$-Stück konnte entfallen. Die Messung ergab in Bandmitte ein SWR von 1 : 1, an den Bandenden von 1 : 1,3.

Ausführung (1 : 1-Übersetzung)

Man verwendet dreiadriges Netzflachkabel mit 3 × 0.75 mm², dessen Adern parallel liegen, und wickelt Windung an Windung auf einen Grundkörper. Die Drahtlänge beträgt $\lambda/10$. Die Drahtenden werden entsprechend Abb. 1 verbunden.

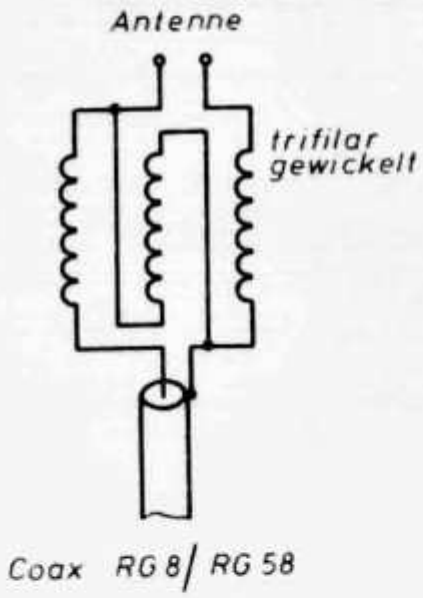


Abb. 1. Prinzipschaltung

Abb. 2. Drahtführung

Vom Trafo zum Ø-V-1

Amateurfunktechnik von Karl H. Hille, DL1VU, 9A1VU

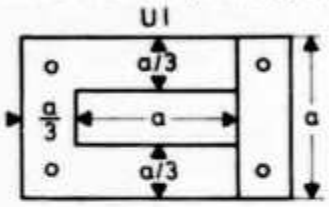
Lösungen der Übungsfragen und Aufgaben:

1. Das C auf der Hochspannungsseite ist 50 nF. 2. Der primärseitige Kondensator hat eine Kapazität von 20 µF. 3. ü = 2 : 1. 4. Die hochohmige Spule hat 170 µH. 5. Am Kollektor erscheint eine Induktivität von 2,5 H. 6. ü = 1 : 20. 7. Die Anpaßwiderstände verhalten sich wie 1 : 9.

Eisenkerne für Netztrafos

Die Blechpakete und ihre Schnitte für Netztrafos sind nach DIN 41 302 genormt. Die Schenkeltype (UI-Schnitt), Bezeichnungen UI 30 bis UI 114 (Abb. 1), hat

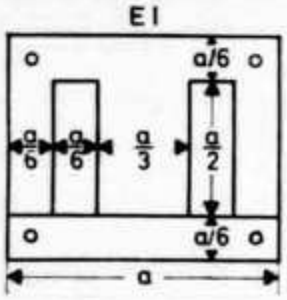
Abb. 1



Abmessungen von a = 30 mm bis a = 114 mm. Die Schichthöhe des aufeinandergelegten Blechpaketes steigt von 16 mm bis 55 mm. Der Querschnitt des Kernes ($A = \frac{a}{3} \cdot$ Pakethöhe) steigt von 1,6 cm² bis 18,7 cm². Damit lassen sich Leistungen von 3,5 W bis 285 W übertragen.

Die Manteltype, breite Form, (EI-Schnitt), Bezeichnungen EI 42 bis EI 150 (Abb. 2), hat Abmessungen von a = 42 mm

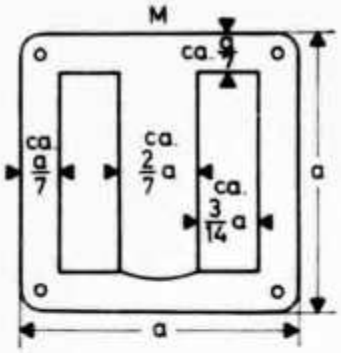
Abb. 2



bis a = 150 mm. Die Schichthöhe des Paketes steigt von 14 mm bis 40 mm. Der Querschnitt des Kernes ($A = \frac{a}{3} \cdot$ Pakethöhe) steigt von 1,95 cm² bis 16 cm². Je nach Größe des gewählten Kernes lassen sich Leistungen von 3 W bis 130 W übertragen.

Die Manteltype, quadratische Form, (M-Schnitt), Bezeichnungen M 42 bis M 102 (Abb. 3), hat Abmessun-

Abb. 3

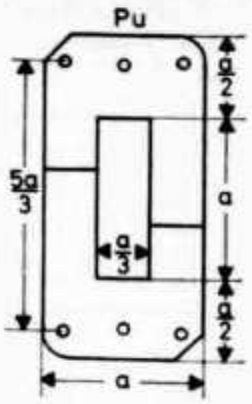


gen von a = 42 mm bis a = 102 mm. Die Schichthöhe der jeweiligen Pakete steigt von 15 mm bis 52,5 mm. Der wirksame Querschnitt des Mantelkernes ($A = \frac{2}{7} a \cdot$ Pakethöhe) steigt von 1,8 cm² bis 17,8 cm², und damit lassen sich Leistungen von 3,5 W bis 185 W übertragen.

Für noch höhere Leistungen gibt es auch größere Bleche, die dann meist im EI- oder UI-Schnitt ausgeführt sind.

Eine neuere Form der Schenkeltype sind die Philbert-Kerne, die sich durch ein sehr geringes magnetisches

Abb. 4



Streufeld auszeichnen. Wie unterscheiden den Pu-Schnitt und den Pl-Schnitt. Die Kennbuchstaben sind aus den Ähnlichkeiten mit den Blechformen

---

Die beschriebenen Übertrager sind auch für die Speisung von Dipolen und Beams geeignet.

Erprobung: 3-Bandquad 20/15/10 m · DL Ø WW
Messung: Antennaskop nach DJ 4 OQ, SWR-Meter Heathkit
Literatur: W. I. Orr, W 6 SAI „All about the Quad"

abgeleitet (**Abb. 4** und **Abb. 5**). Sie sind von P 40 bis P 180 genormt, wobei ihre Abmessungen von a = 30 mm bis a = 135 mm steigen. Ihre Pakethöhen steigen

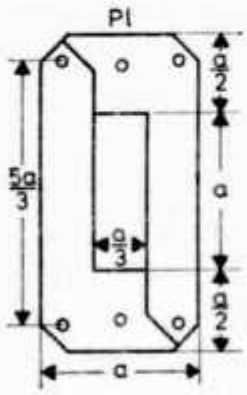


Abb. 5

von 16 mm bis 68 mm. Der Kernquerschnitt (A = · Pakethöhe) steigt von 1,6 cm² bis 30,6 cm², damit können wir Leistungen von 4,5 bis 1900 W übertragen.

Die modernste, beste (und teuerste!) Form des Kernes ist der Schnittbandkern (SM-Schnitt). Bezeichnungen SM 42 bis SM 102b (**Abb. 6**). Er hat Abmessungen von a = 43,3 mm bis a = 102,4 mm und Paketquerschnitte von 1,5 cm² bis 16 cm². Dies erlaubt Leistungsübertragungen von 4,5 W bis 775 W. Das Material der Schnittbandkerne wird zunächst als Band gewalzt und auf Rollen aufgespult, die rechteckig ausgeformt werden. Der rechteckige Bandring wird in zwei U-Schenkel zersägt. Die Schnittstellen werden so präzise nachgeschliffen, daß die Luftspalte bis auf 1/1000 mm zurückgehen. Je zwei solcher Bandringe bilden einen Kern (**Abb. 7**). Sie

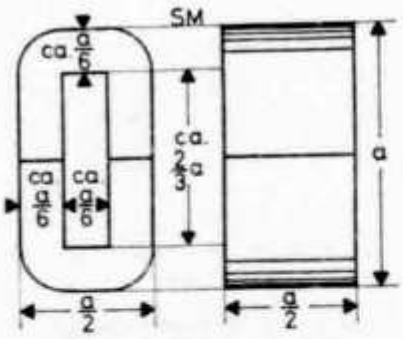


Abb. 6

Abb. 7

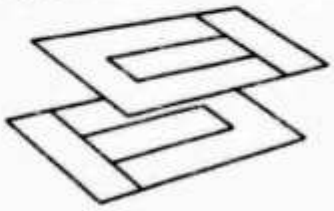


Abb. 8

werden in die Spule gesteckt und mit Epoxy (z. B. Uhu-plus) verklebt oder mit einem Spannband, das einen Druck von > 5 kp/cm² ausübt, zusammengehalten. SM-Kerne können um etwa 50 % mehr belastet werden als EI-Kerne bei gleichem Kernmaterial.

Weil fast alle Kernmaterialien in magnetischer Vorzugsrichtung gewalzt worden sind, ist es sehr nachteilig, wenn die Bleche ausgeglüht oder mechanisch verformt bzw. gebogen werden. Übrigens: Je leichter ein Kernblech bricht, umso besser ist gewöhnlich seine Qualität. Die Zeiten, wo OM Waldheini selber seine Kernbleche schnitt — womöglich noch aus alten Konservenbüchsen — sind vorbei. Beim Zusammenbau der Trafos sind die Bleche jeweils gegensinnig aufeinanderzulegen (**Abb. 8**), damit die Luftspalte versetzt werden und dadurch der Eisenschluß möglichst innig wird.

cq-DL

Transistor Power Amplifiers

Derek Thom, G3NKS, recently drew attention to a Motorola application note: AN-150 "Getting transistors into single-sideband amplifiers." This is a good, if several years old, introduction, but few of the instability problems are discussed. AN-150 is available (one is supposed to write on a company letterhead) from Motorola Semiconductor Products Inc., PO Box 955, Phoenix, Arizona, USA: incidentally, later application notes on various transistor p.a. subjects are AN156, 214, 243, 246 and 282.

Class C amplification is generally less difficult, and a design for a 28-watt input, 17-watt output 14 MHz p.a., using the Mullard BD123, has been appearing in a number of that company's leaflets and publications (but note that due to a misprint some of the leaflets call it a "17W a.m." unit which it is *not*). It can provide 17-watts c.w. *output* with a 28V supply and 1·1 watts drive, some 15-W from 24 V and about 5-W with 12-volts.

The circuit, Fig. , is fairly conventional but is useful since full component descriptions in British units are given. The circuit is matched to a 50-ohm source and load, with the transistor in common-emitter configuration. In the original, the 170 by 240 by 1·5 mm aluminium chassis was used as the heatsink, with the transistor insulated from it electrically with a mica washer, and the chassis bent into a channel section. The value of the base resistor varies from 0 ohms for 12-volt supply to 100 ohms for highest efficiency with 24 or 28 V supplies.

L1 is 7 turns of 18 s.w.g. enamelled copper wire; close-wound and internal diameter 13·5 mm. L4 is 7 turns of 14 s.w.g. enamelled copper, 16·5 mm internal diameter,

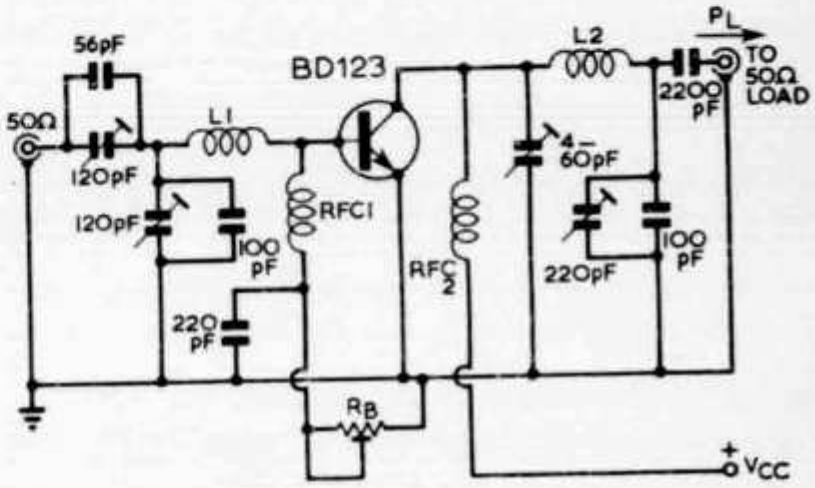


Fig. Transistor power amplifier cable of providing 17 watts c.w. output at 14 MHz.

V_{cc} (V)	R_B (Ω)	P_{dr} (W)	P_L (W)
12	15	0·45	5
24	39	1·1	15
28	47	1·1	17

32 mm length. L2 and L3 are r.f. chokes: L2 10 turns of 24 s.w.g. enamelled copper on Neosid slug (grade 900); diameter 6 mm; length 10 mm. L3 is 32 turns of 27 s.w.g. enamelled copper wire, close wound on air-cored former, diameter 6·4 mm.

A number of Mullard transistor circuits are brought together in a pamphlet TP990 from Industrial Electronics Division, Mullard Ltd, Mullard House, Torrington Place, London, WC1. Also useful is a booklet on the BD121, BD123 and BD124; this is TP888 if you can get hold of it.

A wide range digitally-controlled local oscillator

by P. H. McPHERSON, G3TEL*

SOME years ago, the author first became interested in constructing a transistor receiver covering as much of the high frequency spectrum as possible. At that time, there were several possibilities for the type of front-end to be employed, among which were: (i) a free-running first local oscillator with a fixed i.f.; (ii) a multi-crystal converter followed by a tunable i.f.; (iii) a drift-cancelling system such as the Wadley loop used by Racal.

Due to the many advantages of an electronically band-switched up-converter, an attempt was made to build a transistor equivalent of the Wadley loop, but although it worked after a fashion, it was never good enough to be used in a receiver. The project was then shelved until recently, when the introduction of certain integrated circuits to the consumer market made an entirely different approach possible. This article describes a prototype up-conversion local oscillator with digital control of the stability and frequency which provides the equivalent of three hundred crystal-controlled converters, and suggests an alternative to the conventional tunable i.f. which would normally follow such a system.

Phase-locking by numbers

Almost everyone must, by now, have seen examples of phase-locking, either in operation or in print and Fig 1(*a*) shows a block diagram of the most basic loop, where the oscillator frequency, f_{osc}, is locked to and is the same frequency as some reference frequency, f_r. Although it is possible to lock the oscillator to multiples and sub-multiples of the reference, the basic loop is rather inflexible as a generator of frequencies. The introduction of a frequency divider into the loop (Fig 1(*b*)) immediately allows a range of spot frequencies to be generated. Every time the integer, N, by which the oscillator frequency is divided, is changed, the loop adjusts f_{osc} until $\frac{f_{osc}}{N} = f_r$. Complete ic systems of this sort are available from manufacturers such as Motorola and Signetics, but suffer from the disadvantages of square wave output and frequency ranges which are not well placed for this particular application.

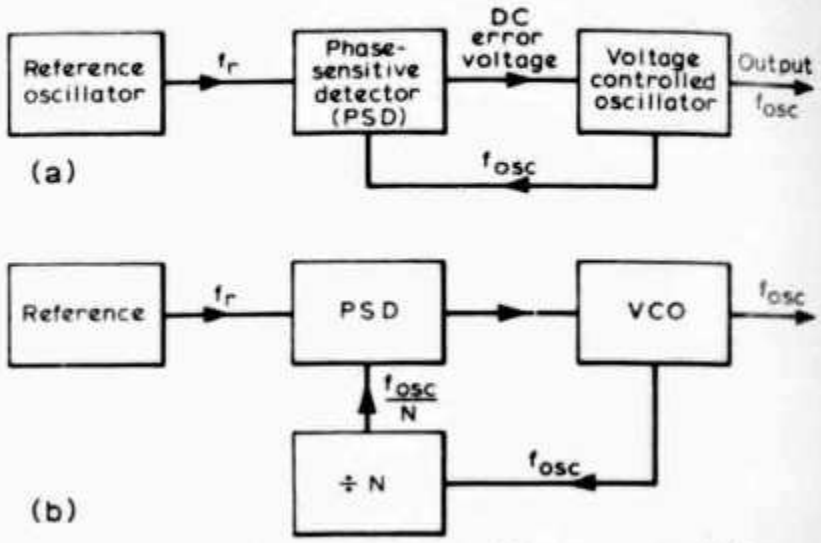


Fig 1. (a) Basic phase-locked loop, (b) programmable loop

The basic system

A mixture of analogue and digital circuitry can be used to produce a programmable loop similar to that in Fig 1(*b*). It was decided that the receiver should have nearly three hundred consecutive 100kHz bands from 0·1MHz to 30·0MHz, with a first i.f. of approximately 41MHz. This means that the local oscillator must lock every 100kHz from 41·1MHz to 71·0MHz.

The reasons for choosing this operating range are as follows:

(i) A lower range, eg 9–39MHz, would mean large changes in oscillator amplitude and/or one or more band changes. The output of a 41–71MHz oscillator can be made reasonably constant in amplitude.

(ii) It is intended that the first mixer in the receiver will be a Plessey type SL640 with a quoted upper frequency limit of 75MHz. An i.f. of 41MHz is therefore a compromise between the limits imposed by specification and components.

A block diagram of the basic system is shown in Fig 2. The oscillator frequency is first divided by 10, as the divide-by-N circuit has a maximum operating frequency of approximately 10MHz. To lock the oscillator every 100kHz requires the divide-by-N circuit to produce a 10kHz output while the loop is locked. The value of N must therefore be any

* 17 Christchurch Road, Malvern, Worcs

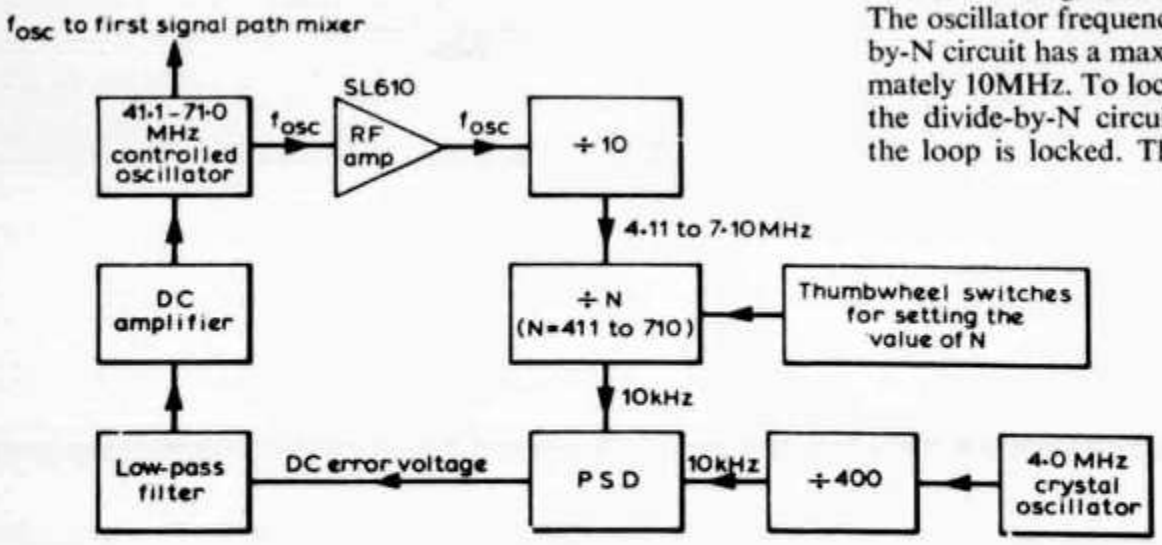
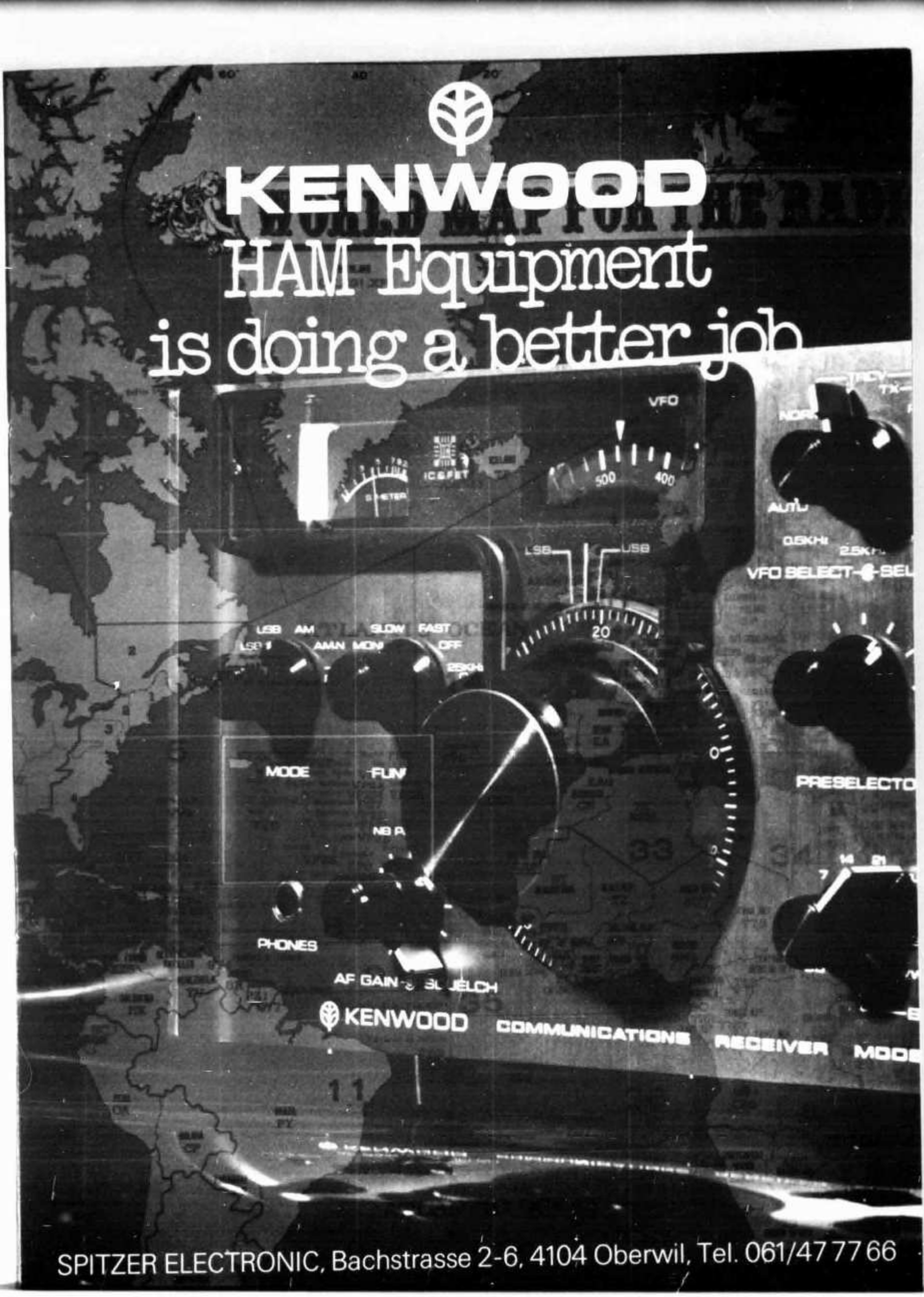


Fig 2. Basic locked oscillator circuit with 100kHz channel spacing



SPITZER ELECTRONIC, Bachstrasse 2-6, 4104 Oberwil, Tel. 061/47 77 66

Der volltransistorisierte Empfänger R-599S, mit Anschluss für Netz und Batterie, bringt ausser den üblichen Bändern von 80 - 10 m auch noch das 160 m Band, dass 11 m CB Band, die 10 MHz Standardfrequenz und, als grosses Plus, das UKW 2 m Amateurband. Vier umschaltbare Bandbreiten von 0,5 kHz bis 25 kHz für SSB, CW, FM, AM und RTTY. Optimale Empfindlichkeit und Kreuzmodulationsfestigkeit dank fortschrittlicher Dualgate MOS-FET Bestückung. Ultrastabiler VFO mit Präzisionsantrieb und 1 kHz Ablesegenauigkeit. Viele wertvolle Besonderheiten wie RIT Feinabstimmung, Noise Blanker, Squelch, Eichmarkengeber, umschaltbare AGC, variable AGC, stufenlose HF-Regelung und hochwertige ZF Kristallfilter sind vollständig eingebaut. Ein semiprofessioneller Doppelsuper der Spitzenklasse mit universellen Eigenschaften.

KENW
SERIE

Die KW S
der unbeg
Möglichk

bestehend aus getrenntem S
ausgestattet mit jedem Komfort und
präsentiert sich jetzt im n

WOOD

E 599S

Station
egrenzten
chkeiten

ntem Sender und Empfänger,
rt und höchster technischer Perfektion,
zt im neuen Cockpit-Look.

Der Sender T-599S hat eine eingebaute Stromversorgung und ist bis auf Treiber- und Endstufe transistorisiert. Mit dem Empfänger gekoppelt ergeben sich vielseitige Möglichkeiten für echten Transceivebetrieb mit beiden VFO's oder quarzgesteuert (auch im 11 m Band). Alle Bänder von 80 - 10 m in SSB, AM und CW. Über 100 W Ausgangsleistung aus ventilierter Endstufe mit 2 x S2001. Viele Extras wie VOX, ALC, Antitrip, Monitoring und Transverterausgang etc..

Verlangen Sie den illustrierten Sonderprospekt der Linie 599S.

R-599S Fr. 1 990.–
T-599S Fr. 1 990.–
S-599 Fr. 100.–

SONDER-ANGEBOT

Zwei ausgezeichnete KW Transceivers zu erstaunlich günstigen Preisen:

TS-515

Alle Bänder 80 - 10 m SSB und CW 180 W PEP Input. Hervorragender Empfänger.

Nur **Fr. 1 250.–**

TS-515S

Mit 450 W PEP der stärkste KENWOOD Transceiver. Empfänger mit eingebautem Noise Blanker.

Nur **Fr. 1 450.–**

PS-515

Netzteil mit Lautsprecher zu obigen Transceivers.

Nur **Fr. 350.–**

12 Monate Garantie und erstklassiger Service. Verlangen Sie den illustrierten Prospekt mit Datenblatt.

SPITZER ELECTRONIC

Bachstrasse 2-6, 4104 Oberwil, Tel. 061/47 77 66

whole number between 411 and 710. The diagram also shows the crystal standard to be 4MHz. This is not essential as long as the standard used can be divided down to 10kHz (f_r) for comparison in the phase-sensitive detector. It is of course possible to have a different spacing between the oscillator spot frequencies, eg for 200kHz spacing the standard frequency would be divided down to 20kHz and N would run from 205 to 355. For 1MHz spacing, f_r would be 100kHz and N would run from 1 to 29, etc.

Further additions

There are many alternative ways of obtaining the final i.f. when employing a first local oscillator which has a fixed frequency. Normally, this entails a tunable i.f. somewhere in the signal path. A method which is perhaps not so obvious is to make the 41–71MHz local oscillator interpolate between (or even beyond) two of its consecutive spot frequencies. This is shown in Fig 3, and for reasons given later is the method of interpolation which has been chosen for the prototype circuit.

overlapping the band edges. The method chosen ensures that the hundreds-of-kilohertz digit changes automatically when overlapping either end of the band in use. Any method using variable second or third local oscillators must either do without this facility or must include extra logic circuitry to do the job.

(ii) The frequency of Osc II has been chosen so that the integer N as set up always indicates the lower edge of the band in use in hundreds of kilohertz, eg 141 for the 14·1–14·2MHz band. This avoids the need for mental gymnastics when setting up N for a particular band.

(iii) The second local oscillator frequency may now be generated as a spot frequency and this is conveniently done by multiplying the 4MHz standard by eight to 32MHz, which produces a second i.f. on 9MHz, ideal for a good quality crystal filter.

(iv) The fact that the interpolation is performed in a part of the circuit well away (electronically) from the signal path means that there is less chance of generating spurious responses as might be the case with other methods.

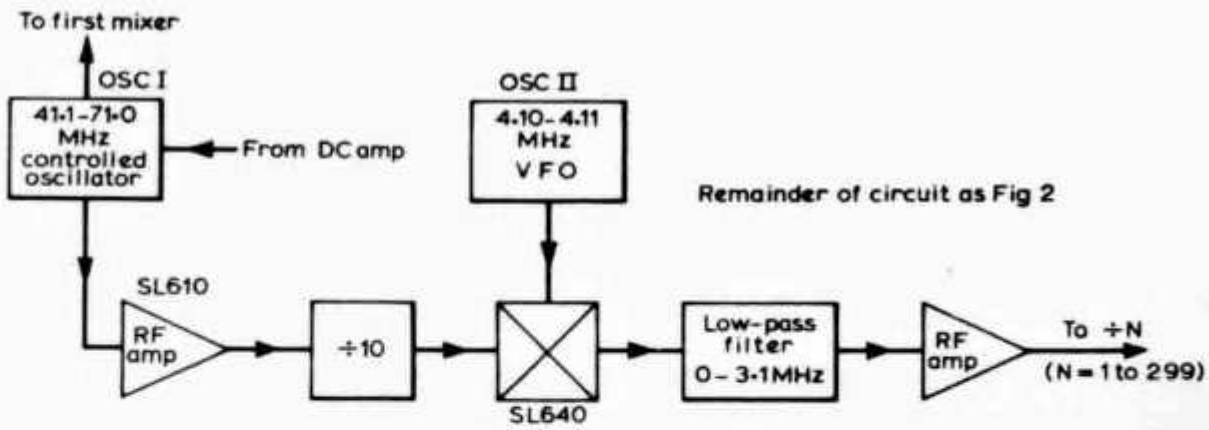


Fig 3. Suggested method of obtaining interpolation

A double-balanced modulator, in this case a Plessey type SL640, is inserted into the loop after the divide-by-ten, and a vfo tuning 4·10–4·11MHz is mixed with the 4·11–7·10MHz output. The 0·01–2·99MHz thus obtained is fed through a low-pass filter and amplifier to the rest of the original circuit. As far as the loop is concerned, it only has control over Osc I (Fig 3) and if Osc II is tuned, the loop will adjust the frequency of Osc I to maintain a constant frequency to the phase-sensitive detector. Thus Osc I is made to track Osc II, but note that due to the divide-by-ten circuit, every 1Hz change in Osc II will cause a 10Hz change in Osc I, calling for a high degree of stability in Osc II. This, in fact, determines the overall frequency stability of the whole system, assuming that the reference oscillator is accurate. There is an obvious application here for a good vxo and a tuning range of 10kHz (or 12kHz for some band edge overlap) should just about be possible at 4MHz.

Several advantages are gained by using this method of interpolation:

(i) It is intended to use a digital display on the front panel of the receiver, and if the counter is attached to the output of the divide-by-ten circuit and is offset by 4·1MHz it will always read the frequency to which the front-end is tuned. If interpolation is accomplished with a variable second or third local oscillator, a counter which displays the complete frequency to which the receiver is tuned has to obtain its information from two oscillators and then combine this in a single display. Perhaps more important is the problem of

(v) The bandwidth can be made as narrow as required immediately after the first mixer. Unfortunately, with conventional tuned circuits this may not be less than about 100kHz in bandwidth, although it is possible that a crystal filter could be used.

It is not necessary to adhere strictly to the frequency range quoted for Osc I of approximately 41–71MHz. The choice of the lower limit of this range virtually determines what the first i.f. frequency will be, but what must be borne in mind is that the 3·1MHz low-pass filter in front of the divide-by-N circuit can become less effective in rejecting this (divided by 10) lower limit which will inevitably leak through the double-balanced mixer in the interpolation section. For example, if Osc I should have a chosen range of 33–63MHz, the 3·3MHz output of the divide-by-ten (possibly as high as 3·6MHz) may pass through the 3·1MHz lpf, with sufficient amplitude to cause trouble with the waveform to the divide-by-N circuit. Any reduction in the bandwidth of the 3·1MHz lpf to counteract this will, of course, reduce the range over which Osc I can operate. Let us say, then, that the lower limit of Osc I, and hence the first i.f., should not be below approximately 37MHz due to the low-pass filter restriction. What then of the upper i.f. limit? Let us suppose that a range is chosen for Osc I of 50–80MHz. This gives a first i.f. around 50MHz and a range of 5–8MHz to the interpolation circuit mixer. Now in order to maintain our range of N of 1–299 for ease of bandsetting, the frequency of Osc II must be increased to the region of 5MHz, which, bearing in

mind the stringent stability requirement mentioned before for this oscillator, would seem to be a retrograde step. However, a vxo becomes even more possible as one raises this frequency because the percentage change required is reduced. Remember that the suitability of the first mixer in the receiver for use with frequencies above 70MHz is in doubt if the best possible performance is required, and something other than the Plessey SL640 or SL641 may be advised. Assuming, though, that the first mixer has adequate bandwidth, the range of Osc I could be raised until the limit of operation of the divide-by-ten was reached (about 125MHz is quoted as the maximum clock input frequency for the SN74S112).

Thus we have a range of possible first i.f.s from 37MHz upwards and it should therefore be possible to "fit" the first i.f. to any good selectivity filter that may be available. The author believes that such filters are in fact manufactured or can be built with crystals, but regrettably has no information or experience of such, and would welcome any comments from readers on the subject.

Circuit details

Fig 4 shows the circuitry from the reference oscillator through the phase-sensitive detector (psd) to the dc amplifier. Wherever possible, integrated circuits have been used and the reference oscillator is basically two of the NAND gates in a Texas SN7400 ic, with the other two gates used as buffers. The crystal employed in this circuit (which must have a low series resistance at its resonant frequency) is enclosed in an evacuated glass envelope and provides excellent frequency stability. Fine adjustment of the frequency can be obtained using the 3–30pF beehive trimmer in series with the crystal. The 4MHz output is fed to an SN7473 dual J-K flip-flop connected as a divide-by-four, and the 1MHz obtained is then divided down to 10kHz using two SN7490 decade counters to divide by 100. This 10kHz is the reference frequency for the psd. The 10kHz may, of course, be divided further to provide gating waveforms for a display counter or clock.

The psd is one gate of an SN7402 quad NOR gate ic. If two square waves of nearly equal frequency are fed to the two inputs, the output from the gate is a pulse-width modulated waveform with the modulation frequency equal to the difference of the two inputs. Passing this output through a low-pass filter produces the mean value of the pwm waveform which is a triangular wave varying between approximately 0V and half the pwm waveform amplitude (for square wave inputs). As the input frequencies get closer and closer, the triangular waveform frequency decreases accordingly until, when the inputs are exactly the same, (eg when the phase-locked loop is operating) the output from the low-pass filter is a dc level representing the phase difference between the two inputs. There are thus two linear characteristics of different senses available for the loop to choose from (each side of the "triangle") and the loop chooses automatically because only one characteristic has the correct slope to give a stable, locked system.

The low-pass filter on the output of the psd is a very important part of the loop, and under certain conditions of loop operation must be designed with care. In this application, however, there is a certain amount of leeway. The primary requirement of the filter is to remove as much as possible of the psd input components, ie 10kHz, which would otherwise frequency modulate Osc I. Obviously the lower the cut-off frequency of the filter, the more effective it becomes

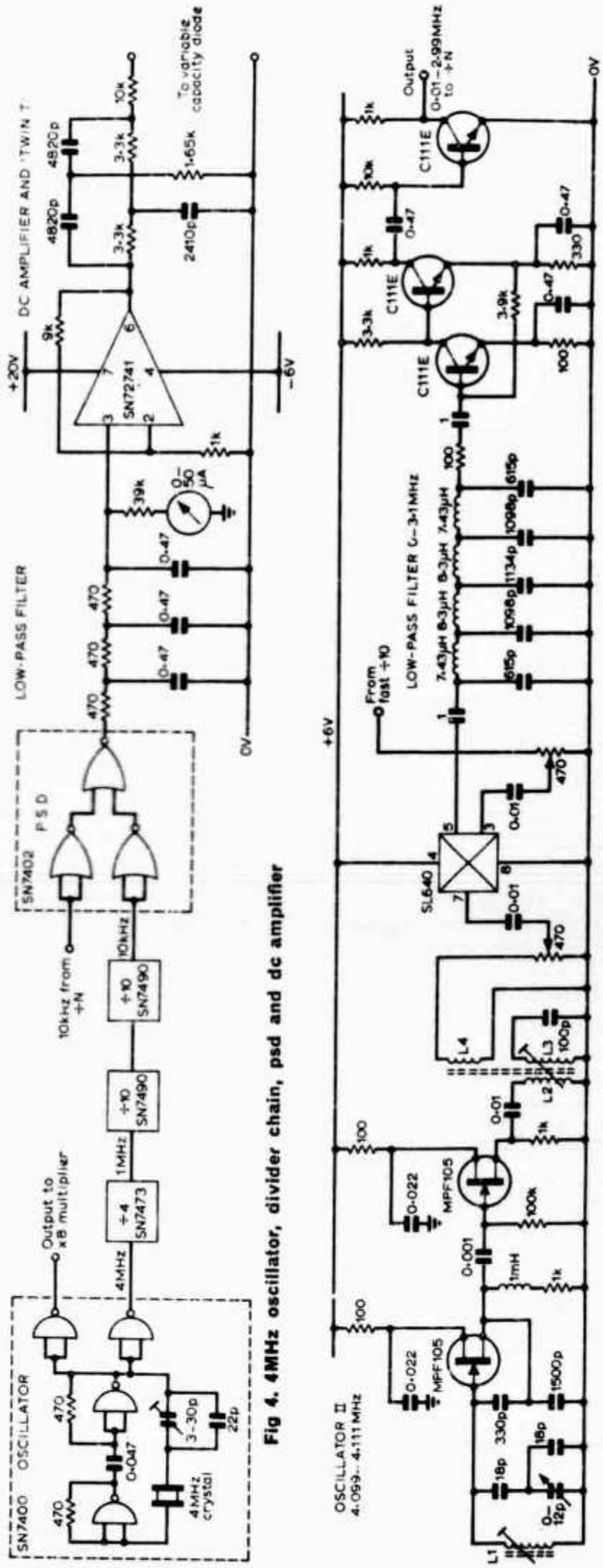


Fig 4. 4MHz oscillator, divider chain, psd and dc amplifier

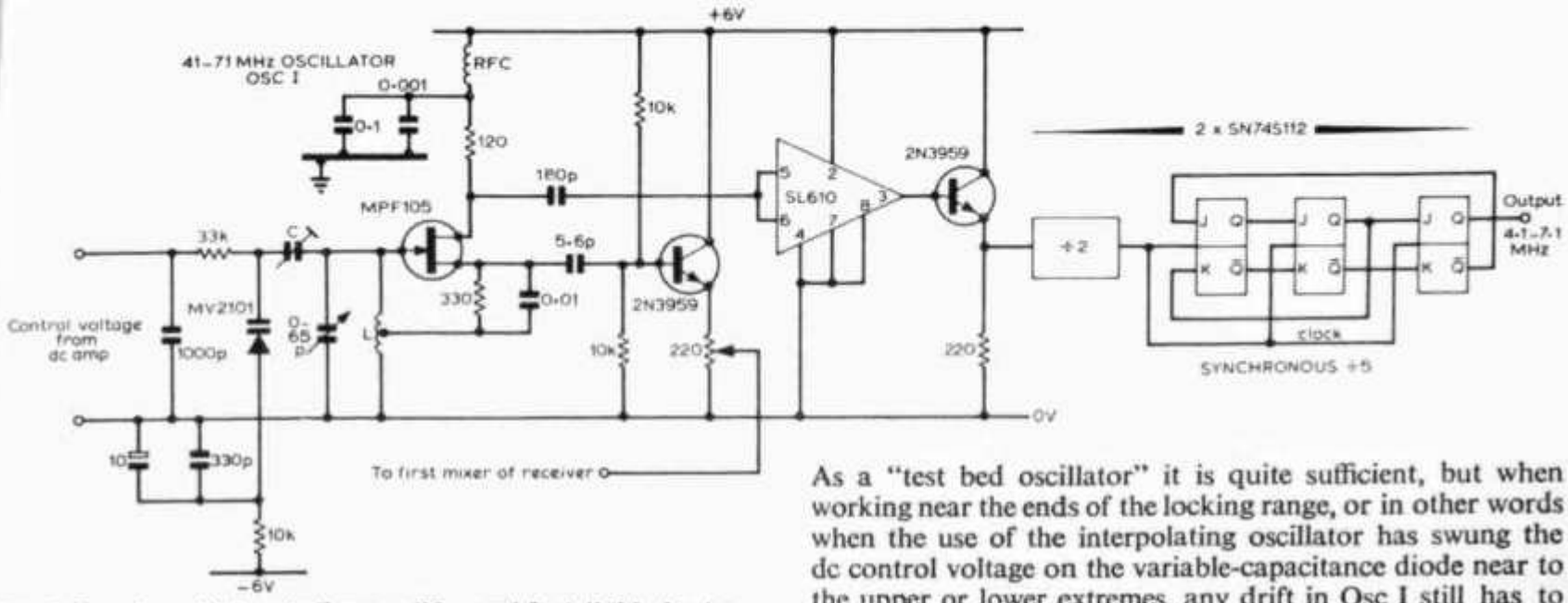


Fig 5. Local oscillator, buffer amplifier and fast divide-by-ten. See text for C. L is four turns 18swg wound on ¼in drill and spaced ¼in long

in this respect, but there is a practical limit to this for the following reasons:

(i) The filter determines the "loop bandwidth" and hence the ease with which the voltage-controlled oscillator may be re-locked when changing bands. Too low a filter cut-off may even make re-locking impossible.

(ii) A filter with a low cut-off is slow to respond to change. Thus there comes a point where the tuning rate of the interpolation is too fast for the loop to follow, resulting in the loop unlocking.

(iii) Too narrow a loop bandwidth means that the loop may not be able to respond to, and therefore control, microphony and noise sidebands from the oscillator itself.

Ideally, then, the filter must have a wide enough response to avoid the above snags while still maintaining a good attenuation of the psd input frequencies. One way of alleviating the problem is to raise the input frequencies, for example to 50kHz, which of course means that Osc I runs in 500kHz bands instead of 100kHz, and this necessitates other changes to the system. Another method is to follow the low-pass filter with a notch filter tuned specifically to 10kHz (see below) which helps to remove 10kHz ripple without substantially reducing the filter bandwidth. The slightest amount of 10kHz (or 50Hz) ripple on the dc control voltage to Osc I causes frequency modulation of the oscillator output to occur and it is worth taking extra care over the low-pass filter and subsequent dc path, to reduce this as much as possible.

The output from the low-pass filter has a range of 0·1–2V, approximately, and to improve the control which the loop has over Osc I, this is amplified to a range of 1–20V using an operational amplifier, which in this case is a Texas type SN72741L. This amplifier is immediately followed by a twin-T notch filter tuned to 10kHz to reduce further any residual 10kHz ripple from the psd. The output from the twin-T then goes to the variable capacitance diode in Osc I.

Fig 5 shows Osc I, the buffer amplifier and the divide-by-ten circuit. The oscillator is a straight-forward Hartley type which was chosen for simplicity more than anything else.

◀ *Left*—**Fig 7. Interpolation circuit. L1 is 20 turns 28swg on Aladdin F804 former. L2, L3 and L4 are respectively eight, 13 and 10 turns of 28swg close-wound on Aladdin former**

As a "test bed oscillator" it is quite sufficient, but when working near the ends of the locking range, or in other words when the use of the interpolating oscillator has swung the dc control voltage on the variable-capacitance diode near to the upper or lower extremes, any drift in Osc I still has to be compensated for by the loop. Thus, if the correction is in the wrong direction, it may be sufficient to push the dc beyond the end of the characteristic, thereby unlocking the loop. So it is therefore worthwhile spending a little time with Osc I in the free running state, reducing the drift rate as much as possible. In fact, anything to improve the quality of the oscillator before introduction to the loop is worthwhile, and there is no reason to ignore the usual rules of oscillator construction.

The variable-capacitance diode is a Motorola MV2101 which has a nominal capacitance of 6·8pF at a reverse voltage of 4V. The diode in the circuit has a permanent reverse bias of 6V plus whatever the dc control voltage happens to be. This is well within the maximum rated reverse voltage of the diode, with a bit to spare for the added rf. The diode is joined to the oscillator tuned circuit by means of a uhf ceramic trimming capacitor (C in Fig 5) of approximately 0–5pF (type number not known). Adjustment of this trimmer allows the amount by which the oscillator frequency is pulled by a given dc control voltage change to be set as desired.

No mention has been made yet of what happens to the loop, and in particular to Osc I, when N is changed from the band number in use. The answer is that the loop unlocks, and Osc I becomes free-running. It must then be re-locked by adjusting the tuning capacitor of Osc I. It is hoped that sometime in the future an electronic means can be developed for this coarse tuning, but unless it can be done in a fairly simple fashion it may not be worthwhile.

The buffer amplifier is a wide-band Plessey type SL610 with a voltage gain of 10, which was included to ensure that the divide-by-ten circuit always has sufficient drive over the entire frequency range and to isolate the oscillator from any possible transients which the divide-by-ten may produce. The divide-by-ten itself consists of a pair of dual J-K flip-flops of the Schottky clamped ttl variety (Texas SN74-S112). The first flip-flop acts as a divide-by-two followed by the other three in a synchronous divide-by-five configuration.

When the circuit is used to generate spot frequencies (ie without the interpolation facility) the output from the divide-by-ten is fed straight into the divide-by-N without interfacing. Fig 6 shows the circuitry involved in the divide-by-N, which consists of three SN74192 up/down counters in series. Each counter is associated with a thumbwheel switch

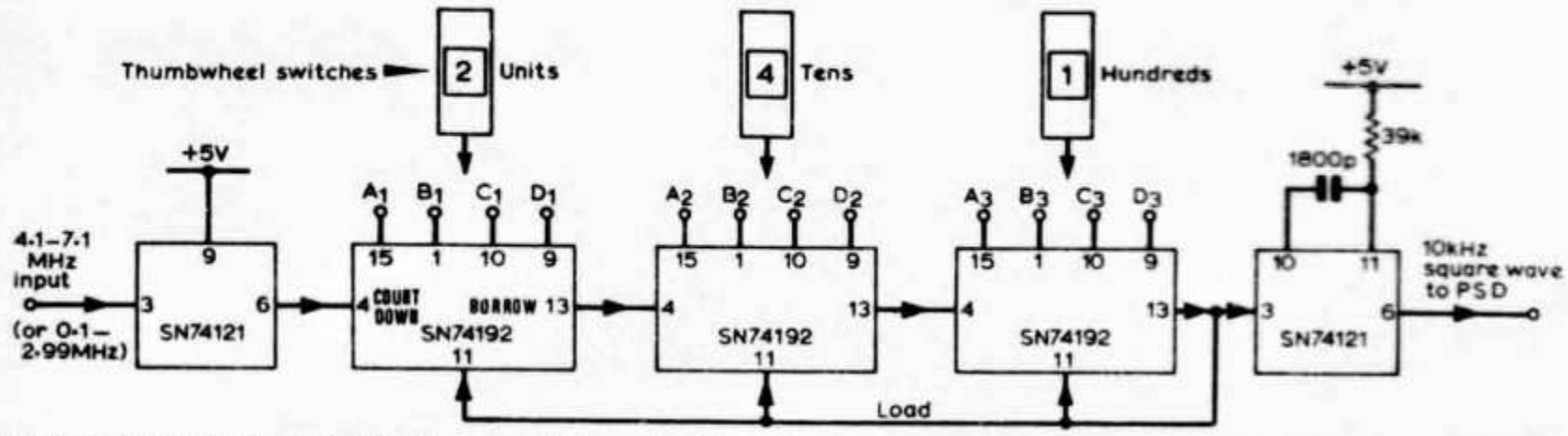


Fig 6. Divide-by-N circuit divides by any whole number from 1 to 999 at speeds of up to 10MHz with SN74121 input or 8MHz without

on the front panel—one for units, one for tens and one for hundreds. N is set up on these switches and on the command of a load pulse, N in binary coded decimal is loaded into the counters. For every input pulse arriving from the divide-by ten, this loaded number is reduced by one. When all three counters have reached zero (ie after N input pulses) a load pulse is generated and the sequence starts again. As one load pulse is produced for every N input pulses, the load pulse may also be used as the output. Fig 6 shows that as well as the three counters, there are also two SN74121 pulse generators. The one on the input to the divide-by-N merely helps to extend the frequency range of the counter, while the one on the output stretches the narrow load pulse to a width of 0·05mS, producing a square wave at 10kHz as required by the psd.

Finally, the circuitry for interpolating is shown in Fig 7. This consists of the interpolation oscillator, a double-balanced mixer and low-pass filter. The oscillator tunes nominally from 4·10–4·11MHz, which, as explained before, produces a 100kHz change in Osc I. In fact the range is 4·099–4·111MHz, giving a 10kHz overlap at the band edges. The capacitor C in Osc I is adjusted so that tuning Osc II over its full range causes the dc control voltage to move approximately from two to 18V at 41MHz (this voltage swing will decrease as the frequency of Osc I increases). It was found that unless one of the input waveforms to the double balanced mixer was extremely pure, mixing of harmonics caused intolerable modulation of the output waveform, as did overdriving the mixer. This is the reason for the tuned circuit on the oscillator output. It is also the most convenient place, as the fixed tuned circuit has the necessary bandwidth at this point whereas a tunable filter would probably be required on the divide-by-ten output. The Tchebychev low-pass filter cuts off at 3·1MHz and further attenuates any of the original frequencies which get through the double-balanced mixer. A wide-band feedback-pair amplifier and emitter follower bring the required mixed product up to a suitable level to drive the divide-by-N.

Construction

Ideally, all the ttl ICs should be on printed circuits, but failing this, Veroboard is a good compromise having been used successfully for some of the prototype circuits. All the circuits have been built onto the *lids* of die-cast boxes. This means that the box can be permanently screwed down while allowing the lid, circuits and all connections to be lifted clear. Inter-box connections are by BNC type plugs and 50Ω coaxial cable. All the supplies in use are electronically regulated in an attempt to get rid of hum problems before they occur. It goes without saying that mechanical rigidity and the best screening possible are necessary, especially in and around Osc I. Another important region is the dc control path. A change of 1mV will move the frequency of Osc I by about 10Hz at 40MHz (and correspondingly more at 70MHz) so it requires very little pickup on this line to produce unwanted frequency modulation of Osc I.

Conclusion

The local oscillator described here is intended for use with an ssb receiver, built with the Plessey SL600 series of amplifiers and balanced modulators. Considering the ease with which one may construct the signal path using the SL600 modules, it is fair to ask why there is a need for a local oscillator of such complexity. One answer is that a good quality, accurate, general coverage receiver can be used for other things beside listening to amateur signals. For example, it can be used as a frequency meter or spectrum analyzer of sorts, and of course any tunable i.f. is available for converters etc. Nevertheless, it is a major project and the integrated circuits alone cost over £20 at present. Anyone who contemplates constructing such a system will find of great value a valve voltmeter with vhf probe, an oscilloscope with at least 3MHz bandwidth, and a digital frequency meter or some other accurate frequency measuring device.

Component supplies

All the digital integrated circuits described in the article are obtainable from Quarndon Electronics Ltd, Slack Lane, Derby, together with data sheets. Alternatively, information on all Texas ICs (digital) is contained in *Texas Instrument Semiconductor Component Data Book Two*. This includes pin connections, circuit descriptions and all necessary design information and is available from Texas Instruments, Manton Lane, Bedford, (for a fee).

The Plessey range of SL600 ICs is obtainable from SDS Ltd, Hilsea Industrial Estate, Portsmouth, Hants, together with data sheets.

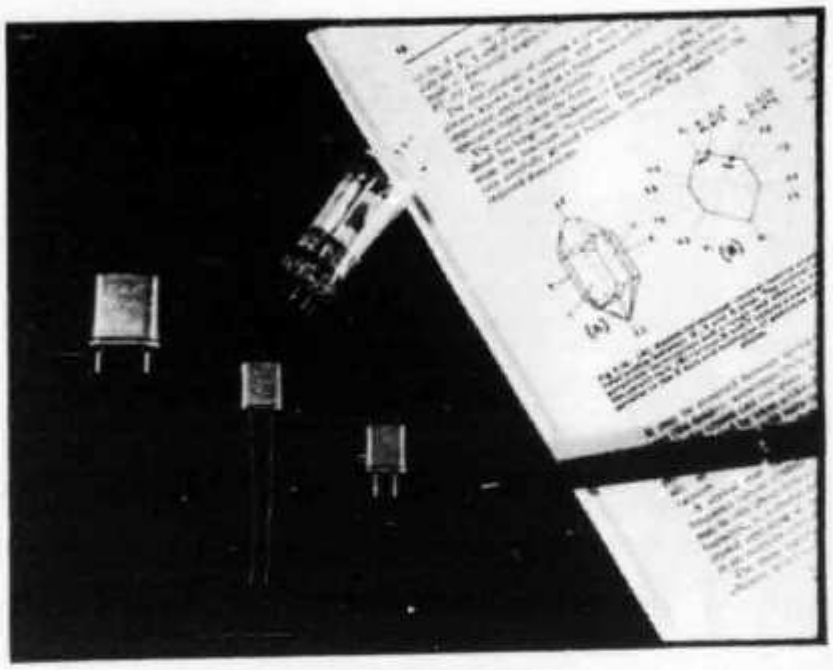
Bibliography

[1] Bryant, J. M., "Using SL610, SL611, SL612 rf amplifiers", *Radio Communication*, Feb 1971.

[2] Bryant, J. M. "Using the SL640 and SL641 double-balanced modulators", *Radio Communication*, Nov 1971.

The crystal oscillator is an important concept in radio technology. The object of this article is to present up-to-date circuits for crystal oscillators using solid state devices, and show how the different frequency ranges are covered.

The article first appeared in the November 1972 issue of *Electronics Australia*, and is reproduced here by courtesy of the editor.



On the right are some of the quartz crystal packages currently available in this country. The glass evacuated bulb has a B7G base, and exhibits a good resistance to temperature effects; the metal can types (l to r: HC-6U, HC-18U with fly leads, HC-18U) score where space is at a premium

Quartz crystal oscillator circuits

by JOHN FOSTER and DAVID RANKIN *

ANYONE who is interested in electronics sooner or later comes across a component called a quartz crystal. Particularly in the specialized field of communications, the quartz crystal assumes a most important role as a precision frequency control element.

It is interesting to note that of all physical phenomena known to man, the one that can be measured most accurately today is frequency, and one of the most accurate frequency sources is the caesium beam frequency standard. However, even in this device the output signal is actually generated using an ultra-precise quartz crystal. The final accuracy is achieved by comparing the crystal frequency with an atomic resonance associated with the element caesium.

Unfortunately, despite the importance of quartz crystals, there is a widespread lack of knowledge concerning their use—among not only hobbyists but also professionals. It is hoped that this article will help to remedy the situation.

Crystal types

There are several ways of classifying crystals—three that come readily to mind are type of cut, mode of vibration and frequency range. As a starting point, though, the "type of cut" classification is as good as any. The commonly produced cuts are as follows:

(a) The bimorph, duplex bar, or JT cut plate—for the frequency range 400Hz to 10kHz.
(b) The XY flexure plate—for the frequency range 1·5 to 10kHz.
(c) The NT cut flexure plate—for the frequency range 3 to 100kHz.
(d) The +5°X bar—for the range 40 to 150kHz.
(e) The GT cut plate—for the range 90 to 200kHz.
(f) The CT and DT cut plates—for the frequency spectrum 100 to 550kHz.
(g) The AT plate—to cover the range 950kHz to 105MHz and above.
(h) The BT cut plate—to cover the range 3 to 30MHz.

It should be noted that these ranges are the "possible" ones, but many manufacturers restrict the ranges they offer for practical (usually economic) reasons.

The very low frequency crystal cuts, the JT, XY and NT, are quite specialized devices that have up to four separate connections for one crystal. They are unlikely to find any use outside some quite well-defined professional applications and consequently will not be considered in this article.

Similarly, the GT cut crystal plate is for specialized frequency standard applications and will not be discussed further as it is now an obsolete type.

The other four classes of crystal unit are fairly common, with the AT type in either the fundamental or overtone mode being the most widely used.

Suitable modern oscillator circuits designed for these common types of crystal will now be discussed. Most of these are designed to treat the crystal unit as a low-impedance device—ie operate it in the series resonant mode—and this approach tends to be favoured by crystal manufacturers because it gives reliable and non-critical operation. However, it should be emphasized that the circuits are presented mainly for guidance, and other configurations can also be quite satisfactory.

* 1879 Malvern Road, East Malvern, Victoria, 3145, Australia

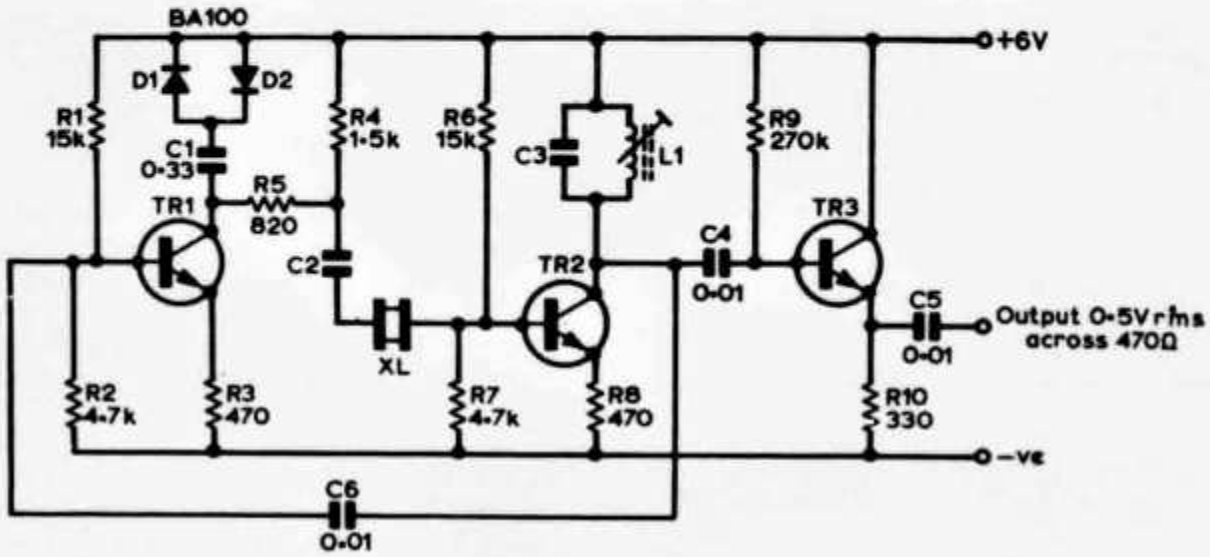


Fig 1. Recommended oscillator circuit for 50–150kHz, +5°X bar crystals

Notes on component values—Fig 1

TR1, TR2, TR3	BC108 or similar.
D1, D2	BA100 or similar.
XL—Crystal unit	QC2 for 55–65kHz QC3 for 65–85kHz QC13 for 85–150kHz
L1	800–2,200μH 520 turns 37swg enam wound on 7·62mm dia former with Neosid F25 core.
C2	For crystals calibrated at series resonance C2 = 1,000pF. For crystals calibrated at parallel resonance, C2 = specified load capacitance of 30, 50 or 100pF. Adjust L1 for max output with parallel resonant crystals or for nominal frequency with series resonant crystals.
C3	For 50– 75kHz, C3 = 0·01μF, 70–100kHz, C3 = 0·004μF, 100–150kHz, C3 = 0·0022μF.

Crystal units of the +5°X bar type are usually manufactured to cover the frequency range 50 to 150kHz. The +5° bar operates on its fundamental mode with a longitudinal vibratory motion.

The physical size of crystals at these frequencies is relatively large and unless care is taken to maintain crystal power dissipation below the permissible limit of 0·1mW (100μW) there is a probability that mechanical stresses will be set up which will result in the complete destruction of the quartz bar. Oscillator circuits designed for crystals of this type should therefore preferably employ some positive amplitude-limiting device for the protection of the crystal.

The 50 to 150kHz range

It is necessary when selecting suitable oscillator circuits to take into account the possibility of the crystal being excited into modes of oscillation other than the intended one. For this reason, frequency selective components should be employed in the circuit to maintain oscillation at the intended frequency.

The accompanying circuit (Fig 1) has been found to be satisfactory in all respects and is recommended for +5°X bar crystals in the 50 to 150kHz range.

Because the 5°X cut exhibits a maximum turnover temperature of +45°C, it is recommended that for best frequency stability of an ovened crystal, the oven temperature be as close to 45°C as possible. Over the temperature range of −20 to +70°C this type of crystal will remain typically within 0·015 per cent of its frequency at 23°C.

The usual holders available for this class of crystal are the British style F, a glass evacuated bulb with a B7G base, or the USA type HC-13U metal can which is an elongated version of the USA HC-6U can (British style D). The metal can is a little smaller in volume but the glass holder has the advantage that because of evacuation the crystal unit will exhibit a lower series resistance, ie higher activity.

The 150 to 500kHz range

Quartz crystal plates cut at the appropriate angles and mounted in a suitable fashion may be made to vibrate in a face shear mode. The two most useful cuts of this class are known as the CT and DT. The CT is useful over the frequency range 300 to 550kHz and the DT 150 to [illegible]

The crystals may be specified for operation in either a series or a parallel resonant circuit. However, crystals finished to the correct frequency for a parallel condition may be satisfactorily used in a series resonant circuit when a capacitor equal in value to the nominated load capacitance is placed in series with the crystal unit.

The recommended circuit shown in Fig 2 may be used with crystals calibrated for either the series or parallel resonant condition.

With crystals of CT or DT cut, it is preferable to employ an oscillator which has frequency selective components other than the crystal in order to prevent any tendency for the crystal to oscillate in a different mechanical mode and frequency from that intended. The principal unwanted mode is usually of the order of twice the frequency of the wanted mode. This fact is not generally known but there is no

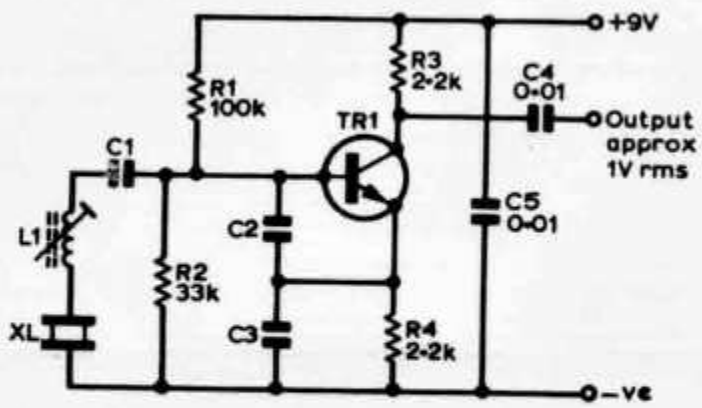


Fig 2. Recommended oscillator circuit for 150–500kHz

(See over page for notes on components.)

Notes on component values—Fig 2

TR1 BC108, SE1002 or similar.

L1 33swg enam wound on 7·62mm dia former with Neosid F25 core. For frequencies between 150 and 300kHz, L1 should be 800–2,200μH, or 520 turns. For frequencies between 300 and 550kHz, L1 should be 360–960μH, or 280 turns.

C1 For crystals calibrated at series resonance, C1 = 0·01μF. For crystals calibrated at parallel resonance, C1 should be equal to the specified load capacitance, typically 30, 50 or 100pF.

C2, C3 For CT cut crystals, C2 = C3 = 680pF. For DT cut crystals, C2 = C3 = 1,000pF.

doubt that the use of aperiodic (untuned) circuits can give rise to troublesome frequency problems.

Crystal units in the range 200 to 550kHz are usually available in the well-known metal holder type HC-6U (British style D) although the flying-lead version of this holder (HC-33U) can be obtained to order. In addition, the British style E holder—a glass evacuated bulb with a B7G base—can be obtained, with the advantage that frequencies in the range 150 to 200kHz may also be supplied.

Typical frequency v temperature performances of these classes of crystals are as follows:

CT: ±0·02 per cent over the range −20° to +70°C or ±0·006 per cent over the range 0° to 60°C.

DT: ±0·01 per cent over the range −20° to +70°C or ±0·005 per cent over the range 0° to 60°C.

The CT cut plate, and to a lesser extent the DT cut plate, exhibit a tendency for the series resistance to increase at high temperatures, so it is recommended that these types of crystal are not operated at temperatures higher than +70°C.

The 0·95 to 21MHz range

Crystal units manufactured for the frequency range 950kHz to 21MHz generally have an AT cut quartz plate operating in its fundamental mode. Over this frequency range, crystals may be specified for operation in either a series (resonant) or parallel (anti-resonant) condition. Unless this operating condition is correctly specified, the crystal unit may not operate on the correct frequency. Typically, over the frequency range there may be between 2 and 15kHz difference between the resonant and anti-resonant conditions, the series resonant condition being lower in frequency.

If a crystal is required for use in a parallel condition, it is necessary to specify the capacitance present in the circuit. Limitations apply with regard to the size of capacitance permissible at certain frequencies. The commonly preferred values of capacitance are:

0·95 to 10MHz — 30 or 50pF.
10 to 21MHz — 20pF.

Due to mechanical considerations, the available types of crystal holder may be restricted at particular frequencies. It should be noted that the electrical specifications available become severely restricted under 2MHz. The normal ranges are as follows:

0·95 to 4MHz — HC-6U (style D)
4 to 21MHz — HC-6U (style D), HC-18U (style J), and HC-25U (style K).

It should also be noted that with the smaller holders at the lower end of their frequency range, the activity of the crystal unit will not be as good as that of a crystal in the larger holder at the same frequency.

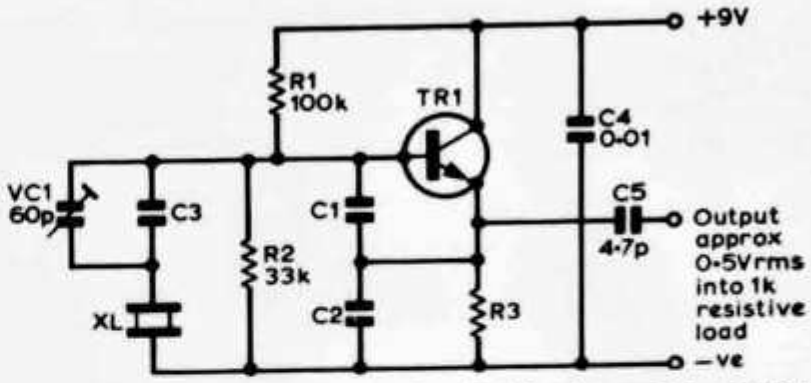


Fig 3. Recommended circuit for AT fundamental parallel crystals, 0·95–21MHz

Notes on component values—Fig 3

TR1 BF180, SE1010 or similar.
R3, C1, C2, C3 According to frequency, see following table.

F (MHz)	R3 (Ω)	C1 (pF)	C2 (pF)	C3 (pF)
0·95-3	3·3k	220	220	680pF for 50pF crystals* Not required for 30pF crystals*
3-6	3·3k	150	150	120pF for 50pF crystals* 33pF for 30pF crystals*
6-10	2·2k	150	150	
10-18	1·2k	100	100	Not required. 20pF crystals* only for these ranges
18-21	680	68	33	

* The terms "20, 30 and 50pF crystals" refer to the capacitance load used when these crystals are measured in standard test sets, and are not related to any static capacitance present within the crystal unit itself.

Many crystal oscillator circuit variants exist which are capable of satisfactory operation; in most cases it is preferable to use a circuit in which the mode of operation is clearly defined and which is capable of adjustment to the crystal's nominal frequency.

Suitable circuits for parallel and series operation of AT fundamental crystals are shown in Figs 3 and 4. The accompanying tables indicate the component values required for each frequency range.

These circuits are designed for non-critical adjustment and operation with readily available components. In each case, an output of at least 500mV rms is available across a load of 1,000Ω in parallel with 15pF. The circuits are intended for use with supply voltages from 5 to 10V dc, and over this voltage range frequency stabilities of 0·001 per cent (10ppm) may be expected.

Frequency variation with temperature, assuming the use of suitable components, is largely dependent on the crystal unit. Typically, over the temperature range 0° to 60°C a temperature stability of ±0·001 per cent may be readily achieved. When ordering, the required stability over a given temperature range should be specified, together with the adjustment tolerance required. Full details of temperature ranges, frequency stabilities and tolerances are available from reputable crystal manufacturers but it should be noted that the AT cut is capable of a frequency/temperature performance of an order of magnitude better than the low frequency types discussed previously.

Overtone operation for the 15 to 105MHz range

Crystal units above about 21MHz in frequency are usually of the overtone type. The basic cut of the crystal plate is the same as that of the fundamental mode AT plate but the vibratory mode is different—a thickness shearing action

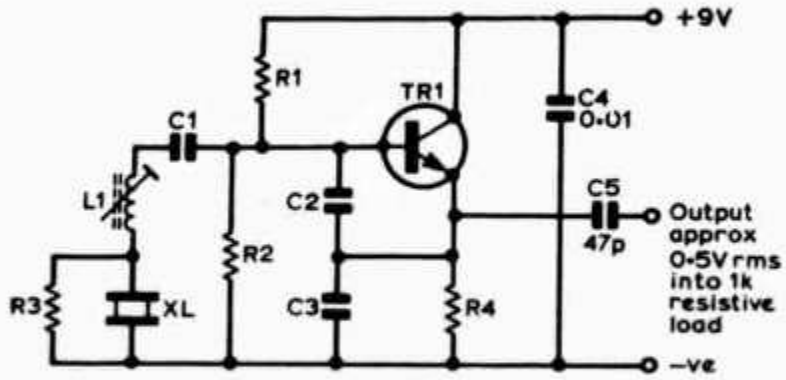


Fig 4. Recommended circuit for AT fundamental series mode, 0·95–21 MHz

Notes on component values—Fig 4

TR1 BF180, SE1010 or similar.
L1 Close wound with 37swg enam on 7·62mm dia former with Neosid F25 core.
R1, R2, R3, R4, C1, C2, C3 See following table.

F (MHz)	R1 (kΩ)	R2 (kΩ)	R3 (Ω)	R4 (Ω)	C1	C2 (pF)	C3 (pF)	L1 (turns)
0·95-1·65	68	33	Not req'd	2·2k	0·0047μF	680	680	140
1·6-2·5	68	33	"	2·2k	0·0047μF	680	680	65
2·5-4·0	68	33	560	1·5k	0·0047μF	220	220	65
4·0-6·0	15	6·8	560	1·5k	0·001μF	270	270	40
6·0-10·0	15	6·8	560	1·5k	150pF	220	220	26
10·0-15·0	15	6·8	560	680	100pF	220	220	16
15·0-21·0	15	6·8	560	680	100pF	100	100	10

takes place in two planes through the cross-section of plate for third overtone units (and three planes for fifth overtones) instead of the single plane that occurs with fundamental mode operation. To enhance this overtone "shearing" action the quartz plate must be specially processed and calibrated for frequency at the desired overtone of operation.

An important point to grasp is that operating a crystal unit on its third or fifth overtone is quite different from operating the crystal on its fundamental and extracting the third or fifth harmonic. With overtone operation, the oscillation frequency is not an exact multiple of the fundamental frequency. For this reason the fundamental frequency should NOT be specified when ordering an overtone crystal, as this will simply confuse the issue.

Third overtone crystals are useful in the frequency range 15 to 63MHz, while fifth overtones apply to the range 50 to 105MHz. Because a crystal made for operation on one specific overtone tends to be quite active on its other overtones, it is desirable to provide external circuit elements to prevent oscillation at either the fundamental or an overtone other than the desired one. It is also preferable to specify crystals for operation in the series resonant condition. Many crystal manufacturers calibrate overtone crystals at series resonance as standard practice.

The circuits shown in Figs 5 and 6 are typical of many in use for overtone operation. With the crystal short-circuited the oscillator should operate at or near the required frequency. With the crystal in circuit, L1 should be adjusted for either (a) minimum rf voltage across the crystal or (b) for the exact frequency required. Ideally, these two points would be coincident, but the condition is rarely achieved in practice owing to the need for a manufacturing tolerance on crystal frequency.

If L1 is of incorrect size it is possible for the oscillator to operate on a different order of overtone. For this reason adequate equipment should be available to check the output frequency.

The BT cut plate crystal has been somewhat overshadowed by the AT cut crystal because over a temperature range its frequency/temperature performance is inferior, ie 50ppm (total) over 0° to 60°C as compared with, say, ±10ppm for the AT cut. However, for operation in crystal ovens the BT cut can very closely rival the performance of the AT plate. Very largely, the performance achieved will depend on the quality of the oven used.

For a given frequency the BT cut plate is thicker than the corresponding AT crystal and thus it can tolerate slightly

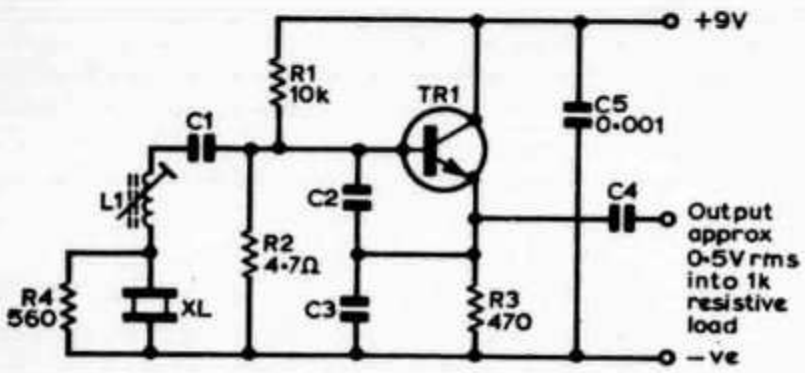


Fig 5. Recommended oscillator circuit for 15–63MHz third overtone AT cut crystals

Notes on component values—Fig 5

TR1 BF180, SE1010 or similar.
L1 Wound on 7·62mm dia former with Neosid F25 core.
C1, C2, C3, C4, See following table.

F (MHz)	C1 (pF)	C2 (pF)	C3 (pF)	C4 (pF)	L1
15-20	100	100	68	33	12 t 33swg close-wound
20-26	100	100	68	33	8 t 33swg close-wound
25-31	100	68	47	33	8 t 33swg close-wound
30-43	100	68	47	33	6 t 21swg close-wound
42-55	100	68	47	33	5 t 21swg 6mm long
48-63	68	33	15	15	5 t 21swg 6mm long

NB Under no circumstances should a tuned circuit at the crystal overtone frequency be included in the collector circuit of TR1 as this configuration will result in oscillation not controlled by the crystal.

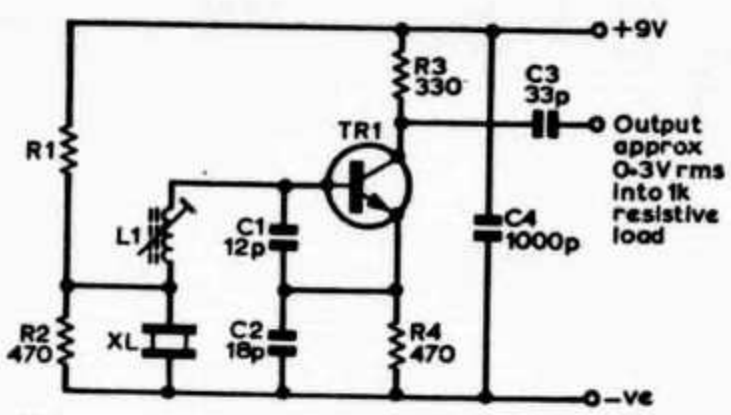


Fig 6. Recommended oscillator circuit for 50–105MHz fifth overtone AT cut crystals

Notes on component values—Fig 6

TR1 BF180, SE1010 or similar.
R1, L1 See following table.

F (MHz)	R1	L1	
50-70	2·7kΩ	7 t 6mm long	Wound with 21swg enamelled wire on 7·62mm diameter former with Neosid F29 core
60-85	2·7kΩ	5 t 5mm long	
80-105	1·2kΩ	3 t 6mm long	

NB Under no circumstances should a tuned circuit at the crystal overtone frequency be included in the collector circuit of TR1, as this configuration will result in oscillation not controlled by the crystal.

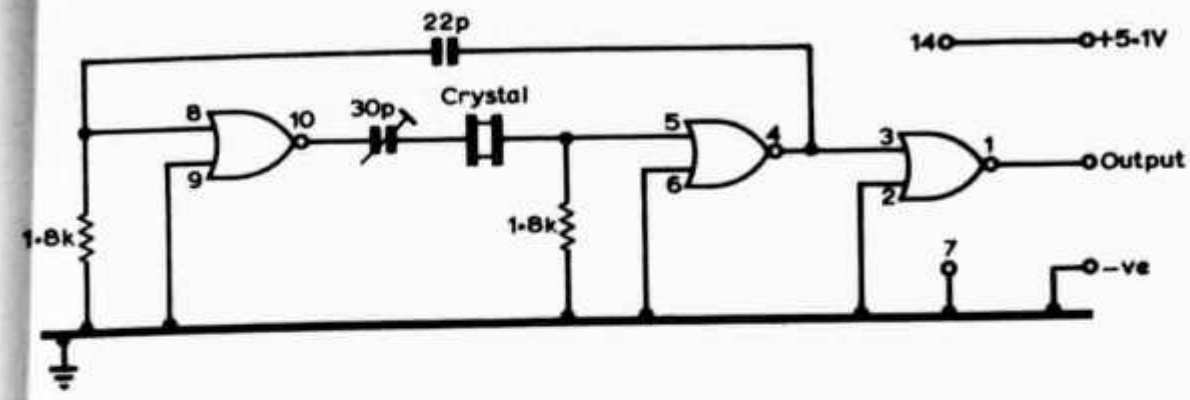


Fig 7. A reliable and tested circuit for a clock pulse generator using ttl digital ic devices. Although NOR elements are shown here, NAND or inverter elements may be used as an alternative, as shown in the text

higher drive levels. In addition, the BT can be readily produced as a fundamental plate at a frequency of 30MHz.

Figs 3 and 4, quoted for AT fundamental plates, may also be used for BT crystals in the frequency range 4 to 30MHz. Because the piezo-electric coupling factor for the BT cut plate is not as great as for the AT at a given frequency, the former will have a slightly inferior activity figure.

The final circuit (Fig 7) shows a recommended configuration for the use of an AT cut fundamental mode crystal in a digital "clock" oscillator using a ttl integrated circuit.

Basically, the crystal is operated in the series resonant condition, connected as part of a feedback loop around two ttl inverters which are biased into the linear region. A third inverter is used as an output buffer.

Bias for the two gates used in the actual oscillator is provided by means of 1·8kΩ resistors from each input to ground (negative). A 30pF trimmer capacitor in series with the crystal may be used to adjust the oscillator to exact frequency.

The circuit shows the use of NOR gate elements from an ic device such as the 7402, and when these gates are used the redundant inputs are merely connected to ground as shown. NAND gates may be used instead, and in this case the unused inputs would be taken to the positive rail. The simplest way of all would be to use actual inverter gates, as these will have no redundant inputs. But note that whichever type of ttl gate is used, the biasing resistors are always taken down to ground as shown.

All the circuits described have been used in practice, and should give both professional and hobbyist users satisfactory results if the details given are faithfully followed. The circuits are not the simplest which have been published, but they avoid the troubles that many of the simpler circuits exhibit.

References

[1]. M. Lane, "Transistor crystal oscillators to cover frequency range 1kHz—100MHz", PMG Research Laboratories Report No 6513, September 1970.

[2]. D. H. Rankin, "Overtone operation of quartz crystals", *Amateur Radio*, March 1967 page 2, May 1967 page 5.

[3]. Radio Communication and Electronic Engineering Association, UK "Guide to the specification and use of quartz oscillator crystals".

RADIO COMMUNICATION

The Sewerpipe Antenna

P. J. Ferrell W7PUG

The perhaps unfortunate name for this otherwise superb antenna derives from the fact that the chromium-plated brass tubing used as a matching section (normally obtained along with some funny looks from your friendly local plumbing supply house) was originally manufactured for quite another purpose.

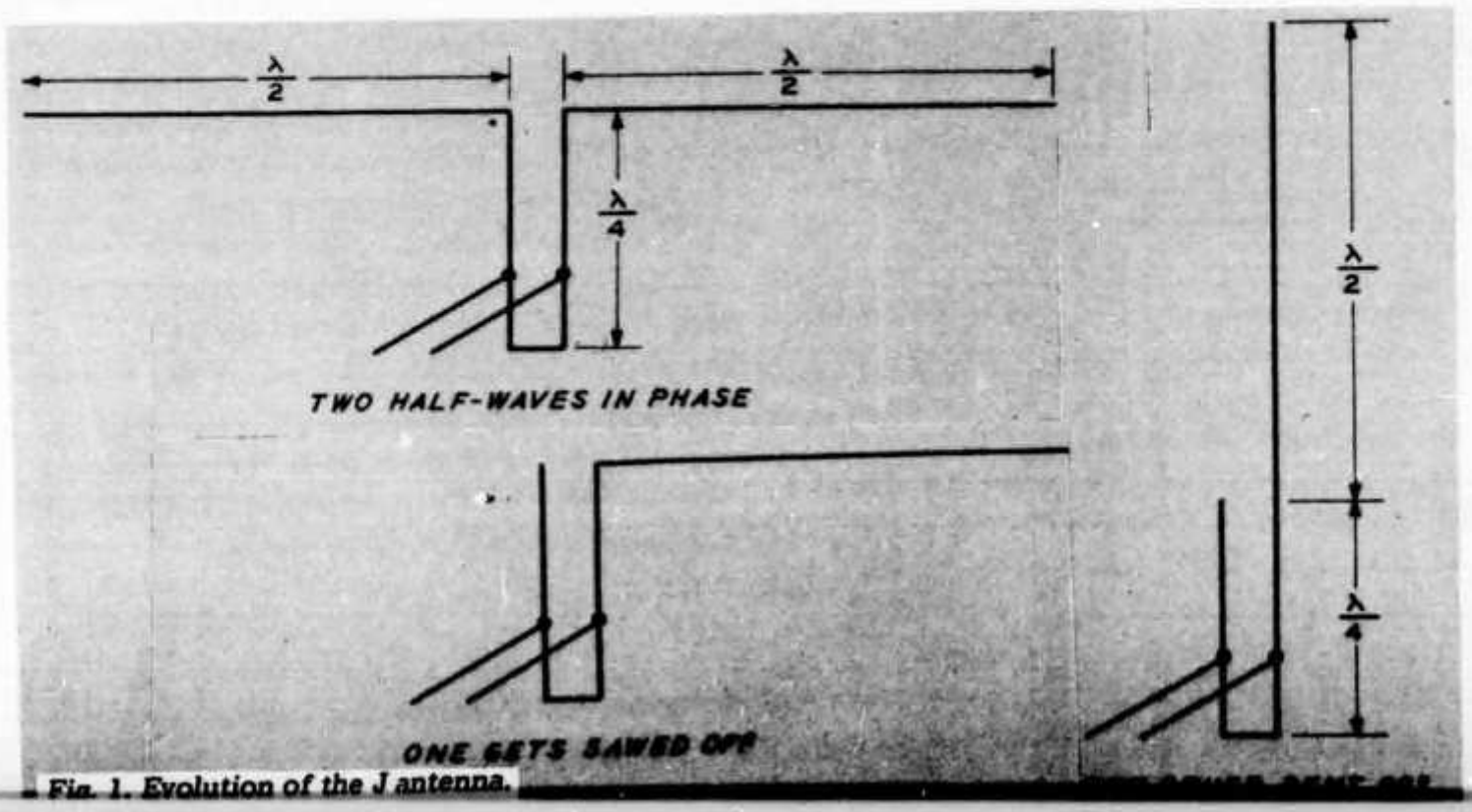


Fig. 1. Evolution of the J antenna.

It all starts with the J antenna, the evaluation of which is illustrated in Fig. 1. The J consists of a balanced quarter-wave matching stub feeding an unbalanced load as shown in Fig. 1 (C). But since balanced stubs work best with balanced loads as in Fig. 1 (A), some means of compensation must be provided to make the J workable.

Because of the unbalanced load on the matching section of a J antenna, the currents in the matching section are no longer equal and opposite, so the matching section radiates also. The resulting imbalance also couples rf currents to the supporting structure and the feedline, distorting the radiation pattern and making the antenna diffiuclt to match.

The step from the J to the *sewerpipe* arrangement is simple. Use an unbalanced coaxial matching section for the unbalanced half-wave load. Adjusting the antenna's impedance to 50Ω is easily accomplished as shown in Fig. 2.

Chrome-plated brass pipe of 1½ in. diameter is recommended for the matching section. If ordinary brass tubing is used, then a brass plug for the bottom can be turned to fit the tubing. Mechanical details are dependent upon the materials available, and will be left to the ingenuity of the builder. Dimensions are not critical, but things should fit together tightly. The inside depth of the matching section should be about 19 inches. Keep the plastic cap (Fig. 2 (A)) thin and use low-loss dielectric material, as this is a high voltage point. The internal feed assembly is physically similar to the gamma match used for unbalanced feed of a yagi antenna (omitting the series capacitor, of course). A clamp (Fig. 2 (B)) comples the connection from the off-center coax to the center conductor. The height of this clamp and the center-to-center spacing of the off-center member is varied to obtain a perfect match to 50Ω.

An interesting variation on the original sewerpipe antenna was developed by Prof. D. K. Reynolds (K7DBA) of the University of Washington. A different feed technique is employed, as illustrated in Fig. 3; the result is an ideal antenna for base station use. Antennas of this type are in use at Byrd

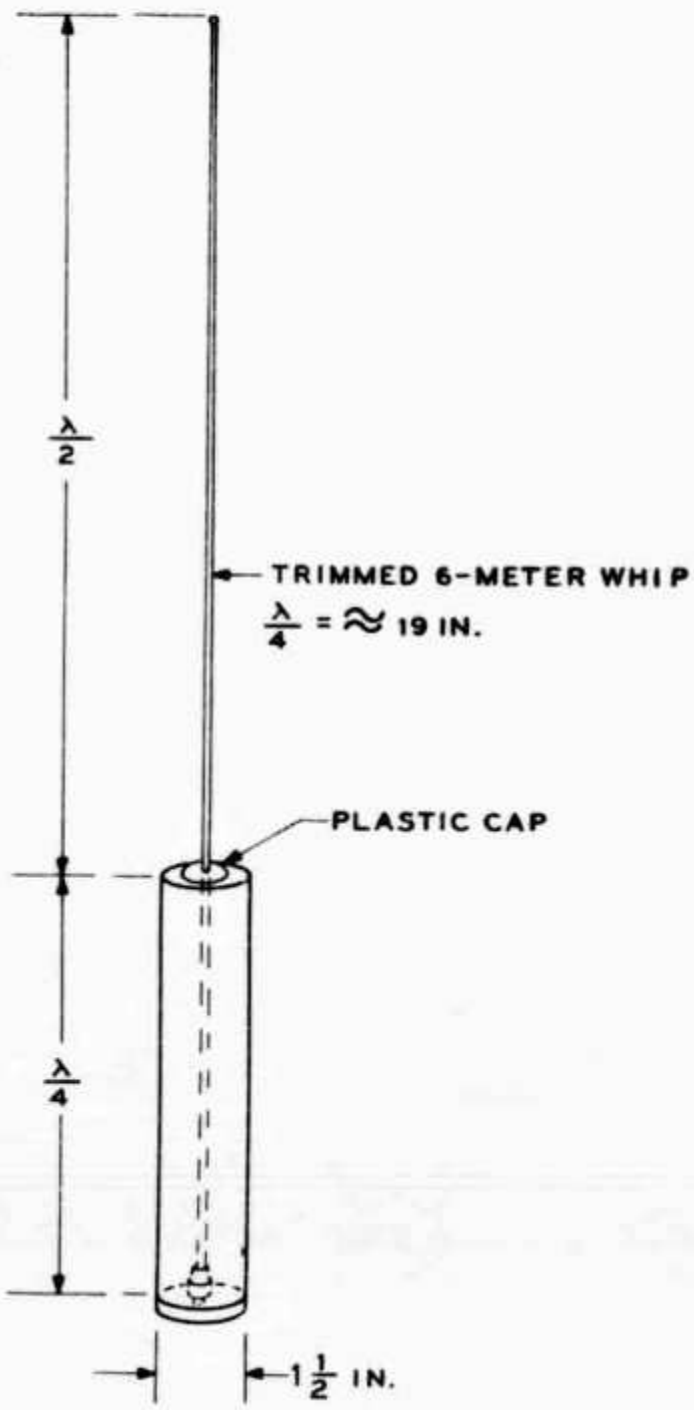
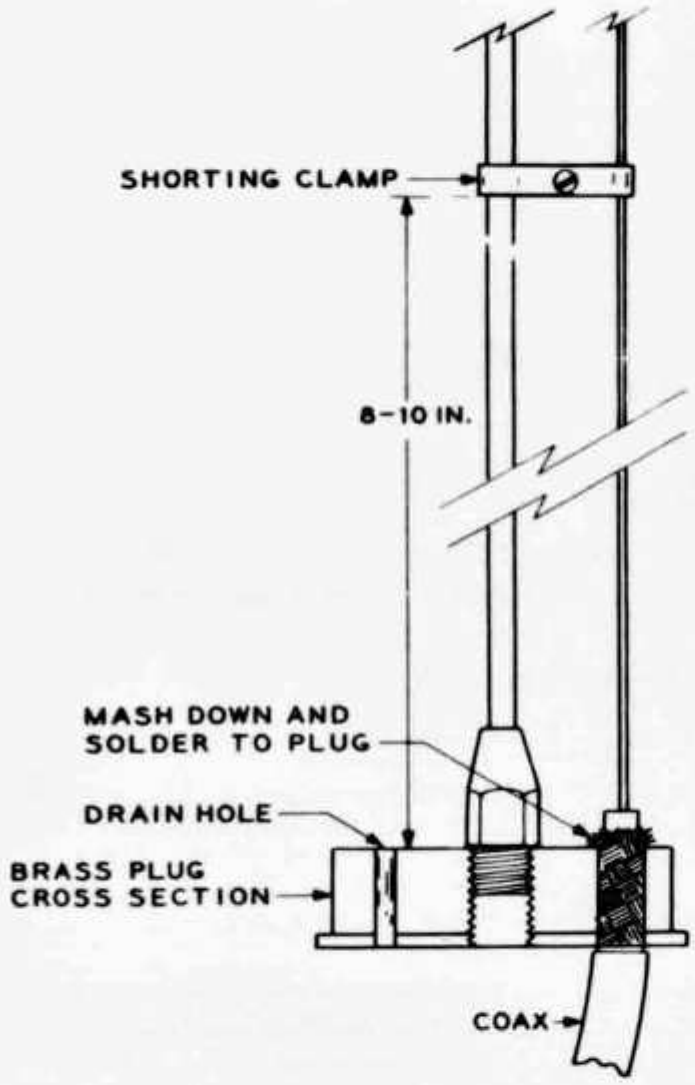


Fig. 2. The sewerpipe antenna.

VLF Substation, Longwire, Antarctica, home of the 21-mile dipole. There they use 146.76 MHz VHF/FM for both on-site and station-to-station communications.

Semigrid coax is used, and the 60Ω section is made by removing alternate half-inch sections of the dielectric inside the coax for about 16 inches. This raises the characteristic impedance from 50 to about 60Ω. The original version is more suitable for mobile use, however, because of its greater rigidity and mechanical strength.

Patterns taken at the University's antenna range show an almost perfect free-space dipole pattern. The measured gain over an isotropic antenna was 1.62 dB as compared



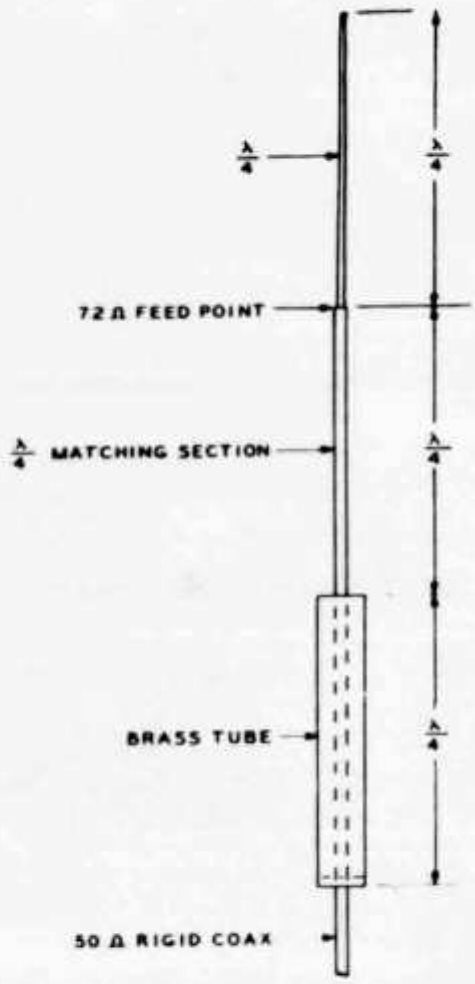


Fig. 4. Reynolds modified sewerpipe antenna.

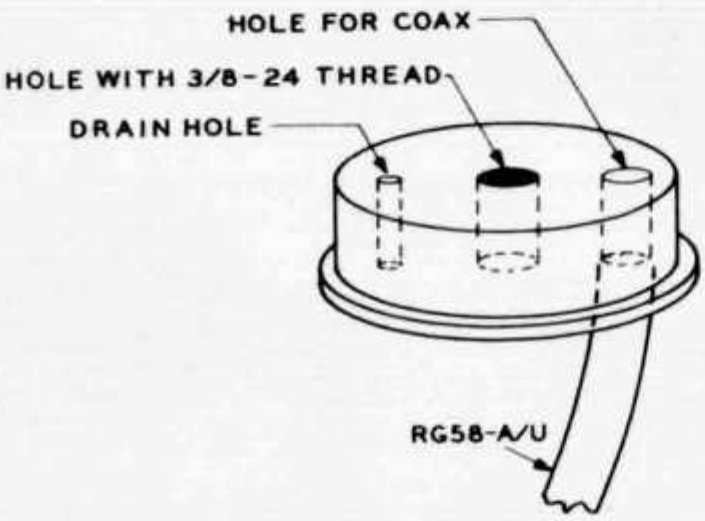


Fig. 3. Plug details.

with the theoretical value of 1.64 dB for an ideal dipole antenna. These antennas are unbelievably well decoupled from their supporting structure and are therefore a breeze to match. The only significant current is on the antenna itself.

Since no claim is made for extra gain, then where is the claimed improvement over other antennas? Basically, it is in the reduced angle of radiation. Practically speaking, most mobile antennas at two meters — whether ¼ or 5/8 wavelength — have about the same gain toward the horizon; moreover, they all suffer to some extent *finite groundplane* effects, which act to lift the angle of maximum radiation intensity above the horizon. Thus the secret of the sewerpipe antenna's performance is its straight-out angle of radiation.

If you live in an area well covered by an accessible repeater and don't stray much, the quarter-wave whip may be just right for you. But if you need long-range capability for your mobile, give the sewerpipe a try. They have been widely used in the Pacific Northwest since 1961. The sewerpipe is ignored by all CB'ers (unlike a 5/8-wave whip), but seems to disturb the 75-meter mobile operators for some reason. Could be they think it's a new chrome-plated loading coil.

QRP TRANSMITTER CIRCUITS

TWO PRACTICAL DESIGNS

THE Q-code group QRP means "decrease power" and in radio amateur parlance has come to signify "low power", in terms of one or two watts, or even milliwatts.

At one time, there was quite a vogue for real-QRP working and astonishing results were being (and still can be) obtained with only a watt or two of DC input. In recent issues of SHORT WAVE MAGAZINE some interesting low-power work has been recorded in CDXN, and once again there is a positive trend developing in this direction.

The circuit of Fig. 1 herewith is that used by G3DOP (Mawgan, Cornwall) who is one of the successful exponents of QRP (*see* p.474, October issue). He is now running but 50 *milli*watts input with a 7020 kHz crystal and is having R5 contacts at distances of over 300 miles using a standard 9v. transistor battery, the aerial being a 132ft. wire (full-wave on Forty) coupled through an ATU. The tuned circuit C1/L1 is proportioned for the band in use, *i.e.*, the same circuit should "go" on any other band with a suitable crystal, though in fact 40 metres (strange as it may seem) is probably the best for range and the making of contacts.

Another interesting low-power circuit is shown at Fig. 2. It is energised by a battery of photo-electric cells and operates on ordinary daylight! Of course, the power output is a good deal better when the sun is shining! (As the circuit shows, a standard battery can be switched in to provide power for after-dark operation.)

The design is by John Osborne, G3HMO, and was first described in SHORT WAVE MAGAZINE for October 1954—and not only was this little Tx sun-powered but the transistor was a *home-made* point-contact type using a piece of germanium.

Operation was on Top Band and, as described in that issue, contacts were made at average daylight distances for 160m., *e.g.*, up to 30 miles or so. An officially-observed demonstration was laid on for the National

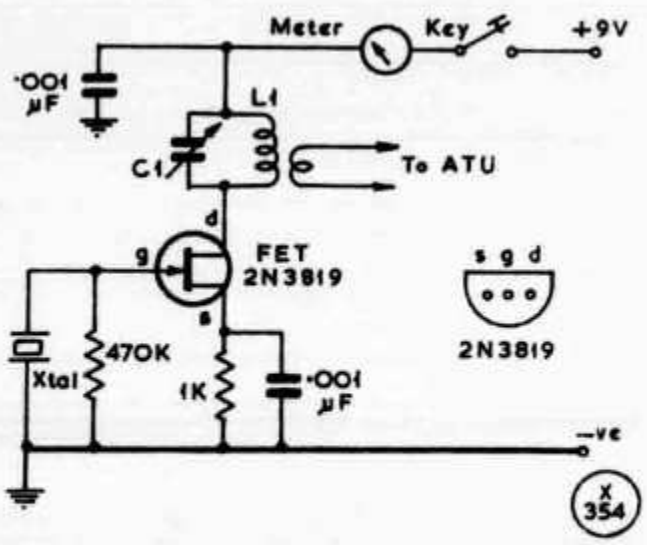


Fig. 1.

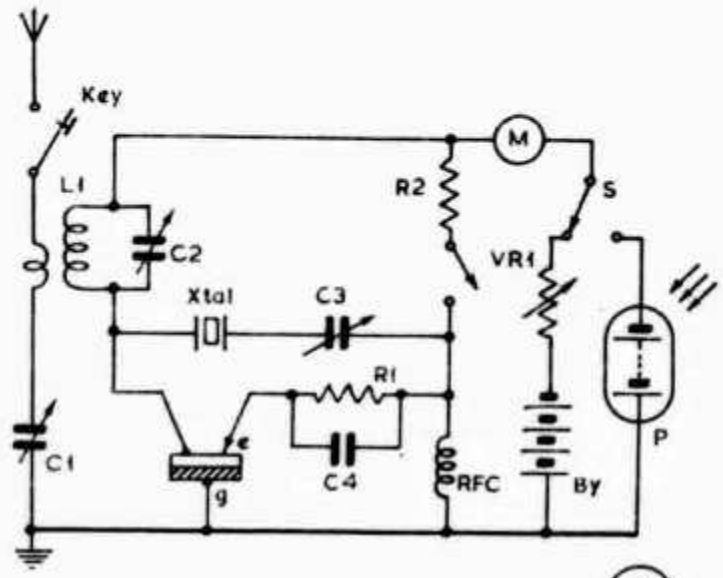


Fig. 2

Physical Laboratory to prove that the transmitter really did work to distance—off sun-power only *and* with the home-made transistor. The then Director, N.P.L., duly confirmed the *bona fides* of the experiment, which anticipated the use of solar-powered batteries (for space communication) by several years. (Readers still with us from those days may remember the *furore* that this created.)

For anyone interested in trying again and refinding the data in a more modern context—after all, this was happening 18 years ago—any good HF transistor would substitute for the home-made one and the power could be derived by building a battery of photo-electric cells, such as the Mullard BPX-33, or any similar type (*see* p.411, September 1972 SHORT WAVE MAGAZINE). All that is required is a p-e battery capable of producing 4-5 volts at a loading reckoned in milliwatts—or enough to keep the transistor oscillating with the aerial resonated at the frequency.

Values for the circuit shown in Fig. 2 could be: C1, C2, 200 pF, tuning; C3, 50 pF trimmer, feed-back control; C4, ·002 µF; R1, 2K; R2, 10K; VR1, 25K potentiometer; RFC, 2·5 mH RF choke; By, 4½v. transistor battery (for calibration and setting up); P, photo-electric cell battery; Xtal, for frequency required; and L1, C2, to tune operating band.

Note that the Tx is keyed *in the aerial*—this was an important factor in the success of the original experiment, because the crystal was kept in continuous oscillation and the result at the receiving end was a beautiful T9x note.

And just a final thought on a suitable PSU: It was found that, over much of England, enough power to keep a good transistor oscillating could be obtained by rectifying the BBC long-wave transmission (though this was felt to be a shade improper!). *A.J.F.*

Short Wave Magazine

Hambörse

CQ DE WINTERTHUR

Die Inhaber der Tombola Los Nr. resp. Gutscheine 256, 271, 273, 275 im Wert von Fr. 300.— möchten sich bitte melden bei HB9MX Strahleggweg 28, 8400 Winterthur, Telefon 29 52 39.

Zu verkaufen: Sommerkamp F-Line, FR DX 500, vollbequarzt, FL DX 500 nur wenige Stunden als Steuersender gebraucht. Zusammen Fr. 2000.—. HB9ME oder Telefon 041 81 33 44.

Günstig zu verkaufen: Tran.-Kw-Empfänger Heathkit SW 717 mit Kopfhörer GD 396. Urs Lindenmann, 5024 Küttigen, Tel. 064 22 79 58 (abends).

Zu verkaufen wegen Nichtgebrauch: 1 elektronisches Vielfachmessinstrument UNIGOR 6e, neuer Zustand, Fr. 630.—. 1 Heathkit Niedervolt-Speisegerät Modell IP-28, betriebsbereit, Fr. 170.—. Telefon 01 25 38 51, abends.

Suche Funker-Uhren sowie alte Militär RX-TX. Verkaufe FE 55 KW-RX Fr. 1800.—. Hütter, A-6844 Altach, 05576/29194.

Zu verkaufen: 6 Band-Receiver Modell GR-78, 200—400 kHz / 0.55—30 MHz+2 m, eingebaut, komplett mit Antennen. Netzanschluss und eingebauter Akku. Fernschreiber C. Lorentz Lo 15 ufb Zustand. V. Steiger, HE9IBF, Telefon 01 923 52 88.

Zu verkaufen: 2 m-Transceiver SR-C146 (Handy-Talkie), FM, 1 W, alle 5 Kanäle bestückt, inkl. dazugehörende «Base-Station» mit eingebautem Netz-/Ladeteil, neuwertig, Fr. 500.—. K. Tschannen, HE9FPQ, Telefon 01 813 75 52.

Verkaufe: neue Hy-Gain vertikal Antennen, 14AVQ, 10-15-20-40 m, Fr. 195.—. 14AVQ-WB, Fr. 210.—. Ferrit-Balun 1:1, 1 KW pep, Fr. 35.—. Lowpass-Filter von TRIO und DRAKE. Die von der GD PTT empfohlenen Highpass-Filter gegen hartnäckiges TVI. Occasionsgeräte, alle generalrevidiert: 2 m-Transceiver GONSET Communicator, GSB-2, AM-SSB-CW, 20 W pep, m. AC P/S, Fr. 700.—. 20-40-80 m-Transceiver EICO 753 m. AC P/S, AM-SSB-CW, 200 W pep, Fr. 600.—. Linear Endstufe SBE LA-2, 1200 W pep, Fr. 500.—. Empfänger DRAKE R-4A, wie neu, Fr. 1100.—. ROBOT SSTV Monitor, Modell 70, Vorführgerät, Fr. 1200.—. HAM-CLINIC, 041-23 99 83 abends, 041-22 73 35 QRL.

ABENDSCHULE für AMATEURE und SCHIFFSFUNKER

Kursort: Bern
Beginn: jährlich im September

Auskunft und Anmeldung:
Postfach 1308 3001 Bern
Telefon 031 62 32 46

Suche 1 Xtal-Filter 3.395 MHz, für SSB, z.B. Heathkit SBA-310-1(2), Trio Kenwood oder gleichwertig. Hans Wüest, HB9OI, Thunstrasse 188, 3074 Muri/BE.

A vendre: Antenne Hurricanne Quad, 5 bandes, 80, 40, 20, 15 et 10 mètres, boum en fibre de verre. Prix fr. 200.—. Récepteur Sommerkamp FR 500, AM, FM, SSB, CW, 160—10 mètres (30 MHz) convertisseur 2 mètres CB, WWV, parfait état. Prix fr. 1000.—. HE9HDV, Rapin Ryamond, 1523 Granges-Marnand VD.

Verkaufe umständehalber neues Trio 7200, 12 Kanäle bestückt, Fr. 1000.—. Tonna 2-Mtr long-yagi, Fr. 120.—. Telefon 01 56 70 47.

Zu verkaufen: Sommerkamp TS 145 XT 2 m-Transceiver, umschaltbar 1/10 Watt, 11 Kanäle bestückt, mit Mike und Autohalterung, guter Zustand, Fr. 700.—. Telefon 01 840 42 32.

A vendre: récepteur Drake R-4B, état neuf, cause double emploi. Avec 12 quartz supplémentaires pour broadcast et marine, fr. 1400.—. HB9AYU, téléphone 022 35 97 94.

Für unsere in der Schweiz hergestellten VHF- und UHF-Sprechfunkgeräte suchen wir die Mitarbeit von

Sprechfunk-Technikern

(eventuell auch Heimarbeit). Interessante und weitgehend selbständige Tätigkeit. Messgeräte werden zur Verfügung gestellt.

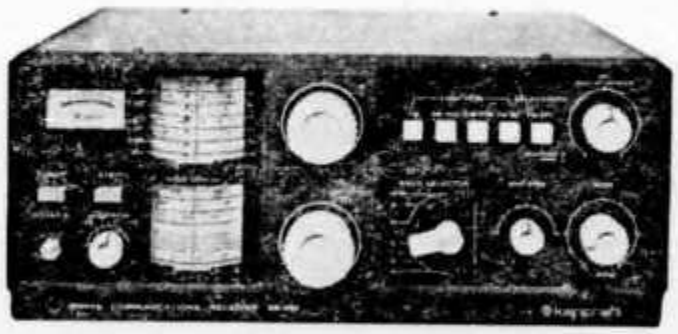
Schriftliche Angebote an: **TIG BICORD AG,** Postfach 30, 6330 **Cham.**

2 m Handy Transceiver KP 202

* echte 2 Watt Hf-Ausgangsleistung
* 6 schaltbare Kanäle
* 25 kHz Quarz-Filter
* S-Meter, Batterieanzeige
* eingebautes separates Mikrofon
* 0,25uV Empfindlichkeit
* echte Alternative zum SRC 146

Gerät komplett mit 2 Kanälen bestückt (145.00—145.15) und Schraubantenne nur Fr. 495.—

ALL-Band Communication Empfänger QR 666



Ein **Allbandempfänger** ausgereifter Technik mit modernem Design. Alle bisher bekannten Empfänger dieser Qualitätsklasse waren nur für weit über tausend Franken erhältlich. Der **Empfangsbereich** erstreckt sich von 170 kHz...30 MHz lückenlos in 6 Bereiche aufgeteilt. Wenn Sie sich also für «Kurzwellen» interessieren und dazu auch noch für modernste HF-Technik und wenn Sie diese auch noch selbst montieren möchten, dann entscheiden Sie sich noch heute für den **Empfänger-Kit QR 666.**

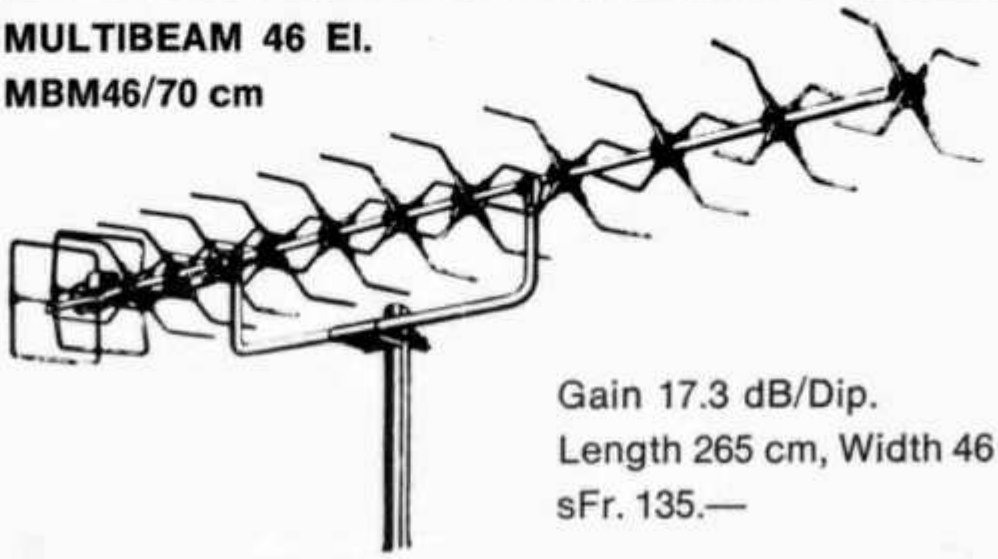
Der Zusammenbau ist äusserst einfach gestaltet, da die «kritischen» Baugruppen **(HF/ZF-Verstärker) als steckbare Platinen** bereits verlötet sind.

Technische Kurzdaten:
Batterie und Netzbetrieb, eingebaute Batterien, 44 Halbleiter, dual gate MOS-FETs, ZF-Verstärker mit mechanischen und keramischen Filtern ausgerüstet, 2 Watt NF-Leistung, AM/SSB/CW Empfang, Störbegrenzer, Grösse: 360×160×320 mm, Gewicht: zirka 7 kg

Kompletter Bausatz QR 666 Fr. 695.—
(Anleitung in Englisch)
Prospekt mit Schaltbild kostenlos.

MOELLER INTERNATIONAL
CH-6911 CAMPIONE TI
Telephon (091) 68 80 88

MULTIBEAM 46 El.
MBM46/70 cm



Gain 17.3 dB/Dip.
Length 265 cm, Width 46 cm
sFr. 135.—

SUPERMATCH KW 107-109

Hi + Lo Antenna Tuner/
Dummy-Load/HF-Wattmeter/
SWR-Meter, 10—80 m
500 W PEP sFr. 545.—
1000 W PEP sFr. 682.—

MOSLEY Electronics Ltd

MUSTANG	3 El.	3 Band	2 kW	sFr. 550.—
MUSTANG	2 El.	3 Band	2 kW	sFr. 420.—
ELAN	3 El.	2 Band	400 W	sFr. 350.—
ELAN	2 El.	2 Band	400 W	sFr. 260.—
TA-33 Jr	3 El.	3 Band	1 kW	sFr. 398.—
TA-32 Jr	2 El.	3 Band	1 kW	sFr. 280.—
ATLAS-Vert.		4 Band	2 kW	sFr. 250.—

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

Antennen

QSO mit WIPIC und Hy-Gain immer gut!
Verlangen Sie unseren Amateur-Katalog mit Preisliste

W. Wicker-Bürki
Berninastrasse 30 — 8057 Zürich
Telefon 01 46 98 93

HAM-KLINIK

HB9ADP ex 5A1 TY

Service und Reparatur aller Fabrikate durch den SSB-Spezialisten

Erik Seidl, Unterwilrain 52, 6014 Littau
Telefon 041 23 99 83, abends ab 19 Uhr

Antennen für Kurzwellenfunk **Yagi-Antennen für 2-m- und 70-cm**

Amateurfunk-Antennenkatalog 1974 anfordern. Für jede Antennenanlage den richtigen Teleskop-Mast. Alle Grössen lieferbar

WEBSUN-ELECTRONIC WEBER + CO.
Funk-Anlagen + Antennen-Technik
Telefon 061 22 19 59 HE9HQD Eulerstrasse 77, 4051 **Basel**

Generalvertretung für Schweiz und Liechtenstein

Radio-Amateure, Bordfunker, Telegraphisten

Eine interessante und abwechslungsreiche Tätigkeit als

Radio-Operateur

erwartet Sie.

Wir bieten:
- gründliche Einarbeitung in den Aufgabenbereich
- angenehme Arbeitsbedingungen in kleinem Team
- gute Sozialleistungen
- ausbaufähige Dauerstelle

Wir erwarten:
- abgeschlossene Berufslehre technischer Richtung
- Kenntnisse der Funk- und Fernschreibtechnik
- Ausbildung in Morsetelegraphie
- Fremdsprachenkenntnisse (insbesondere Englisch)

Gerne sind wir bereit, Ihnen nähere Einzelheiten bekannt zu geben:
Telefon 031 67 35 23.

Schriftliche Bewerbungen mit Lebenslauf an:

Abteilung für Übermittlungstruppen
Papiermühlestrasse 14
3000 Bern 25

Amateurfunk-Preistelegramm

Preise in DM laut Stand vom 1. Mai 1974. Preisänderungen wegen Kursschwankungen vorbehalten. Nettopreise bei Abholung in Konstanz und Ausfuhr in die Schweiz.

SR-C4300	70 cm-Transceiver, 5/1 Watt umschaltbar, 12 Kanäle, Mobilhalterung	625.—
SR-C430	70 cm-Transceiver, Kompaktbauweise, 12 Kanäle, 10 Watt Output	731.—
SR-C826MC	der neue 2 m-Transceiver, Nachfolger des bewährten 826 und 816, 10 Watt / 1 Watt schaltbar, 12 Kanäle, VFO-Anschluss	594.—
SR-CV100	Sende-/Empfangs-VFO für 826 MC, keine Quarzsorgen mehr	190.—
SR-C146A	2 m-2 Watt-Handfunksprechgerät, 5 Kanäle, mit Tonruf, 2 Kanäle, bereits bestückt	515.—

Für alle erwähnten Geräte Quarze, Zubehör und Ersatzteile ab Lager oder kurzfristig lieferbar. Reparatur-Service.

Wir liefern TRIO-DRAKE-SOMMERKAMP-TENTEC-Geräte zu günstigen Preisen. Im Programm weiterhin:

FRITZEL-KW-Antennen, 2 m-70 cm-Antennen von WISI, AUTH, CUSHCRAFT, Sperrfilter gegen TVI und BCI, SSTV-Geräte, Mobilantennen, Rotore, Morsetasten, Kabel RG58/174/213, alle Koaxsteckverbindungen, Logbücher, 27 MHz-Funkgeräte.

RP 120	UHF-VHF-Wattmeter 20/120 Watt			280.—
Apollo	KW-Wattmeter bis 1000 Watt			385.—
302 B	Digitalfrequenzzähler von HEB, 200 MHz, 20 mV, Quarzthermostat 3.10^7			1375.—
502 B	500 MHz-Zähler			2148.—
SO 239	Koaxbuchse, versilbert	2.—	10 Stück	18.—
PL 259	Koaxstecker, versilbert	2.—	10 Stück	18.—

Neben dem Amateurfunkprogramm möchten wir Sie gern mit unserem Bauteilangebot bekanntmachen — fast 10 000 Artikel von A bis Z, zum Beispiel:
Antennenmaterial, Batterien, CTC-Sendetransistoren bis 40 Watt bis 70 cm, Drehkondensatoren, Elektrolyt-Kondensatoren, Fachbücher, Gehäuse, Halbleiter, IC's, Kabel, Lautsprecher, Messgeräte, Netzgeräte, Oszillographen, Pertinax-Experimentierplatten, Quarzfilter, Röhren, Sicherungen, Schalter, Steckverbindungen, Transformatoren, UKW-Drosseln, Verstärker, Widerstände, XYL bedient Sie, Zeilentrafos usw.

Sonderangebot

originalverpackte Autotelefone, Telefunken 160 E 15, 146 MHz, 6 Watt, 0,7 uV für 20 dB, Nachbarkanaldämpfung grösser als 100 dB! mit allen Kabeln, Bedienteil, Stromversorgungsteil, ufb-Empfänger mit Quarzfilter und mechanischen Filtern 50 kHz, teilweise zusätzlich mit Tonrufauswerter (umsteckbar auf Frequenzen von 625 Hz bis 2000 Hz) 275.—

Mechanische Filter, 455 kHz, passend zu obigen Geräten, originalverpackt, 20 kHz 69.—

160E15 Gerät zusammen mit 20 kHz-Filter 329.—

Quarzfilter 10,7 MHz, 30 kHz 29.—

Wir stellen aus: Bodenseetreffen 1974, 13./14. Juli

Wir freuen uns auf Ihren Besuch — bis dahin beste 73

ELECTRONIC-SHOP OBSER, D-775 Konstanz, Schützenstr. 14 (Döbele), Telefon: 07531 2 29 29

AZ 3652 Hilterfingen

HERRN HB9CZ 0068
BAENI HANS
GARTENSTR. 26

4600 OLTEN

TESTAVO 10

Messbereiche

Gleichspannung	60 mV/1,5 V/6 V/30 V/60 V/150 V 300 V/600 V Innenwiderstand ca. 1 kΩ/V
Wechselspannung	3 V/30 V/60 V/150 V/300 V/600 V Innenwiderstand bei 3 V ca. 300 kΩ, darüber ca. 1 kΩ/V
Gleichstrom	1 mA/0,6 A/1,5 A/6 A
Wechselstrom	0,6 A/1,5 A/6 A/15 A/60 A Direktmessung über separate Buchse bis 60 A!
Widerstand	1 kΩ (20 Ω in der Skalenmitte)
Drehfeld-richtungsprüfung	3 × 380 V, 50/60 Hz
Gerät	Klasse 1,5
Prüfspannung	2000 V
Messwerk	Drehspul
Empfindlichkeit	600 μA
Spiegelskale	97 mm lang
Max. Strichzahl	60
Nullkorrektion	
Messerzeiger	
Gehäuse	Thermoplast, schlagfest
Abmessungen	210×130×81 mm
Gewicht	ca. 950 g

Tragbare Mess- und Prüfgeräte, Vielfachmessgeräte, Ohmmeter, Isolationsmesser, Röhrenmessgeräte

Elektrische Schalttafelinstrumente, wie Strom-, Spannungs-, Frequenz-, Leistungsmesser, Betriebsstundenzähler

NEUBERGER
MESSINSTRUMENTE

TELION

TELION AG
8047 ZÜRICH ALBISRIEDSTRASSE 232
TELEFON ✆ 01 / 54 99 11 TELEX 55 222