OLD MAN

11

1973

Bulletin of Union of Swiss Short Wave Amateurs

2 m-STANDARD-Geräte

SR-C 826 MB Fr. 995.—

Mobilgerät für max. 12 Kanäle. Die Quarze sind nach Oeffnen einer Klappe im Gehäuse leicht zugänglich. Sendeleistung 10 W (13,8 V). ZF-Bandbreite 16 KHz. Eingebauter Lautsprecher. Automatik-Tonruf CTN-5 (1750 Hz) eingebaut. Stromversorgung. 13,8 V Gleichspannung. Anschlussmöglichkeit für VFO SR-CV100. Mobilhalterung und dynam. Handmikrofon mit Tonruftaster werden mitgeliefert. Bestückt mit 1 Kanal 145,0 MHz.

SR-C 806 G (816) Fr. 795.—

Gleiches Gerät wie SR-C 826 MB mit folgenden Unterscheidungen: Sendeleistung umschaltbar 1 W/10 W. ZF-Bandbreite 25 KHz. Kein Tonruf eingebaut. Gleichfalls Anschlussmöglichkeit für VFO SR-CV100. Bestückt mit 3 Kanälen 144,48 / 144,6 / 145,0 MHz. Besonders günstiger Preis, nur in beschränkter Stückzahl lieferbar.

SR-CV 100 Fr. 325.—

Zusatz-VFO, getrennte Einstellung für Sender und Empfänger. Anzuschliessen an SR-C826 MB und SR-C806 G (816). Die Umschaltung auf VFO/Quarzbetrieb erfolgt durch einen Schalter an der Frontplatte des Transceivers.

SR-CV 146 A ohne Tonruf: Fr. 750.— (mit Tonruf Fr. 795.—)

Handsprechfunkgerät mit 2 W Sendeleistung. 5 Kanäle schaltbar, davon 2 fest bestückt mit 145,0 und 145,15 MHz. 3 Kanäle steckbar für beliebige Frequenzen zwischen 144,0 und 146,0 MHz. Automatik-Tonruf CTN-5 (1750 Hz) eingebaut, jedoch auch ohne Tonruf erhältlich. ZF-Bandbreite 16 KHz. Anschlussmöglichkeit für externes Mikrofon, Ladegerät, Netzgerät und externe Antenne. Lieferung mit Ledertasche und Teleskopstabantenne.

SR-C 145 Fr. 635.—

Gleiches Gerät wie SR-C146A, jedoch 1 W Sendeleistung. 2 Kanäle sind fest bestückt mit 144,48 und 144,6 MHz. 3 weitere Kanäle steckbar ausgeführt. Keine Einbaumöglichkeit für Tonruf. ZF-Bandbreite 25 KHz. Aluminiumfarbige Lautsprecherverkleidung. Besonders günstiger Preis, nur in beschränkter Stückzahl lieferbar.

QUARZE Fr. 24.— p. Stück (Kanalpaar Fr. 48.—)

Alle oben beschriebenen Geräte verwenden die gleichen Quarze: Für Sender unsere Type RCH-025, für Empfänger unsere Type RCH-026. Wir führen lagermässig Quarze für die Frequenzen 144,48 / 144,6 / 144,8 / 144,9 / 145,0 / 145,15 MHz.

Radio Jean Lips (HB9J)

Dolderstrasse 2 — 8032 Zürich 7 — Tel. (01) 34 99 78 und 32 61 56

OLD MAN 11

41. Jahrgang November 1973

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 (HB 9PQ), 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), Grellingerstr. 7, 4153 Reinach BL — Verbindungsmann zur PTT: Albert Wyrsch (HB9 TU), Kirchbreite 1, 6033 Buchrain LU.

Sekretariat, Kasse: Helene Wyss (HB9ACO), Im Etstel, 8607 Seegräben ZH, Tel. 01 773121, Postcheckkonto: 30-10397, USKA, Bern. Deutschland: Postcheckkonto: 70091, USKA, Karlsruhe.

QSL-Service: Franz Acklin (HB9NL), Sonnenrain 188, 6233 Büron, Tel. 045 74 13 62, Postcheckkonto 60-3903, Luzern — Bibliothek: Armin Studer (HB9 AVC), 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.—.

Aus dem Vorstand

Anlässlich seiner Sitzung vom 6. Oktober 1973 behandelte der Vorstand u. a. folgende Geschäfte:
Die Sektion Lausanne befürchtet Verwechslungen der USKA mit der USAC, einem Verband, der von Inhabern einer Konzession für Radiotelephonstationen der Klasse A im Bereich 27,005 bis 27,135 MHz gegründet wurde. Die Bezeichnung USKA ist nicht im Handelsregister eingetragen und damit auch nicht geschützt; immerhin besteht zwischen beiden Bezeichnungen ein gewisser Unterschied. Es trifft zu, dass Inhaber einer Sendelizenz der Klasse A sich in der Oeffentlichkeit manchmal als «Amateure» ausgeben. Die Sektionen und Mitglieder sollten deshalb bei jeder sich bietenden Gelegenheit (Ausstellungen, Sektionsveranstaltungen usw.) aufklärend wirken. Unterlagen zur Abfassung von Artikeln für die Presse oder als Dokumentation für Journalisten können beim Präsidenten angefordert werden.
Der Vorstand stellt fest, dass die USKA gemäss Art. 3, Ziffern 1 und 2 ihrer Statuten die Belange des Amateurradiodienstes und des Satelliten-Amateurradiodienstes (definiert in Art. 1, Ziffern 78 und 84 ATA des Radioreglementes) vertritt. Es ist deshalb nicht angebracht, Personen, die sich für Funkverbindungen ausschliesslich auf dem 11 m-Band interessieren, zum Beitritt in die USKA zu ermuntern; unsere Vereinigung ist nicht in der Lage, sich für Inhaber von Radiotelephonstationen der Klasse A einzusetzen.
Aufgrund der Ausschreibung im OLD MAN Nr. 8/1973 sind keine Wahlvorschläge eingegangen. Damit stellen sich lediglich die bisherigen Mitglieder des Vorstandes einer Wiederwahl.
Die von der Sektion Solothurn vorgelegten neuen Statuten werden genehmigt.
Das UKW-Helvetia 22-Diplom wird nur durch den Nachweis von Direktverbindungen erteilt; Verbindungen über Relaisstationen zählen aus naheliegenden Gründen nicht. Um jegliche Unklarheiten zu vermeiden, sollten auf den QSL-Karten Verbindungen über Relaisstationen deutlich als solche bezeichnet werden; es empfiehlt sich zudem, in der Rubrik «Rapport» nur die Verständlichkeit (R1 bis R5) anzugeben.
Der Vorstand befürwortet die projektierten FM-Relaisstationen Menziwilegg (Kanal R 74, umschaltbar auf R 72) und Schilthorn (IARU-Kanal R 4).
Zuhanden der Sitzung der VHF Working Group der IARU Region 1 Division ging eine Stellungnahme ein, und zwar in bezug auf den Bandplan

im 144 MHz-Band. M. Cescatti setzt sich für die Unterteilung des Bandes in fünf Segmente ein: 144 bis 144,5 MHz: DX-Verkehr und Schwachsignalarbeit, 144,5 bis 145 MHz: alle Betriebsarten einschliesslich Fernschreiben und Schmalbandfernsehen, 145 bis 145,85 MHz: FM-Stationen, 145,85 bis 145,95 MHz: Satelliten, 145,95 bis 146 MHz: Baken. Der Vorstand schliesst sich dieser Auffassung grundsätzlich an. Ein wichtiger Punkt, der in diesem Zusammenhang zur Sprache kommen dürfte, ist die Trennung der Frequenzbereiche für Baken und Satelliten.
Die Sektion Genf protestiert nochmals gegen die Belegung des IARU-Kanals R 2 durch die Relaisstation Menziwilegg, die auf dem in der Region Genf benützten Simplex-Kanal S 26 starke Störungen verursache. Der UKW-Verkehrsleiter hat die Reichweite der Relaisstation offensichtlich unterschätzt, weshalb er seinerzeit der Sektion Genf mündlich zusicherte, dass keine Störungen zu befürchten seien. Die Sektion Genf hält fest, dass dieser Zustand durch eine Fehlplanung der USKA entstanden sei und schlägt vor, ihren Ortskanal zu wechseln, wobei die Kosten für den Umtausch der Quarze (insgesamt 50 Stück) von der USKA zu tragen wären. Der Vorstand hat nicht die Kompetenz, solche Ausgaben zu beschliessen. Als weitere Möglichkeiten nennt die Sektion Genf eine Herabsetzung der Sendeleistung der Relaisstation oder eine Verminderung der abgestrahlten Sendeleistung in Richtung Westschweiz. Dies würde jedoch den eigentlichen Einzugsbereich der Relaisstation beeinträchtigen. Der Vorstand empfiehlt der Sektion Genf, den Störungen — soweit sie überhaupt als unhaltbar gelten können — durch die Verwendung geeigneter Antennen und wenn nötig durch Leistungserhöhungen zu begegnen. Sollte ein Kanalwechsel vorgezogen werden, so ist der UKW-Verkehrsleiter gerne bereit, im OLD MAN eine «Tauschbörse» für Quarze zu publizieren. Der Vorstand wendet sich in aller Form gegen den Vorhalt, die Publikation des vorgesehenen Kanals für das Relais Menziwilegg im OLD MAN Nr. 2 und 3/1973 sei in der Hoffnung erfolgt, dass sie von der Sektion Genf übersehen werde.
Die USKA verzeichnet weiterhin eine erfreuliche Entwicklung. Zwischen dem 12.Mai und dem 5. Oktober 1973 traten 84 neue Mitglieder bei (24 Aktivmitglieder, 48 Passivmitglieder, 10 Jungmitglieder, 2 Auslandmitglieder).

(HB9DX)

XMAS — Contest 1973

Telefonie: 2. Dezember, 0800 - 1200 HBT
Telegrafie: 9. Dezember, 0800 - 1200 HBT

Detailliertes Reglement siehe CONTEST RULES.

Code: RST (RS) + Laufnummer + Kantonsabkürzung (z. B. 579032 ZH)
Punktebewertung: QSOs auf 3,5 Mc = 2 Punkte
QSOs auf 7 Mc = 3 Punkte
Klassement: a) Fone, b) CW, c) Fone + CW
Log-Einsendetermin: 31. Dezember 1973 an den TM. Teilnehmer mit Schweizerrufzeichen, die nicht Mitglied der USKA sind, werden nicht klassiert. Stationen, die mehr als 2 % unzulässige Doppel-QSOs im Log aufweisen, werden disqualifiziert. Die obligatorischen Logblätter sind beim Sekretariat und die Abrechnungsblätter beim TM zu beziehen.

Règlement: voir CONTEST RULES. Points essentiels du règlement:
Code: RST (RS) + numéro d'ordre + canton (exemple 579032 GE)
Décompte des points: QSOs sur 3,5 Mc = 2 points
QSOs sur 7 Mc = 3 Points
Classement: a) Fone, b) CW, c) Fone + CW
Délai pour logs: 31 décembre 1973. Les amateurs avec indicatif suisse mais qui ne sont pas membres de l'USKA ne seront pas classés. Les stations qui ont plus de 2 % de QSOs doubles dans le log seront disqualifiées. Les feuilles du log normal de l'USKA sont à demander au secrétariat et les «Summary sheet» au TM. vy 73 HB9AHA

DX-News

Während des vergangenen Monats herrschten nur mässige DX-Bedingungen, die nur selten von Oeffnungen in den Pazifikraum unterbrochen wurden. Im übrigen konzentrierte sich die DX-Tätigkeit auf das 14 Mc-Band. Von den verschiedenen Expeditionen liegen auch nur Berichte von Verbindungen mit PY∅AO vor, der vom 18. 9. bis 8. 10. auf Trinidad Isl. arbeitete.
Wie berichtet wird, ist in Afghanistan vorläufig jede Amateurtätigkeit verboten, die Geräte wurden eingezogen und das QSL-Büro geschlossen. Ab 18. 9. wurde von der ARRL Deutschland als DXCC-Land gestrichen. Dafür gelten ab diesem Datum die BRD und DDR als getrennte Länder. Bestätigungskarten für Verbindungen mit diesen neuen DXCC-Ländern werden von der ARRL ab 1. 12. entgegengenommen.
Nach den Erklärungen von HB9KB sind für die letzte Athos-Expetition die von sämtlichen Teilnehmern ausgestellten QSL-Karten gültig, sofern die betreffenden Verbindungen im Log vermerkt sind. Die ARRL hat eine vollständige Kopie des Logs zur Nachprüfung erhalten. Der sicherste Weg, eine Bestätigung zu erhalten, ist via SV1DB/NARUG.
Der Dezember ist ein Aktivitätsmonat für PJ-Stationen zum 25jährigen Jubiläum der VERONA, dem «Heim» der Amateure der Niederländischen Antillen. Für drei Verbindungen mit Stationen mit dem besonderen Rufzeichen PJ1 kann ein Spezialdiplom erhalten werden. Interessenten können die Bedin-

gungen gegen SASE beim Unterzeichnenden erfahren. Vom 17. 11. 2000 HBT bis 18. 11. 0800 findet der österreichische 160 Meter-Contest statt. Die Bedingungen sind wie oben erhältlich.
HB9AQF hat das DLD 40m/100, das DLD 200 und die bronzene Leistungsnadel im DLD erhalten. Im CQ WW-Contest 1972 wurden im Phoneteil folgende Punktzahlen erreicht: allgemeiner Teil: HB9ASK 587650, HB9UD 68794, HB9IX 29260; 21 Mc-Teil: HB9ZY 338776, HB9AEB 66200 und HB9DX 53256. Im DXCC sind HB9PG mit 137, HB9SO mit 107, HB9AQW mit 103 bestätigten Ländern neu vertreten. Es wurden ferner im DXCC folgende Nachträge verliehen: HB9TL 335, HB9AIJ 250, HB9AMO und HB9AOU 220, sowie HB9ACM und HB9ANR 160. In der Honor Roll des DXCC sind im Mixed-Teil HB9J 320/350, HB9MQ 320/344, HB9TL 317/339 und HB9KB 314/334 und im Phoneteil HB9J 316/342 und HB9TL 316/337. Wir beglückwünschen diese DXer zu ihren Erfolgen.
Es sind bisher nur 10 Stellungnahmen zur Neugestaltung der DX-Spalte eingetroffen. Daraus lässt sich nur schlecht eine Statistik machen. Wir bitten deshalb um weitere Bemerkungen zu diesem Thema, um die Auswertung vor Ende Jahr abschliessen zu können. Vy 73 es cuagn de HB9MO.

DX-Log

3,5 Mc-Band: 0400-0700: W1, W2, VE1, VE2 (s), KZ5PW (793)
7 Mc-Band: 0500-0700: HC2HM (080), ZM1AIZ (001) **0700-0800:** KZ5PW (070), PY2ELZ (055), ZL1AU (005), ZL2BT (055), ZL4BO (070), VK2WC (050), VK3XI (055), VK7AZ (055), VK7KJ/P (055) **2000-2100:** 6W8DY (085) **2200-2400:** VP2SAS (001), CR7IZ (001), JA6YB (003), UL7GAW (001)
14 Mc-Band: 0600-0800: 9Y4BO (190), OX4AB (265), CP1DN (225), TU2BX (110/130), VU2JM (180), JTKAA (005) **0800-1000:** JY3ZH (160), KH6HDB (250), 5W1AN (240) **1000-1200:** 3D2ER (225), ZX6CD (210), KJ6BZ (210) **1200-1500:** CT3BD (180), C31GN (235), 5A4AH (240) echt? **1600-1800:** PA25JR (285), VE8MD (160), TJ8EZ (285), HZ1TA (250), 9K2AN (255), UF6HS (180), UI8CD (160), VU2ABV (160), **1800-1900:** 3D6AW (170), OX3LP (200), 4S7ZW (340), VU2ZU (250), A6XB (240), 9K2DP (210) **1900-2000:** FP8CZ (105), 5X5NK (220), TR8GM (105), VU2ABV (235), KH6BVS/m (190) **2000-2300:** CT2BK (170), VP9H (333), PYϕAO (185) Trinidad Isl., 6W8DY (170), JY5HC (225)
21 Mc-Band: 1100-1300: 5A4AH (240) echt?, JY6AM (225) **1400-1800:** JR6IU (265) Okinawa, 9M2DQ (360), XW8BP (055), VS6AW (020) **1700-1900:** KP4DJE (150), VQ9D (190), 3B6CF (225) Agalega, VS9MS (265), XW8EO (350), VU2GDG (150) **1900-2000:** KZ5NG (295), CE8CF (265), 9G1DF (220).

Bemerkenswerte QSL-Eingänge: HB9DI: CI1EO, CR3KD, TR8CQ, XT2AG, 5U7AX **HB9UD:** ZK1TA, II4FGM **HB9MO:** TR8JM, CR3RY, CR4BA, CR4BC, JY6UNM, VP9AD, VQ9R, MP4TDM **HE9FUG:** SY1MA, XU1AA, CR5AJ, ZS2MI, CR9AK, AP2FS **HE9IHA:** C29ED
Logauszüge von HB9UD HB9MO, HE9FED, HE9FUG, HE9HSY und HE9IHA

Senden Sie Ihre Logauszüge und Bemerkungen bis spätestens 10. November 1973 an Sepp Huwyler, HB9MO, Leisibachstrasse 35a, 6033 **Buchrain.**

DX-Calendar

East Malaysia, 9M8SDA, 14250, ab 1400. QSL via WB6BGQ. 9M8FDS, 14010, am Abend. **Chagos Isld.** durch WA9MZU/VQ9, 21358, 1545. QSL via WA9MZU. **Bhutan,** A51PN, 14009, 1600. **Lord Howe Isld.** durch VK4AK/LH, vom 2. bis 12. November, CW/SSB, vorwiegend auf 20 Meter. QSL via VK4AK. **Pitcairn Isld.** VR6TC, 14225, 0700. **New Hebrides,** YJ8BD, 7015 oder 7033, 0800. **Willis Isld.** VK9ZC, 14265, 0715. QSL via Kevin Collins, c/o Post Office, Croydon, Victoria, 3136 Australia. **Haiti,** durch HH2OEA, 21275, 1700. **Falkland,** VP8HZ, 21280, ab 1930. **Kure Isld.** durch KH6DHB, 14256, 0815, 14215, 0900. KM6DF, 14282, 0735, 14290, 1140. **Wake Isld.** durch K7SAD/KW6, 14200 0530, 14205, 1125. QSL via WA7GQA. **Maldive Isld.** VS9MS, 14273, 1715, 14210, 1920. QSL via G3HYM. **Cambodia,** XU1AA, 14330, 1315. QSL via 9M2IR. **Yemen,** 4W1BC, 21335, 1645, 14345, 1700. QSL via G3SUW. **Guantanamo Bay,** KG4FI, 21290, 1930. QSL via DK4TP. **Vietnam,** XV5AC, 14320, 1620, 14300, 1830. QSL via W1YRC. Macht Ende Dezember 1973 QRT. **Manihiki Isld.** ZK1MA, 14168, 0800, 14070, 0820. QSL via W6KNH. **Agalega Isld.** 3B6CF, 21042, 1500, 21222, 1730, 21232, 1800. QSL via JAϕCUV.

QSL-Adressen:
PYϕAO via Box 1408-ZC 00, Rio de Janeiro. — **HH2OEA** via Box 1314, Port au Prince, Haiti. — **VP1SYL** via W4SYL/5, 6353 Kingston CT, New Orleans, LA. 70114. — **DU8BA,** via Box 244, Zamboanga. — **9K2DC** via Box 77, Kuwait. — **ZK1DX** via Box 90, Raratonga. — **VS5MC,** M. Caplan, Berakas Camp, State of Brunei.

73 es best DX de HB9MQ

Zu unserem Titelbild: Am Samstag, den 24. November strahlt das Fernsehen der deutschen und der rätoromanischen Schweiz die Sendung «Heute für Leute . . . A-E-I-O-U» aus. Die dritte Folge in dieser Serie hat den Titel: Amateure, Amateur. Von den Kurzwellen-Amateuren wirken mit: HB9EB, HB9GJ, HB9RG und HB9RU.

Rund um die UKW

Der DARC hat ein neues UKW-Diplom geschaffen. Das UKW-DLD wurde stark abgewertet, da auch Verbindungen über Relaisstationen gewertet wurden. Gleichermassen galt z. B. für eine HB-Station die Verbindung mit einem Urlauber aus Hamburg, der am Bodensee sein Zelt aufgeschlagen hatte, als Bestätigung des Hamburger DOK. Das Reglement dieses neuen UKW-EUD erscheint in der nächsten Nummer des OLD MAN.

Ueberreichweiten

Im Monat August herrschten recht gute Bedingungen, ganz speziell am 9. 8. und 10. 8. mit 8 G-Stationen nebst einer Anzahl F-Stationen aus AH, AJ, BK, BK. Auch gelang eine weitere Verbindung nach Korsika mit FC6ABP.
Am 19. 8. konnten einige I-Stationen gearbeitet werden, die sich im QRA FE befanden. Am 22. 8. war eine sehr schöne Bandöffnung nach OZ. OZ9NI, OZ8SL und OZ6OL konnten mit sehr guten Signalen während einiger Stunden gehört und gearbeitet werden.
Der Contest vom 1. und 2. September brachte keine ausgesprochen guten Bedingungen und ausser einer Station (SP6LB) in HK19j und einigen Wiener OMs waren keine DX Stationen zu erreichen.
Auf 432 MHz steigt die Aktivität besonders deutlich, nicht zuletzt deshalb, weil in letzter Zeit viele 70 cm/2 m Umsetzer in DL in Betrieb genommen wurden.
Der BBT vom 4. 8. war völlig verregnet und bei denkbar schlechten Bedingungen konnten nur wenige Stationen gearbeitet werden.
Auch der UHF-Contest vom 6. und 7. 10. brachte wohl eine relativ grosse Anzahl Verbindungen, doch keine eigentliche Bandöffnung, weil das vorangegangene kräftige Gewitter die Inversionsschichten völlig verschwinden liess. Die weitesten Verbindungen wurden mit PA⌀MJKp, OK1KIRp, OH20ML, DT5TIp und DC3ED in DL66f getätigt. (HB9QQ)

Piz Lucendro

Am 26. August um 03.00 Uhr fuhren wir, d. h. HB9AXS, HB9AYF, HB9MDW und HB9MEI, in Zürich weg, um den 2967 Meter ü. M. liegenden Pizo Lucendro in EG33e zu erklimmen. Das Wetter war so schlecht, dass man eigentlich eine solche Bergtour unterlassen sollte. Doch die Vorbereitungsarbeiten machten uns allen schon so viel Spass, dass wir trotz leichtem Nieselregen losfuhren. Folgende Geräte standen uns zur Verfügung: 2 m-Transceiver PROVENCE, zirka 15 W PEP in SSB mit 10 El. Yagi; 70 cm-Transceiver Standard SRC 4300, zirka 6 W Output in FM mit 9 El. Yagi. Stromversorgung durch Auto-Akku 12 Volt/18 Ah, sowie NiCd-Batterie als Notreserve zirka 1,5 Ah/12 Volt.
Etwa um 9.45 Uhr gelangten wir schwitzend auf den Gipfel. Ich möchte HB9AYF bestens für den Transport des Auto-Akkus danken. In eisiger Kälte und dichtem Nebel begannen wir alsdann mit dem Aufbau der Stationen. Hauptgrund dieser Expetition war die «Verteilung» des Kantons Tessin für die Anwärter des begehrten H 22-Diploms.
Zu Beginn war auf dem 2 m-Band sehr grosser Andrang, so dass wir schon bald gegen 40 QSOs mit HB-, F- und DL-Stationen hinter uns hatten. Jedoch waren leider keine aussergewöhnlichen Distanzen zu verzeichnen.
Auf 70 cm hatten wir einige sehr nette Verbindungen, vor allem Richtung Zürcher Oberland. HB9MDN in Adetswil, der nur mit einem Stück Draht in der Antennenbuchse arbeitete, konnten wir mit S9 aufnehmen. HB9IN hatte mit uns sogar mobilerweise Verbindung aus der Gegend Wetzikon. Ebenfalls eine Mobilverbindung klappte nach dem Hirzel. HB9MDC und HB9MFQ waren dort mit einem $^5/_8$-Lambda-Stab versehen.
Um 12.30 Uhr begann es zuerst zu schneien, anschliessend folgte ein Dauerregen, welcher uns leider zwang, den Platz unseres Wirkens fluchtartig zu verlassen.
Trotz des teilweise unangenehmen Wetters wurde dieser Tag für uns zu einem schönen und unvergesslichen Erlebnis. Wir hoffen, dass durch unsere Tätigkeit manchem OM das H 22-Diplom winkt. (HB9MEI)

Aus ausbreitungstechnischen Gründen findet das Sonntags-Rund-QSO auf 3780 kHz in den Monaten Dezember, Januar und Februar um 10.00 MEZ statt.

Roy E. Gould W5PAG
4748 DeBeers Drive
El Paso TX 79924

A Pi-Net For Transistor Finals

Probably the most difficult part of a transistorized final amplifier to design is the tank circuit. The main reason for this problem is that transistors must operate into a low impedance load and therefore circuits used with tubes are not satisfactory. Also, information about good tank circuits for use with transistor amplifiers has not been available in a form useful to most amateurs.

Several approaches have been used to obtain a suitable tank circuit. One circuit used often by amateurs is the double-tapped tank in which one tap on the tank coil is connected to the transistor and the other is connected to the antenna. This works, but is difficult to adjust.

An approach used by some manufacturers is to use two π-nets with their high impedance ends connected together. The transistor is connected to the low-impedance end of one π-net and the antenna connected to the other. This circuit also works, but uses a relatively large number of components.

In addition to the circuits discussed above there are several other possible circuits. Many of these are not convenient if the operating frequency or the load impedance is variable.

The Purpose of the Final Tank Circuit

The final tank circuit should attenuate signals whose frequency is different from the desired frequency and it should provide a means for coupling the rf energy to the antenna. It is desirable that the tank coupling be adjustable to allow loading of a range of variation of antenna impedance. The resonant frequency of the tank should be variable to allow the tank to be used over a band of frequencies. In addition, the tank must present the proper load impedance to the amplifying device if maximum amplifier efficiency is to be obtained.

The π-Net

A tank circuit widely used with vacuum tubes is the *pi* network, or π-net. This circuit is very useful because it can perform all the needed and desired functions of the tank circuit using only three components: two capacitors and one inductor. The inductor is normally fixed in value and both capacitors are variable. One capacitor is used to tune the π-net to resonance and the other capacitor is used to adjust the coupling between the tank and the antenna.

In the form usually used in vacuum tube circuits, both capacitors are connected to ground. The tube is connected across one capacitor and the load across the other (Fig. 1). This circuit works very well for tube circuits where the load impedance must be fairly high, usually at least 2 kΩ. It is not satisfactory for transistor circuits, however, because most transistors must operate into a load impedance of less than 100Ω and the size of the capacitors be-

Fig. 1. Capacitor input π-net.

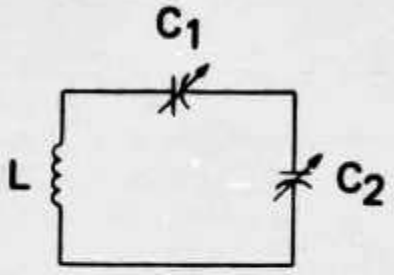


Fig. 2. Inductor input π-net.

comes very large when an input impedance of this magnitude is needed. A typical capacitor value for an 80m tank is 0.01 μF. Variable capacitors of this size are impractical.

Fortunately for builders of transistor equipment, there is a form of π-net coupling circuit that can work very well with transistors. This circuit retains all the advantages of the conventional π-net and still allows a low load impedance to be presented to the transistor. As shown in Fig. 2, the loading capacitor and the inductor are connected to ground and the tuning capacitor is "floating." This form of π-net is called an inductor input π-net and it functions essentially the same as the capacitor input circuit. The input impedance is high for both, and circuit values are similar for the same input impedance and frequency. There is one difference that makes the inductor input π-net useful for transistors, and that is a low input impedance can be obtained by coupling into the inductor with a link. The impedance level is lowered by transformer action.

There are actually several possible arrangements of the inductor input π-net. Figure 3 illustrates these.

In sketch A (Fig. 3) one side of the inductor and one side of the loading capacitor is connected to ground. The rf energy is coupled into the π-net by a link.

In B, the loading capacitor is connected to ground and the bottom of the inductor is at ground potential for rf because of the large bypass capacitor. The collector is connected to a tap on the π-net inductor and the impedance is transformed down by this autotransformer connection. The dc also flows through the inductor. This circuit requires a minimum of parts.

In C, one side of each of the capacitors is connected to ground and the inductor is floating. Rf is coupled into the π-net by a

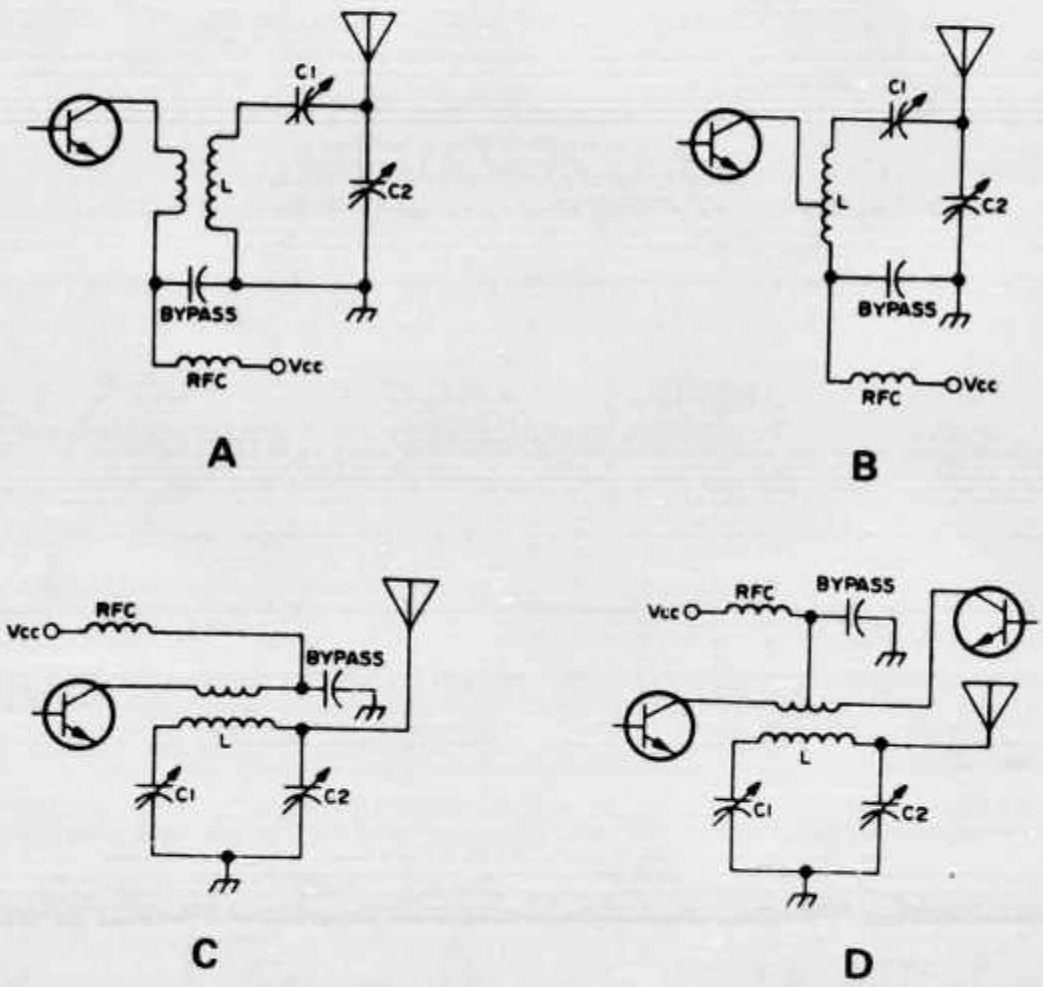


Fig. 3. Four ways to connect the π-net.

link. This arrangement eliminates the primary disadvantage of the circuits shown in the previous two figures, which is that the tuning capacitor must be isolated from ground. The inductor can float because the link isolates the inductor from the dc portion of the transistor circuit and the rf is still applied across the inductor. If a link is to be used, this is the preferred arrangement.

If push-pull operation is desired, the circuit of D may be used. The collector supply voltage is connected to the center-tap of the link and the transistors are connected to each end of the link as in the conventional push-pull circuit. Push-pull operation may also be accomplished by using a centertapped link with the circuit shown in A.

It is actually easier to work with the inductor input π-net than it is to work with the capacitor input π-net. With the capacitor input π-net it is necessary to design a completely new tank circuit each time a different load impedance is needed. With the inductor input π-net all that is needed to change the load impedance is to change the number of turns on the input link. The basic π-net remains unchanged and all that is changed when a different input impedance is needed is the number of turns on the link.

The Universal π-Net

It is possible to use one basic π-net circuit for all input impedances and it is possible to design a universal π-net circuit. The universal π-net is described by giving reactance values for the inductor and the capacitors. The value of inductance and capacitance is then calculated for the desired operating frequency.

The universal π-net is designed by first choosing an input impedance across the entire inductor. The Q of the tank is designed to be at least 12 to obtain good suppression of harmonics. The value of inductive and capacitive reactance and the tuning range of the capacitors required to tune across the amateur band with the highest percent bandwidth and to load the desired variation in antenna resistance is calculated.

For those interested, the following equations are the basic design equations for the inductor input π-net.

$$X_L = \frac{R_r}{Q}$$

$$X_{c2} = R\sqrt{\frac{R_r}{R(Q^2 + 1) - R_r}}$$

$$X_{c1} = X_L - \frac{X_{c2}\,R^2}{R^2 + X_{c2}^2}$$

The reactance values, X_L, X_{c1}, and X_{c2} are for the inductor and the capacitors shown in Fig. 2. The input impedance across the entire inductor is defined as R_r and the antenna resistance is defined as R. The equations work if the Q of the circuit is greater than 10 and if R_r is greater than R and smaller than $R(Q^2 + 1)$. Also, the source of rf energy must not load the tank.

These basic equations were used to design the universal π-net tank circuit shown in Fig. 4. The reactance values at the center frequency of the band are shown in the figure for each of the components of the tank. The values of inductance and capacitance must be calculated at the center frequency of the band in which the π-net is to be used.

This tank circuit was designed to have 4 kΩ input impedance across the entire inductor. Its Q is 15 in the center of the band, 13.95 at the upper band edge and 16.2 at the lower band edge. It is designed to match resistive loads between 30 and 200Ω. The π-net can operate over a 15% bandwidth.

The input impedance was arbitrarily chosen to be 4 kΩ. This impedance level is higher than would ordinarily ever be needed in a transistor circuit and at this level there is not an excessive amount of interaction between the tuning and loading controls. Also, reasonable circuit values are obtained.

The Q at the center of the band was chosen to be 15 and the lowest Q in the

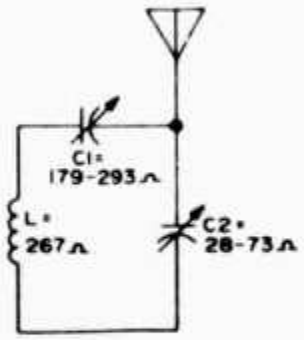


Fig. 4. Universal π-net

Table I

Inductor and Capacitor Values

Band	L	C_1 (pf)		C_2 (pf)	
	(μh)	Min	Max	Min	Max
160	22.36	286	468	1155	2992
80	11.33	145	237	585	1516
40	5.94	75	124	307	795
20	3.00	38	63	155	401
15	2.00	26	42	103	268
10	1.47	19	31	76	197
6	0.82	10	17	42	109

band the π-net is designed to operate over is almost 14, exceeding the minimum usable value of 12.

The π-net can match resistive loads from 30 to 200 Ω. If the load contains either capacitive or inductive reactance, the tuning range of the loading capacitor may have to be increased since its value will have to be different to balance out the reactive component of the load.

In this article, percent bandwidth is defined as bandwidth/band-center X 100. The amateur band with the highest percent bandwidth is the 80m band with 13.33% bandwidth. The band with the lowest percent bandwidth is the 15m band with 2.12% bandwidth. The π-net is designed for a 15% bandwidth and is therefore able to tune across any amateur band. For most bands there is considerably more tuning range than necessary.

The π-net shown in Fig. 4 is general in nature and can be used for any band because reactance values are given for each of the components. When using the circuit at a specific frequency it is necessary to calculate the value of inductance and capacitance based upon the reactance and frequency. Since we are interested in using the circuit only in the amateur bands it is convenient to calculate the inductance and capacitance values for each of the amateur bands in which the π-net is useful. This was done and the results are tabulated in Table I. This table shows the value of inductance and capacitance needed for each of the bands, from 160 through 6 meters. The values were calculated assuming the center frequency of the π-net is at the center of the amateur band.

By using the values shown in Table I the design of the π-net is reduced to simply choosing capacitor values and designing the inductor.

Using the Universal π-Net

The inductance and capacitance values shown in the table are actual circuit values and include stray wiring capacitance and inductance. The capacitance would usually be made up of a fixed and a variable capacitor in parallel. The sum of the fixed capacitor, the minimum capacitance of the variable capacitor and the wiring capacitance should be equal to or less than the minimum value of capacitance shown in the table. The sum of the fixed capacitance, the maximum capacitance of the variable capacitor and the wiring capacitance should be equal to or greater than the maximum value of capacitance shown in the table. Wiring capacitance must be included and it is difficult to determine its value because it is dependent upon several factors including the circuit layout and compactness. It may be as high as 20 or 30 pF and is equivalent to adding a fixed capacitor in parallel.

If the inductance is not close to the proper value, it may be necessary to adjust capacitance values a little one way or the other to obtain full tuning range across the band, especially on 80m where there is very little extra tuning range. Also, if the wiring capacitance is not close to the estimated value, the value of fixed capacitance may have to be adjusted to compensate.

The inductor must provide the inductance value and it must act as the secondary of the input transformer. It can be either an air core coil or a toroid wound on a magnetic core.

The inductor may be wound using cut

and try methods if some method is available to measure the inductance, or the size of the coil and the number of turns can be calculated.

An ARRL Type A lightning calculator is very useful for designing air core coils. With it you can design coils with a wide variety of diameters and lengths.

The number of turns needed on a toroid to obtain the desired inductance can be calculated using this equation adapted from *Electrical Engineers' Handbook*, by Pender and McIlwain:

$$N = 9.92 \sqrt{\frac{Ld}{A' + A(\mu - 1)}}$$

Where: N = number of turns
L = inductance in microhenrys
d = average diameter of core in inches
A' = area of coil at right angle to flux path in square inches
A = area of core at right angle to flux path in square inches.
μ = permeability of toroid core

If the coil is wound close to the core the equation can be simplified to the following:

$$N = 9.92 \sqrt{\frac{Ld}{\mu A}}$$

Since the inductor is the secondary of the input transformer it is undesirable for it to have a small number of turns because the lowest input impedance will be fairly high, perhaps too high for the transistor it is to be used with. For example, if the inductor had five turns on it and a one turn input link were used the input impedance would be $4000/5^2 = 4000/25$, or 160 Ω. This is based on the classical impedance transformation equation for transformers where the impedance across the secondary is 4 kΩ and the turns ratio is 5.

In the case of air core coils, the smaller the diameter of the coil the more turns that are required. Therefore, if you cannot get a low enough input impedance, use a smaller diameter coil with more turns on it. Coils with a diameter of 1-1/2 in. are about right for 160m, a diameter of 1 in. works well for 80 and 40m tanks, and for 20 through 10m tanks, a diameter of 0.5 in. is suggested. On 6m, a smaller diameter may be needed, perhaps 3/8 in. There is nothing that says these diameters must be used. They are only suggested and it may be necessary to use something different in some cases.

It is undesirable to have a small number of turns on a toroid. There is an additional problem with toroids because it is not possible to have a fraction of a turn on a toroid. Each time the wire passes through the center counts as one turn. Therefore the input impedance and the inductance changes in steps as turns are added and if the number of turns is small the steps will be large. To increase the number of turns on the toroid, use a core with a low permeability (μ). Toroid cores are commercially available with permeabilities from 7 to over 200. Cores with low permeability are best for this circuit. The physical dimensions of the toroid core also influence the number of turns needed; however, the power input to the tank will probably determine the size needed. A very good article on the use of toroids in tank circuits, written by E. L. Klein (W4BRS), appeared in 73, June 1967.

It is desirable to have an idea of the number of turns needed on the input link. The following equation is based on the classical transformer impedance transformation equation and gives an indication of the number of turns to use on the input link. The equation is:

$$N_L = \frac{N_c \sqrt{Z_{in}}}{63.3}$$

The number of turns on the link is N_L, the total number of turns on the inductor is N_c, and the desired input impedance is Z_{in}. The above equation was derived specifically for the universal π-net where the impedance across the inductor is 4 kΩ.

This equation will be close for a toroid inductor where there is tight coupling between the windings, but gives only an indication for air core coils. Coupling

between the windings of air core coils is loose and the input impedance will actually be lower than indicated by the equation. Since the use of too low a load impedance may destroy the transistor due to excessive current, it is best to use more turns than indicated by the equation when using air core coils. The proper number will have to be determined experimentally by measuring the power output and power input and maximizing efficiency by varying the number of turns on the link.

If the autotransformer connection of sketch B in Fig. 3 is used, N_L in the equation is the tap point of the inductor in number of turns from the bottom. As with link coupling, the equation is accurate for toroids but only an indicator for air core coils. When using air core coils, it is best to tap higher than indicated by the equation and experimentally determine where to tap for maximum amplifier efficiency.

While either an air core coil or a toroid will work, the toroid has several advantages, among them, small size, low external field, and the toroid approaches an ideal transformer.

Since the toroid has a low external field, there is less chance of oscillation due to coupling between the final tank coil the tank coils of previous stages in the transmitter. Also, there will be little loading of the tuned circuit by nearby metal objects and the coil can be placed close to other objects, allowing a more compact circuit to be built.

The load impedance required by the transistor is needed if the previous equation is to be used to design the input link. The following equation can be used to calculate approximately the optimum load impedance.

$$Z_{in} = \frac{V_{cc}^2}{2P_o} \quad \text{(ohms)}$$

The collector supply voltage is represented by V_{cc} and the power output from the transistor is P_o.

Use As an Interstage Coupling Circuit

The π-net is also very useful for interstage coupling, such as coupling the driver transitor to the final. The π-net acts as a tuned circuit and allows the impedances to be matched between the driver and the final. Any of the basic circuits of Fig. 3 may be used. The amount of drive supplied to the final can be adjusted by varying the loading capacitor. It is much easier to turn a capacitor to adjust the drive than it is to change the number of turns on a link, as would be necessary if the final were driven from a link.

By using a loading capacitor somewhat smaller than the minimum shown in Table I, the π-net can drive loads as low as about 20Ω. This is sufficiently low for most transistors. If the input resistance of the transistor is smaller than this, the impedance across the inductor will be greater than 4 kΩ.

In applications where the operating frequency will not change greatly, small screwdriver-adjusted padder capacitors can be used when the π-net is used for interstage coupling. The circuit is tuned and then left alone unless a large change in frequency is made.

A Design Example

It is desired to build a transistorized final for 10m using a 2N2631. This transistor has a maximum collector-to-emitter rating of 80V when there is a low resistance path from the base to ground. It can operate up to about 175 MHz so will work well on 10m. It can dissipate 7W of power at a case temperature of 60°C (140°F) and therefore should be able to handle a power input of about 15W if the efficiency can be kept reasonably high.

Because the maximum rating between the collector and the emitter is 80V, the maximum usable power supply voltage is 40V. Because the highest power can be obtained at the highest possible supply voltage, a 40V collector supply voltage will be used.

Table I says the inductor should be 1.47 μH, the tuning capacitor C_1 should be variable from 19 to 31 pF, and loading capacitor C_2 will be between 76 and 197 pF.

A combination of fixed and variable capacitors must be chosen for the tuning and loading capacitors. A wiring capacitance of 15 pF will be assumed for each of these. The tuning capacitor must have a tuning range of at least 12 pF. A Hammarlund type HF-15 capacitor has a range of 2.8 to 17.5 pF or a tuning range of 14.7 pF. The sum of the minimum capacitance of the variable capacitor and the wiring capacitance (2.8 + 15) is 17.8 pF. The sum of the maximum capacitance of the variable capacitor and the wiring capacitance (17.5 + 15) is 32.5 pF. In this case, no fixed capacitor is needed because the wiring capacitance is large enough. It should be remembered however that 15 pF was estimated for the wiring capacitance and its actual value is unknown. Therefore, after the circuit is built it may be necessary to adjust the capacitance a little to be able to tune across the entire band.

The loading capacitor must have a tuning range of at least 121 pF. A Hammarlund type HF-140 has a capacitance range of 6.3 to 142 pF or a tuning range of 135.7 pF. The sum of the minimum capacitance of the variable capacitor and the wiring capacitance (6.3 + 15) is 21.3 pF. A fixed capacitor of about 55 pF will be needed to give the required minimum capacitance of 76 pF (76 – 21 = 55). A standard value is 47 pF and if this value were used, there would be about the same overlap on each extreme of the rotation of the capacitor. As in the case of the tuning capacitor, the wiring capacitance is only an estimate and it may be necessary to adjust the value of the fixed capacitor to compensate if the actual value is greatly different.

The inductor is to be a toroid. An Amidon Associates type "SF" core operates between 10 and 90 MHz and will therefore work well on 10m. The permeability (μ) of this core is 8. A core with an outside diameter of 0.5 in. should be large enough to handle the power output of this final. The inside diameter is 0.3 in. and the thickness is 0.19 in.

The coil will be wound close to the core so the simplified equation can be used. The average diameter of the core, d, is 0.4 in. (0.5 + 0.3/2). The area of the core, A, is 0.019 sq in. (0.1 X 0.19). The number of turns is then calculated:

$$N = 9.92\sqrt{\frac{1.47 \times 0.4}{8 \times 0.019}} = 19.5$$

Since a toroid must have a whole number of turns, either 19 or 20 turns could be used; however, in this example, 20 turns will be used.

The only thing remaining to be designed is the input link. The first step in designing the link is to determine the required load impedance. The supply voltage is 40V and the approximate power output is 10W. The required load impedance is then:

$$Z_{in} = \frac{40^2}{2 \times 10} = 80\Omega$$

The number of turns on the input link can now be calculated from the equation:

$$N_L = \frac{20\sqrt{80}}{63.3} = 2.83 \text{ turns}$$

The nearest whole number is 3 and the input link will use 3 turns.

Additional Notes

In the last year I have done considerable work with transistor power amplifiers using transistors designed to operate from a low supply voltage, such as 12 or 13.6V. I have discovered that many transistors of this type are unstable when the basic link-coupled inductor-input pi-net is used as the tank circuit. Fortunately, I have also discovered a simple way to prevent this instability. All that is required is the connection of a small capacitor from the collector to ground, as shown in Fig. 5.

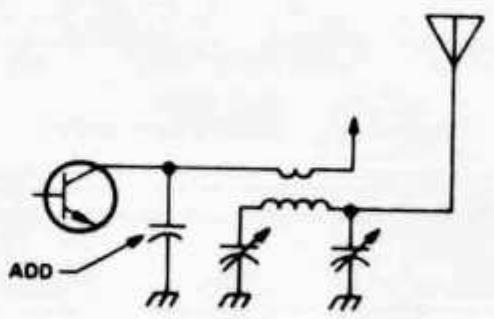


Fig. 5. Adding a small capacitor from the collector to ground will stabilize low voltage transistors.

The amount of capacitance required seems to depend upon the particular type transistor used and probably also upon the frequency of operation. All the amplifiers I have built using this capacitor to ground have operated in the high end of the 10m band. At this frequency a capacitance of 30 to 50 pF is normally enough to allow stable operation. The proper capacitor to use at lower frequencies will have to be determined experimentally and will probably have about the same capacitive reactance as the capacitor used on 10m.

Adding this capacitor does not change the basic operation of the circuit, but the value of C_1 will have to be reduced slightly to allow the π-net to resonate at the desired frequency.

The reason the capacitor improves stability is unknown but it does work and its use will allow you to successfully use the inductor-input π-net with transistors designed to operate from low power supply voltages..

73 MAGAZINE

Abriß zur Geschichte der elektrischen Telegrafie

Von Ull Schwenger, DL 6 JG, 3441 Mönchhof

Samuel Thomas v. Sömmering (1755—1830) entwarf im Auftrag des Bayrischen Ministers Montgelas einen Telegrafenapparat auf dem Prinzip der Wasserzersetzung durch elektrischen Strom. In einem flachen Glaskasten waren nebeneinander 27 Goldstifte angebracht. Sie waren in Löcher im Boden des Glaskastens eingekittet. Jeder Stift war mit einem Buchstaben gekennzeichnet, dazu Punkt und Wiederholungszeichen. Der Glaskasten war mit Wasser gefüllt. Von jedem der Stifte führten eine Leitung und eine zusätzliche Masseleitung für das gesamte Aggregat zur Sendestelle. Dort befand sich eine Platte mit 27 Kontaktlöchern, an die die einzelnen Drähte angeschlossen waren. Sie waren mit den gleichen Buchstaben gekennzeichnet wie die Goldstifte auf der Empfangsseite. Als Batterie diente eine „Voltasäule", die aus 15 Brabanter Thalern, Zinkscheiben und dazwischengelegten Filzscheiben bestand. Die Filzscheiben wurden mit Kochsalzlösung getränkt. Der eine Pol dieser Batterie lag an der Masseleitung, der andere an einer mit einem Stöpsel verbundenen Leitung. Wurde der Stöpsel in eines der oben genannten Kontaktlöcher gesteckt, bildeten sich am zugehörigen Stift der Empfangsseite Gasbläschen.

Die Versuche wurden am 8. Juli 1809 begonnen. Bereits am 18. August konnte über eine Leitung von 2 000 Fuß Länge (700 m?) gearbeitet werden. Im Jahre 1812 wurden Nachrichten über eine Entfernung von 10 000 Fuß übermittelt. Praktische Bedeutung hat dieser Telegraf nicht erlangt, da damals anscheinend noch kein Bedürfnis für eine weitreichende, schnelle Nachrichtenübermittlung bestand bzw. in Frankreich eine Übermittlung durch den optischen Telegrafen von Chappe (Relaisstationen in optischer Sichtweite) als ausreichend erachtet wurde.

Im Jahre 1820 schlug Ampère vor, die Ablenkung der Magnetnadel durch den elektrischen Strom zum Telegrafieren zu benutzen. Er wollte 30 Magnetnadeln durch 30 Doppelleitungen mit der Sendestation verbinden, wobei jede Magnetnadel einem Buchstaben bzw. Zeichen zugeordnet sein sollte. Die von v. Sömmering bereits ein Jahrzehnt zuvor verwendete „Masseleitung", die heute jedem Autofahrer geläufig ist, war ihm anscheinend noch nicnt bekannt. Offenbar blieb es auch nur beim Vorschlag; von praktischen Versuchen wird nichts erwähnt.

Der russische Staatsrat Baron v. Schilling, der zunächst v. Sömmering unterstützt hatte, konstruierte 1832 ein Gerät, das zunächst mit fünf Magnetnadeln und dann mit einer einzigen Magnetnadel imstande war, alle Buchstaben und Ziffern zu übertragen. Offenbar verwendete er dafür einen Code, da man mit der Magnetnadel nur zwei Zeichen (Links- oder Rechtsausschlag, je nach Stromrichtung) geben konnte. Um ein Pendeln der Magnetnadel zu vermeiden, wurde eine Dämpfung vorgesehen, und zwar in der Form, daß eine mit der Magnetnadel fest verbundene Platinfahne in ein mit Quecksilber gefülltes Näpfchen tauchte. Die Anlage wurde 1835 in Bonn der Naturforscher-Versammlung vorgeführt. Eine Erprobung in der Praxis unterblieb, da v. Schilling bereits 1837 verstarb.

Im Jahre 1833 setzten die Göttinger Professoren Gauß und Weber eine An-

lage in Betrieb, bei der ebenfalls die Auslenkungen einer Magnetnadel zur Übermittlung von Zeichen dienten. Als Stromquelle diente zunächst eine galvanische Batterie. Sie wurde später durch ein „Induktorium" ersetzt,. bei dem eine Spule über das eine Ende eines Stabmagneten bewegt wurde. Der Stabmagnet war in einem massiven Holzgestell befestigt und wurde in senkrechter Lage gehalten. Das obere Ende des Stabmagneten ragte aus dem Gestell heraus. Es wurde von der Induktionsspule umschlossen. Mittels einer Hebelvorrichtung konnte sie sowohl nach oben als auch nach unten bewegt werden, so daß man Auslenkungen der Magnetnadel nach rechts oder nach links bewirken konnte.

Der Stabmagnet bestand aus zwei nebeneinanderliegenden Stahlblättern, deren Gesamtgewicht mit 25 kg angegeben ist. Die Magnetnadel auf der Empfangsseite hatte die ungewöhnliche Länge von 1,21 m. Erstmalig wurde zur Dämpfung der Nadelschwingungen eine Wirbelstrombremse in Form einer Kurzschlußschleife aus Kupfer verwendet. Ein kleiner Spiegel auf der Mitte der Magnetnadel gestattete die Beobachtung der Auslenkung mittels Ablesefernrohrs und Skala. In einem zeitgenössischen Bericht im „Göttingische gelehrte Anzeigen" von 1834 heißt es: „Dieser (Prof. Weber) hatte bereits im vorigen Jahre von dem physikalischen Cabinett aus über die Häuser der Stadt hin bis zur Sternwarte eine doppelte Drahtverbindung geführt, welche gegenwärtig von der Sternwarte bis zum magnetischen Observatorium fortgesetzt ist; dadurch bildet sich eine große galvanische Kette, worin der galvanische Strom, die an beiden Endpunkten befindlichen Multiplikatoren mitgerechnet, eine Drahtlänge von fast 9 000 Fuß zu durchlaufen hat. Der Draht der Kette ist größtenteils Kupferdraht von der im Handel mit 3 bezeichneten Nummer, wovon eine Länge von 1 m 8 Gramm wiegt." Die Anlage wurde bis 1838 benutzt und wurde 1844 durch Blitzschlag zerstört.

Carl August v. Steinheil (1801—1870) verbesserte den Gauß-Weber'schen Telegrafen so wesentlich, daß rein äußerlich keinerlei Ähnlichkeit zu erkennen ist. Von Steinheil, der an den Universitäten Erlangen, Göttingen (bei Gauß) und Königsberg studiert hatte, war seit 1835 Professor der Physik und Mathematik in München. 1836 erfand er den nach ihm benannten Telegrafen, den er 1837 in Betrieb nahm, um von seiner Münchener Wohnung mit dem physikalischen Cabinet, der Akademie und der Sternwarte Bogenhausen Verbindung zu haben. Besondere Kennzeichen seiner Anlage waren zwei Magnetnadeln. Je nach Stromrichtung schlug die eine oder die andere Nadel aus. Dabei schlug ein Messingansatz an der Nadel gegen eine Glocke. Beide Glocken wiesen verschiedene Tonhöhen auf (Bim-Bam!). Außerdem wurden von beiden Nadeln mittels angebauter Farbnäpfchen Zeichen auf einem von einem Uhrwerk bewegten Papierstreifen markiert. Die Gesamtlänge der Verbindungsleitungen wird mit 37 500 Fuß angegeben.

Auf v. Steinheil ist die Verwendung der „Erde" als zweitem Leiter bei Telegrafie zurückzuführen. Damit wurde es möglich, mit nur einem Draht eine Telegrafieverbindung herzustellen. Von den bisher besprochenen Telegrafen war der Steinheil'sche der erste, der eine schriftliche Aufzeichnung ermöglichte. Es konnten also auch dann Nachrichten übermittelt werden, wenn nicht ständig eine Person an der Empfangsanlage saß.

Samuel Finley Breese Morse (1791—1872) war von Hause aus Maler. Auf zwei Studienreisen kam er von 1811 bis 1815 und von 1829 bis 1832 nach Europa. Bei der Rückfahrt von der zweiten Reise lernte er auf dem Schiff einen Professor aus Boston namens Jackson kennen, sah ihm bei elektrischen Experimenten zu und hörte von ihm, daß es möglich sei, mittels der Elektrizität Signale zu übermitteln. Wieder in Amerika, beschäftigte er sich weiterhin mit der Malerei und brachte es darin sogar zum Professor, ohne allerdings dabei Reichtümer zu erwerben.

1835 versuchte er sich am Bau eines Telegrafen. Der Versuch endete mit einem Mißerfolg. Ein im gleichen Hause wohnender Chemie(!)-Professor namens Gale gab ihm Ratschläge und besorgte auch das Material für den Bau eines Elektromagneten. 1837 war dann das erste Gerät fertig. Zur Wiedergabe der Zeichen wurde ein Pendel mit einer Bleistiftspitze benutzt, das quer zu einem durch ein Uhrwerk (mit Gewichtsantrieb) bewegten Papierstreifen schwingen konnte. Dieses Pendel konnte durch einen Elektromagneten seitlich abgelenkt werden. Solange

kein Signal kam, schrieb die Bleistiftspitze auf dem Papierstreifen einen geraden Strich. Ein kurzes Signal bewirkte, daß dieser Strich einen seitlichen Zacken — ähnlich einem Sägezahn — bekam. Geber war zunächst nicht eine Morsetaste, sondern ein horizontal verschiebbarer Schlitten, in den die aus Blei gefertigten Typen eingesetzt wurden. Mittels einer Kurbel wurde dieser Schlitten unter einem mit einem Abtastkopf versehenen Hebel hindurchgezogen. Die Typen waren Bleistreifen, die an ihrer Oberkante Zacken aufwiesen, und zwar einen für 1, zwei für 2, drei für 3 und so fort bis 9. Nach unseren heutigen Begriffen würden wir sagen, daß Punkte übermittelt wurden. Lediglich für die Null wurden zwei längere Zeichen übermittelt, entsprechend dem heutigen Morse-„m". Jeder einzelne Zacken hob den genannten Hebel an. Dieser betätigte dann einen Kontakt. Es wurden also lediglich Ziffern übertragen. Die Ziffern wurden zu Zahlengruppen zusammengestellt, deren Bedeutung aus einem Codebuch entnommen werden mußte. Wann Morse das nach ihm benannte Alphabet ersann, ist aus den vorliegenden Unterlagen [1, 2] nicht zu entnehmen. Der erste Text, der mit Morses Gerät durchgegeben wurde, lautete: „Gelungener Versuch mit Telegraph September 4. 1837". Nachträglich haben die Amerikaner bei der Jahreszahl etwas „nachgeholfen" und aus der 7 eine 5 gemacht, um zu beweisen, daß Morse doch der ERSTE gewesen sei.

Machen wir hier einen Gedankensprung in Richtung auf die Funktelegrafie. James Clerk Maxwell (1831—1879) erbrachte den mathematischen Nachweis, daß ein Zusammenhang zwischen Optik und Elektrizitätslehre besteht. Es gelang ihm der Nachweis, daß bei polarisiertem Licht durch ein starkes Magnetfeld die Polarisationsebene gedreht wird.

Dem genialen Experimentator Heinrich Rudolf Hertz (1857—1894) blieb es dann vorbehalten, die Maxwell'sche elektromagnetische Lichttheorie durch eine ganze Reihe von Versuchen zu bestätigen, und das mit für unsere heutigen Begriffe geradezu primitiven Hilfsmitteln. Man stelle sich nur einmal vor, daß wir das Vorhandensein eines Hf-Feldes durch Beobachtung winzigster Fünkchen feststellen sollten, die an einem durch eine Funkenstrecke unterbrochenen Resonanzkreis auftreten! Um innerhalb seines Labors arbeiten zu können, war die Erzeugung kürzester Wellen — wir würden heute UKW sagen — eine zwingende Voraussetzung. Es gelang ihm der Nachweis, daß mittels eines Hohlspiegels die Wellen gebündelt, mittels eines Asphaltprismas gebrochen werden konnten. Er zeigte, daß die Funkentladungen an seinem Funkeninduktor auch ohne Drahtverbindungen eine Fernwirkung ergaben. Die Entwicklung der auf seiner Forschung fußenden Funktechnik hat er nicht mehr erlebt.

Im Jahre 1890 entwickelte der Franzose Branly einen Hf-Anzeiger, den er Kohärer nannte. Unterbricht man einen galvanischen Kreis, in dem sich eine Batterie und ein Meßinstrument befinden, und streut man auf der Unterbrechungsstelle Feilspäne, z. B. von Nickel, darauf, dann wirken diese zunächst fast wie ein Isolator. Wirkt auf diese jedoch ein Hf-Feld ein, dann werden sie leitend, und das Instrument zeigt einen Ausschlag. Verschwindet das Hf-Feld, so bleibt die Leitung solange bestehen, bis durch eine leichte Erschütterung die Verbindung zwischen den einzelnen Feilspänen wieder zerfällt. Mit diesem Kohärer war die erste Möglichkeit geschaffen, Hf auch auf größere Entfernung nachzuweisen.

Der Russe Popoff soll der erste gewesen sein, der den Kohärer praktisch verwendet hat. Er befaßte sich mit den elektrischen Vorgängen in der Atmosphäre und registrierte Blitzschläge. Mittels des Kohärers konnte er seine Beobachtungen „automatisieren", indem dieser einen Morseschreiber zum Ansprechen brachte. Durch Versuche stellte er fest, daß er auch weit entfernte Blitze aufzeichnen lassen konnte, wenn er die eine Seite des Kohärers mit der Erde verband und die andere mit dem von der Erde abgeklemmten Blitzableiter. Damit war die Empfangsantenne geboren.

Guglielmo Marconi (1874—1937) hatte an der Universität Bologna den Vorlesungen von Prof. Righi Einzelheiten über die Hertz'schen Versuche entnommen. Er kombinierte nun den Sender von Hertz, den Kohärer von Branly und die Antenne von Popoff, wobei er auch am Sender eine Antenne anbrachte.

In England fand er die Unterstützung, die ihm in Italien versagt blieb. Mitte Mai 1897 gelang ihm von einer Insel im Bristolkanal über eine Strecke von 5 km eine

Verbindung zum Kanalufer. Kurz danach wurde der gesamte Kanal von 14,5 km Breite überbrückt; bei diesem Versuch wurden die beiden Antennen durch Drachen gehalten. Da bei der Anlage von Marconi keine zusätzlichen Abstimmittel verwendet wurden, dürfte die Wellenlänge im wesentlichen von der Antennenlänge abhängig gewesen sein. Aus den vorliegenden Angaben [3] kann geschlossen werden, daß eine Antenne von ca. 70 m verwendet wurde. Das würde bei dem Viertelwellenstrahler eine Wellenlänge von 280 m (1,08 MHz) entsprechen.

Bereits im Jahre 1898 hatte Prof. Ferdinand Braun (Straßburg) bei seinem Sender eine Trennung zwischen dem Kreis mit dem Hf-erzeugenden Funken und dem Antennenkreis vorgenommen. Gleiches geschah auf der Empfangsseite. Jetzt bestand die Möglichkeit, auf beiden Seiten die Antennen auf die gleiche Frequenz abzustimmen.

Mit dieser Anordnung sollen [3] Entfernungen von 1000 bis 1200 km (!) überbrückt worden sein. Über die dazu verwendeten Leistungen finden sich keine Angaben.

Der Braun'sche Sender verwendete eine Funkenstrecke von mehreren Zentimetern. Die zwischen den beiden Elektroden liegende Luft wurde stark ionisiert und erlaubte der in der Antenne schwingenden Energie eine Rückzündung, die mit erheblichen Energieverlusten und einer Breitbandigkeit des abgestrahlten Spektrums verbunden war. Hier schuf 1906 Prof. Max Wien (Jena) Abhilfe mit seiner „Löschfunkenstrecke". Er unterteilte die Funkenstrecke in zahlreiche Einzelfunken von ca. 0,2 mm Länge [3]. Die Teilung wurde durch Kühlplatten bewirkt, die durch Glimmerringe auf Abstand gehalten wurden. Eine Rückzündung fand nicht mehr statt. Es war möglich, die Station mit einem Wechselstromgenerator von 500 Hz zu speisen und damit eine Folge von 1000 Funken zu erzeugen. Da man inzwischen vom Schreibtelegrafen ab- und zum Hörempfang übergegangen war — der Kristall-Detektor hatte das ermöglicht und bot gleichzeitig eine wesentlich höhere Empfindlichkeit —, boten die 1000 Funken einen musikalischen Ton, der sich deutlich von den übrigen Störgeräuschen im Kopfhörer abhob. Ein Überlagerungsempfang, wie er heute mit jedem Amateurempfänger möglich ist, war damals noch nicht möglich, weil es damals noch keine Verstärkerröhren gab.

Literatur

[1] Buch der Erfindungen, Gewerbe und Industrien. Herausgeber: Prof. F. Reuleaux. Achte Auflage, zweiter Band. Verlag: Otto Spamer, Leipzig und Berlin; 1885.

[2] Die Elektricität im Dienste der Menschheit. Bearbeitet von Dr. Alfred Ritter v. Urbanitzky. Zweite Auflage. A. Hartleben's Verlag. Wien, Pest, Leipzig. 1895.

[3] Im Bannkreis von Nauen von Artur Fürst. 11. bis 13. Tausend. Deutsche Verlagsanstalt Stuttgart und Berlin. 1923.

[4] Wie erwerbe ich eine Versuchserlaubnis? Herausgeber: Hanns Günther. 1. bis 10. Tausend. Franck'sche Verlagshandlung/Stuttgart 1925.

Ein 80-m-Ø-V-1 für den Newcomer

Von Egon Behle, DK 3 FQ, 6478 Nidda 1, Eichendorffstraße 6

Auch im Zeitalter der Superhet-Empfänger kann ein ganz einfacher Rückkopplungs-RX noch interessant sein. Das hier beschriebene Gerät läßt sich für etwa 20 DM verwirklichen und erlaubt den Empfang von 80-m-Amateurstationen aus ganz Europa. Natürlich kann und soll es keinen teuren Stationsempfänger ersetzen; Leistung und Kosten stehen hier aber in einem optimalen Verhältnis.

Die Schaltung

Die **Abb. 1** zeigt die Schaltung. Von den Antennenanschlüssen A1, A2, A3 gelangt das Empfangssignal über die Spule L1 induktiv auf L2. Der Serienschwingkreis L2-C3-C4 dient zur Abstimmung. Als Oszillator wird eine Clapp-Schaltung verwendet, die sehr stabil arbeitet. Die Rückkopplung erfolgt durch kapazitive Spannungsteilung über C6 und C7 und läßt sich mit dem Potentiometer P1 regeln. Das gleichgerichtete und verstärkte Signal wird über C9 auf den einstufigen Nf-Verstärker mit dem Transistor T2 (BC 108) übertragen, in dessen Kollektorleitung ein Kopfhörer (2 x 2 000 Ω) als Schallgeber liegt.

Unter den Vorteilen dieser Schaltung sind zu nennen: Die Schwingkreisspule benötigt keine Anzapfung; die Rückkopplungsreglung erfolgt durch Gleichspannungsänderung an der Basis von T1, und ist daher frei von Handkapazität und

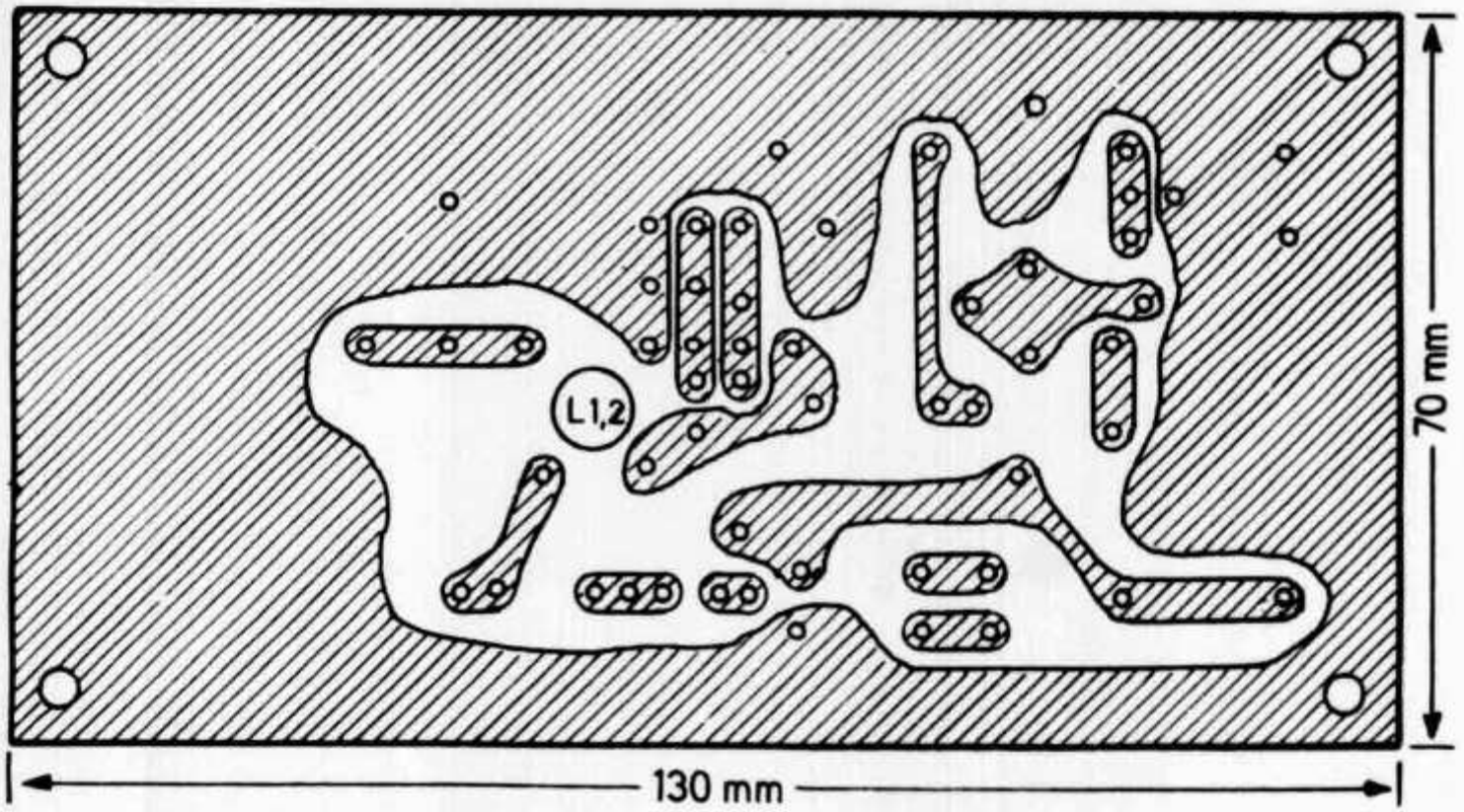


Abb. 2.
Die Platine in natürlicher Größe

Auf der Frontplatte wird auch das Potentiometer befestigt. Die Abb. 4 zeigt einen der vielen möglichen Aufbauvorschläge von der Seite. Im unteren Teil der Frontplatte (Sperrholz) sitzen die drei Buchsen für die Antenne und zwei Buchsen für den Kopfhörer. Die Batterie (9 V) ist an passender Stelle auf dem Grundbrett (ebenfalls Sperrholz) befestigt. Wer will, kann auch noch einen Schalter für die Stromversorgung vorsehen. Die Platine befestigen wir am Ende entweder mit Schrauben M 3 x 30 und Abstandsröllchen auf dem Grundbrett oder setzen sie auf Holzklotzchen und schrauben sie mit Holzschrauben fest.

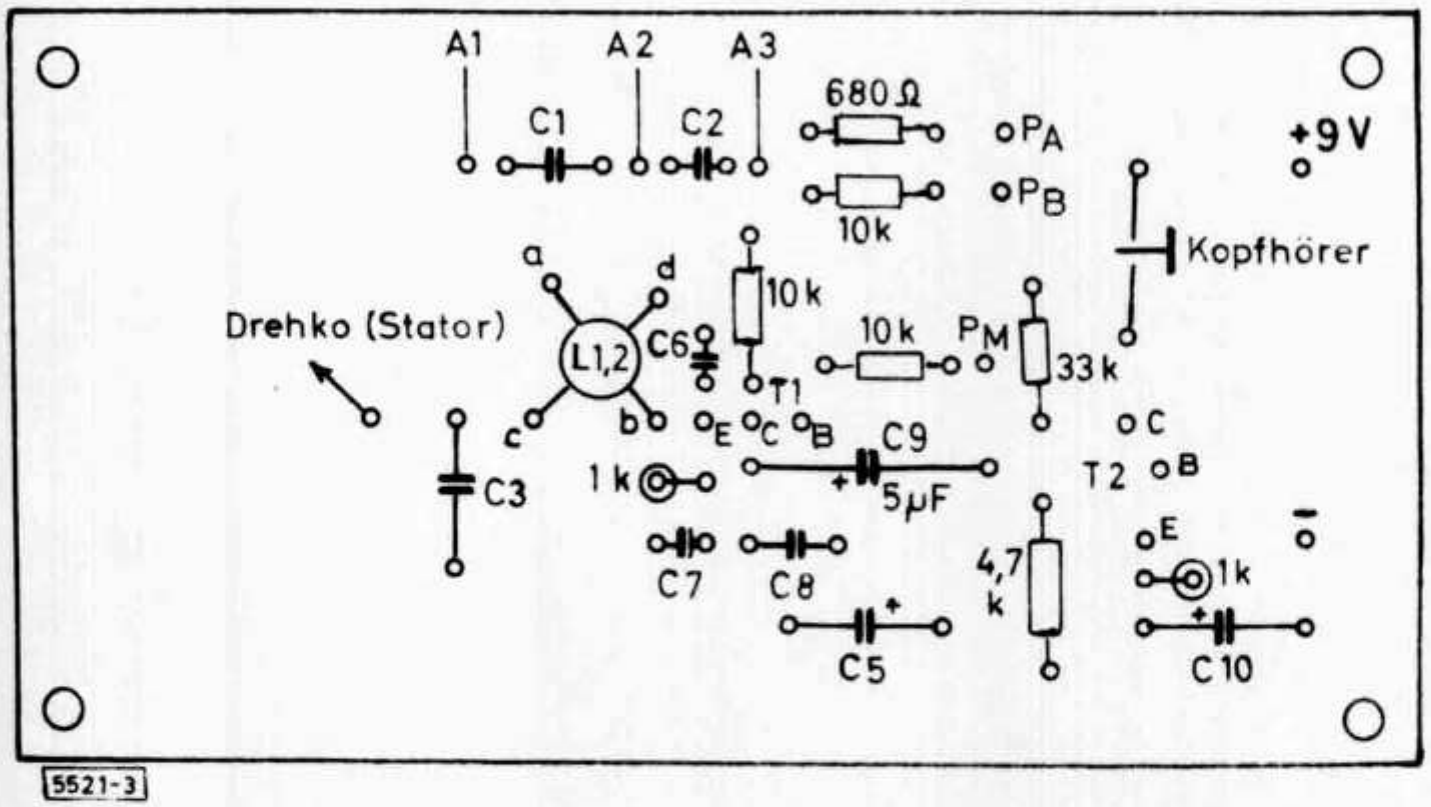
Die Herstellung der Platine

Wir legen die Platine mit der Kupferseite nach oben unter die Abb. 2 und markieren mit einer Nadel o. dgl. die Stellen für die Bohrlöcher. Da die Bauteile verschiedener Fabrikate unterschiedlich groß sind, müssen die Löcher u. U. entsprechend anders gesetzt werden. Mit nur leichtem Druck auf die Bohrmaschine (ein einfacher Handbohrer genügt) bohren wir die 1-mm-Löcher für die Bauteile und 3-mm-Löcher für die vier Befestigungsschrauben. Mit einem Bleistift zeichnen wir die Flächen um die Bohrlöcher laut Abb. 2 leicht vor und decken diese Felder dann mit Hilfe eines sehr feinen Haarpinsels und schnelltrocknendem Metall-Lack ab. Die Bleistiftmarkierungen helfen uns dabei, Fehler zu vermeiden. Ist der Lack nach einigen Stunden trocken, können wir das freiliegen-

ihren Auswirkungen; der Rückkopplungseinsatz erfolgt weich und ohne Mitzieherscheinungen.

Der mechanische Aufbau

Die Schaltung wird auf einer kupferkaschierten Platine von etwa 130 mm x 70 mm aufgebaut (**Abb. 2** und **3**). Es ist genügend Platz vorgesehen, um einen UKW-Drehko (2 x 15 pF) als C4 mit darauf unterzubringen. Die Befestigungsweise ist von dem verwendeten Drehko abhängig und läßt sich hier nicht allgemein verbindlich angeben. Wer den Drehko an der Frontplatte befestigen will, kann die Platine entsprechend kleiner wählen. Die Drehko-Achse soll jedenfalls durch die Frontplatte geführt werden und zum leichteren **Abstimmen einen Drehknopf tragen (Abb. 4).**



5521-3

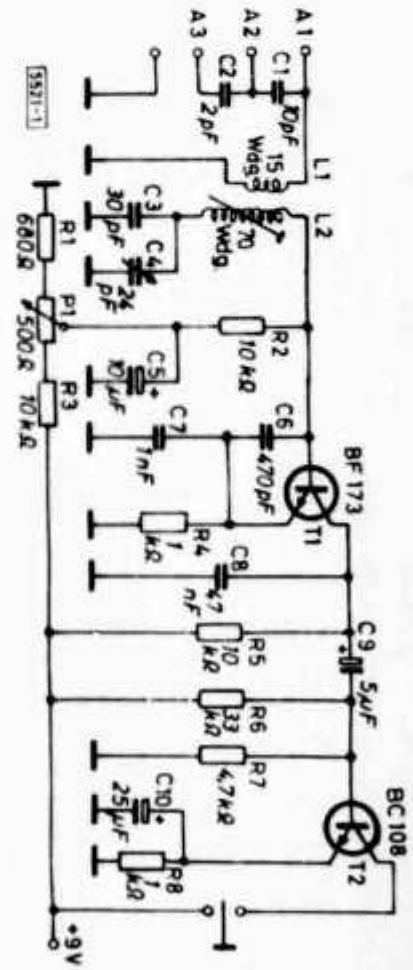
Abb. 3.
Bestückungsseite der Platine in natürlicher Größe

de Kupfer auf der Platine wegätzen. Dazu lösen wir einen Eßlöffel Eisen-3-chlorid (aus der Drogerie oder Apotheke) in einer Tasse Wasser auf und legen die Platine in diese Lösung (keine Metallgefäße verwenden!). Erwärmen der Lösung auf bis zu 60° und öfteres Bewegen des Gefäßes beschleunigt den Ätzvorgang. Nach etwa einer Stunde hat sich das Kupfer abgelöst. Wir spülen die Platine unter Wasser ab und entfernen den Lack mit Hilfe von Nitroverdünnung. Mit einem Scheuermittel (ATA, VIM, usw.) putzen wir das stehengebliebene Kupfer blank und trocknen die Platine. Mit einer Lösung von Kolophonium (aus der Drogerie) in Brennspiritus bestreichen wir die Kupferseite und schützen so die Platine vor Oxydation. Das Kolophonium ist zugleich eine wirkungsvolle Löthilfe. Sobald die Kolophoniumlösung auf der Platine getrocknet ist, können wir mit dem Bestücken beginnen.

Der elektrische Aufbau

Die Abb. 3 zeigt die Lage der Bauteile auf der Bestückungsseite der Platine. Die Widerstände, Kondensatoren, usw. werden einzeln nacheinander in die betreffenden Löcher gesteckt, die überstehenden Anschlußdrähte abgeschnitten, und das Bauteil mit säurefreiem Lötdraht in die Platine eingelötet. Diese Reihenfolge bietet beim Löten

Abb. 1.
Die Schaltung des Newcomer-Einkreisers



5521-1

die größte Sicherheit gegen einen „Hitzschlag" der Bauteile: 1. Widerstände, 2. Kondensatoren, 3. Halbleiter (Dioden, Transistoren). Bei den Kondensatoren C5, C9, C10 (Elkos) müssen wir auf die richtige Polung achten. Das mit einem Ring markierte Ende kommt an Masse. Die beiden Drehko-Statoren sind zusammen an den Drehko-Anschluß auf der Platine zu legen. Die Spule L2 wickeln wir aus 70 Windungen 0,2 mm CuL-Draht. Die Windungen werden mit Nagellack festgelegt. Darüber wickeln wir die 15 Windungen von L1 ebenfalls aus 0,2 mm CuL-Draht. Beide Wicklungen erhalten einen Überzug aus Nagellack.

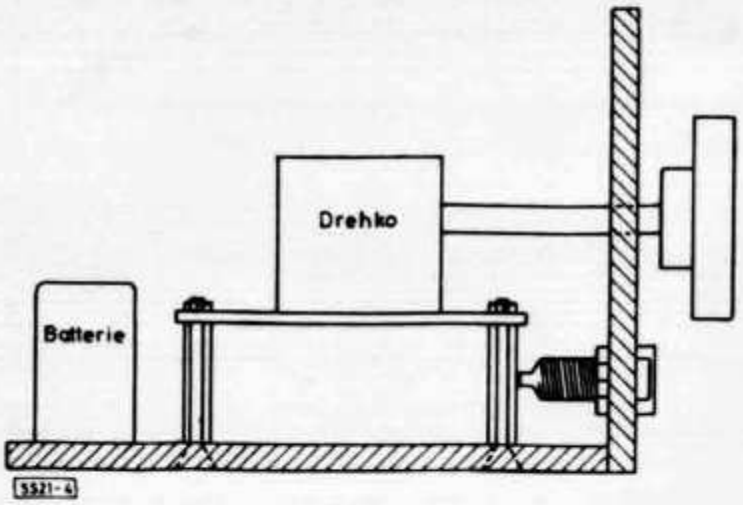
Von Spule L1 legen wir einen Anschluß an Punkt a auf der Platine, das andere Ende von L1 an Punkt b. Von L2 kommt ein Ende an Punkt c, das andere an Punkt d.

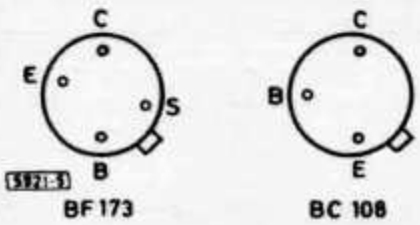
Da sich nur blanke Metallteile löten lassen, müssen wir die Drahtenden der Spule mit einem scharfen Messer von dem braunen Lacküberzug befreien. Vorsicht, die dünnen Drähte brechen leicht ab! Der Transistor T1 (BF 173) hat vier Anschlüsse **(Abb. 5)**. S bedeutet Abschirmung. Diesen Anschluß zwicken wir als hier überflüssig ab. Den Emitter- und Kollektoranschluß biegen wir über Kreuz und löten den Transistor so ein, daß die Gehäusenase in Richtung auf C9 zeigt.

Der Transistor T2 (BC 108) paßt unmittelbar in die entsprechenden Bohrlöcher. Seine Nase zeigt in Richtung auf den Widerstand R7. Vom Punkt PM führen wir einen Draht an den Mittelanschluß des Potentiometers P1. Einen etwa vorhandenen vierten Anschluß für die Abschirmung lassen wir bei der Zählung unberücksichtigt. Die Punkte PA und PB verbinden wir mit den beiden anderen Potentiometer-Anschlüssen. Zuletzt werden die Verbindungen von der Platine zu den Antennenanschlüssen A1 . . . A3, zu den Kopfhörerbuchsen und zur Batterie hergestellt.

Inbetriebnahme

Wenn wir den Spulenkern bis auf etwa 1 mm eingedreht haben, werden wir mit der Abstimmung in der Nähe des 80-m-Bandes stehen. Ein Grid-dip-Meter kann uns nun gute Dienste leisten. Bei herausgedrehtem Drehko koppeln wir das Grid-dip-Meter auf der Frequenz 3,8 MHz mit der Spule und verdrehen den Spulenkern, bis sich der Dip zeigt. Mit dem Drehko können wir dann das 80-m-Band erfassen. Haben wir keinen Dipper zur Hand, so können wir in einem KW-Empfänger mit großem Abstimmbereich, dessen Antennenanschluß wir mit der Buchse A2 verbunden haben, den Oszillator unseres ∅-V-1 abhören und durch Verdrehen des Spulenkerns die richtige Frequenz finden. Ist kein Dipper und kein anderer Empfänger verfügbar, so versuchen wir, durch Drehen des Spulenkerns Amateurstationen zu





Oben: **Abb. 5.** Anschlüsse der Transistoren

Links: **Abb. 4.** Anordnung des Drehkondensators

empfangen und können mit einigem Experimentieren auch so die Bandgrenzen herausfinden. Anhaltspunkt: 150 kHz oberhalb des 80-m-Bandes beginnt das 75-m-Rundfunkband. Sobald wir dieses (mit sehr kurzer Antenne) gefunden haben, brauchen wir nur den Spulenkern um etwa eine Umdrehung in die Spule hineinzudrehen.

Von unserem ∅-V-1 können wir keine allzu große Trennschärfe gegenüber Rundfunkstationen erwarten. Wenn wir nach Abgleich auf das 80-m-Band noch Rundfunkstationen hören, ist es ein Zeichen für eine zu lange Antenne. Am Tage ist ein Langdraht von etwa 15 bis 20 m am günstigsten. Nach Einbruch der Dunkelheit darf die Antenne nicht länger als etwa 2 m (!) sein. Der Einfluß unterschiedlicher Antennenlängen läßt sich durch die Anschlüsse A1 (stärkste Ankopplung

und größte Lautstärke) bis A3 (geringste Ankopplung und Lautstärke) in Grenzen ausgleichen.

Haben wir eine Antenne, den Kopfhörer und die Batterie angeschlossen, können wir mit den Empfangsversuchen beginnen. Wir wählen dazu wegen des starken QRM nicht die Abendstunden.

Wir drehen das Potentiometer im Uhrzeigersinn, bis wir etwa in Mittelstellung ein stärker werdendes Rauschen und die ersten CW- oder SSB-Signale aufnehmen. Dicht hinter diesem Rückkopplungseinsatz lassen wir das Potentiometer stehen. Ohne nachregeln zu müssen, können wir einen weiten Bereich des 80-m-Bandes überstreichen. Falls der Rückkopplungseinsatz auftritt, wenn wir das Potentiometer im entgegengesetzten Uhrzeigersinn drehen, vertauschen wir die Anschlüsse PA und PB am Potentiometer.

Zusätzliche Hinweise

Dieser Ø-V-1 ist ein ideales Gerät zum Experimentieren. Durch andere Windungszahlen von L2 lassen sich beliebig andere Wellenbereiche erfassen. Der Anschluß eines Verstärkers mit Lautsprecher empfiehlt sich nicht. Auf polrichtige Verbindung zur Batterie ist unbedingt zu achten; andernfalls werden die beiden Transistoren sofort zerstört.

Auf einen besonderen Lautstärkeregler wurde bewußt verzichtet. Er läßt sich nachträglich einbauen, indem man die Masseseite von C9 von R6, R7 und T2 trennt und dafür C9 über ein Potentiometer (etwa 50 kΩ, log.) an Masse legt. Der Mittelabgriff dieses Potentiometers wird an die Basis von T2 gelegt.

Stückliste

Pertinaxplatte, kupferkaschiert, etwa 130 mm x 70 mm
Potentiometer P1, 500 Ω, linear, 1/8 Watt
Spulenkörper 8 x 25 mm mit Kern
UKW-Doppeldrehko, 2 x 15 pF o. ä. (als C4) mit Feintrieb

C1	10 pF	R1	680 Ω
C2	2 pF	R2	10 kΩ
C3	30 pF	R3	10 kΩ
C5	10 µF/12 V	R4	1 kΩ
C6	470 pF	R5	10 kΩ
C7	1000 pF	R6	33 kΩ
C8	4700 pF	R7	4,7 kΩ
C9	5 µF/12 V	R8	1 kΩ
C10	25 µF/12 V	(alle Werte 1/8 Watt)	

Von diesen Werten sind nur C6, C7, R1 und R3 kritisch und in ihren Daten einzuhalten.

L1 = 70 Wdg. 0,2 mm CuL-Draht auf L2 gewickelt
L2 = 70 Wdg. 0,2 mm CuL-Draht

BF 173 o. ä. NPN-Hf-Transistor
BC 108 o. ä. NPN-Nf-Transistor
3 Bananenstecker
5 Telefonbuchsen
1 Kopfhörer (2 x 2 000 Ω)
1 Batterie 9 V
Kleinmaterial (Kabel, Schrauben, Sperrholzbrettchen, usw.)

cq-DL

Bridge Balun for the 80 and 40 Metre Bands

At many stations dipole aerials are used for these bands with transmitters having a low impedance unbalanced output. It is not advisable to feed a balanced aerial like a dipole with an unbalanced line such as a coaxial cable. Apart from the weight of the coaxial cable at the middle of a dipole there is also the cost and possible tvi being caused by radiation from the coaxial outer sheathing. The alternative is to use an unbalance to balance tuning unit or some form of balun.

A bridge balun is cheap and easy to make and does not need tuning when changing bands. Coaxial cable is used

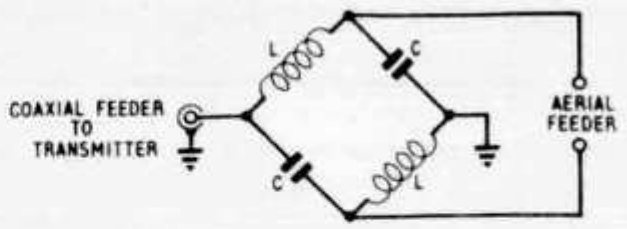


Fig 1. Circuit diagram of the Bridge Balun. L = 27 turns, 18 gauge en wire, close wound on ¼ in former, C = 470pF, 500 V silver mica for powers up to 100w.

Vom Elektron zum Schwingkreis (59)

Eine praktische Einführung in die Grundlagen der Amateurfunktechnik

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

Liebe OMs!

Nach den Anstrengungen der letzten Abschnitte werden wir uns heute der reinsten Erholung hingeben. Vorher lesen wir nochmals den Abschnitt über die Zeitkonstanten (81, 82) durch.

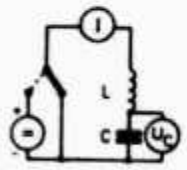
Wie kommt es eigentlich zu der Frequenzerniedrigung im P.2.O. durch r? Die Spule L und der Widerstand r bilden ein dämpfendes R/L-Glied mit der Zeitkonstante $\tau = \frac{L}{R}$. Dadurch werden die Wechselstromschwingungen abgebremst und f_{res} wird kleiner. Der Kreis wird unbrauchbar, wenn $\frac{1}{\tau} = \omega$ wird.

Freie Schwingungen eines Schwingkreises

Bislang haben wir stets die Schwingkreise durch einen Generator mit Wechselstrom gespeist. Die Schwingungen der Kreise waren also von außen her e r z w u n g e n. Um die Gründe der f r e i e n Schwingungen zu klären, besteigen wir mit OM Waldheini und seiner YL den Wagen der Achterbahn auf dem Münchner Oktoberfest. Vor der Abfahrt des Wagens haben wir keine Energie und stehen still. Doch schon werden wir auf den Hügel emporgezogen und haben auf der größten Höhe eine beträchtliche L a g e e n e r g i e. Jetzt beginnt die sausende Fahrt in die Tiefe, und beim Durchfahren der tiefsten Stelle hat sich alle Lageenergie in B e w e g u n g s e n e r g i e verwandelt. Mit gewaltigem Schwung sausen wir wieder empor, stehen fast still und haben unsere Bewegungsenergie wieder in Lageenergie umgewandelt. Dieser muntere Wechsel, von Angstschreien begleitet, geht noch einige Zeit weiter; die Höhe der erklommenen Hügel wird kleiner und kleiner, bis alle Energie durch die Reibungsverluste aufgezehrt worden ist, und erschöpft taumeln wir endlich aus dem Wagen.

Eine elektrische Entsprechung dieses Vergnügens ist der freischwingende Parallelkreis. Aus einem 100-μF-Kondensator und einer 100-H-Spule bauen wir einen Schwingkreis auf, der mit einem Schalter zu schließen ist. An C liegt ein verlustfreier Oszillograph und im Kreis ein verlustfreies Strommeßgerät. Zunächst laden wir C auf eine Spannung von 100 V auf und legen darauf den Schalter um (Abb. 1).

Abb. 1



C ist mit elektrischer Energie geladen (a in Abb. 2) und entlädt sich über L. C wirkt also als Generator und L als Verbraucher (b). Dies geschieht so lange, bis C entladen ist (c). Die elektrische Energie hat sich in magnetische Energie verwandelt.

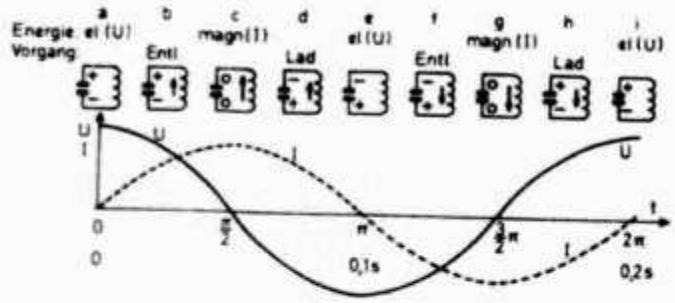


Abb. 2

Hierauf zieht sich das Magnetfeld der Spule zusammen und induziert in den Windungen eine Spannung, die C auflädt, doch in umgekehrter Richtung. Jetzt ist L der Generator und C der Verbraucher (d). Wenn L alle magnetische Energie in elektrische Energie verwandelt hat, dann ist C in entgegengesetzter Polarität voll geladen (e). Dieser Zustand dauert nur unendlich kurze Zeit, und C entlädt sich über L (f). Ist C elektrisch völlig „leer", so ist L magnetisch „voll" (g). Das sich zusammenziehende Magnetfeld induziert eine Spannung, die jetzt C auflädt (h). Schließlich ist C wieder vollkommen im alten Sinne geladen, und alle Energie ist in die ursprüngliche elektrische Form zurückverwandelt (i). Damit ist eine Periode der freien Schwingung abgeschlossen, und der Vorgang wiederholt sich so lange, bis wir den Schalter öffnen. Ein ähnlicher Vorgang ist die Bewegung eines Pendels.

---

between the transmitter and the balun and light 75 ohm twin feeder can then be used between the balun and the dipole aerial. The impedance of 80m and 40m dipoles at the sort of heights which can be used at most stations will vary between 50 and 90 ohms which will not present too serious a mismatch at these frequencies when 75 ohm flat twin is used.

What is needed then is a broad band balun with an input/output ratio of 1 : 1 and of sufficient band width to cover 3·5 to 7·1 MHz.

A simple bridge balun can easily be made to do just this and the circuit is shown in Fig. 1. A suggested physical layout is shown in Fig. 2.

Wir können von einem Pendeleffekt sprechen; denn die Energie pendelt zwischen dem elektrischen und dem magnetischen Feld hin und her. Die Unruhe einer Uhr ist ein rotierendes Pendel. Ihre Ähnlichkeit mit einem Schwungrad brachte die Funktechniker dazu, den Parallelkreis als Schwungradkreis zu bezeichnen. Wir finden ebenfalls die Bezeichnung Tankkreis; denn der Parallelkreis ist wie ein Tank mit Energie gefüllt. Die Resonanzfrequenz des freischwingenden Kreises läßt sich aus der Thomsonschen Gleichung berechnen. Mit den oben angegebenen Werten erhalten wir $f_{res} \approx 5$ Hz.

Dämpfung

Ein idealer, ungedämpfter Tankkreis würde in alle Ewigkeit schwingen. Die unvermeidlichen Verluste dämpfen jedoch den Kreis, verzehren die Energie und wandeln sie letztlich in Wärme um. Zur Dämpfung der Schwingungen schalten wir zu unserem Schwingkreis einen Widerstand r = 1000 Ω. Damit erhalten wir eine Kreisgüte Q = 3,14 **(Abb. 3)**. Wir laden C auf

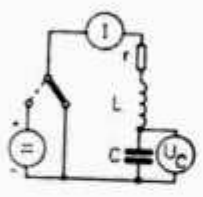


Abb. 3

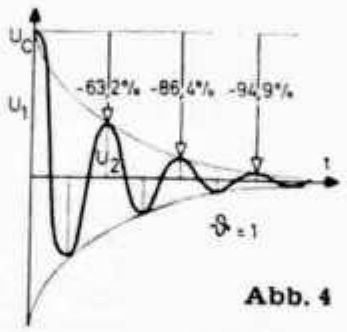


Abb. 4

100 V auf, und schalten auf Betrieb. Die Schwingungen setzen ein, werden aber in jeder Periode durch r gedämpft, und nach fünf Perioden sind die Schwingungen praktisch erloschen **(Abb. 4)**. Die ganze Energie wurde in r in Wärme umgesetzt. Ähnliches geschieht in der Mechanik, wenn ein Pendel in Wasser schwingt. Von großem Interesse ist für uns die Abnahme der Spannung U_C von Schwingung zu Schwingung. Nach einer Periode hat sich die Spannung um 63,2 % vermindert, nach einer weiteren Periode ist sie abermals um 63,2 % der verbleiben 36,8 V, also um 86,4 %, schwächer geworden usw. Die Spannung ändert sich demnach nach dem gleichen Gesetz, das wir schon bei der Entladung von R/L- und R/C-Kreisen kennengelernt haben. Die gestrichelte Hüllkurve, welche die Maxima der Spannungsamplituden verbindet, ist eine Exponentialkurve oder logarithmische Kurve. Die Spannungskuppen nehmen stets im gleichen Verhältnis ab: $U_1 : U_2 = U_2 : U_3 = U_3 : U_4$ ..... Hier ist $U_1 : U_2 = 1 : 0{,}368$. Wenn wir von diesem Verhältnis der abnehmenden Spannungen den natürlichen Logarithmus bilden, so erhalten wir das logarithmische Dämpfungsdekrement ϑ (Sprich: theta). $\vartheta = \ln \frac{U_1}{U_2}$ Vor diesem seltsamen Ausdruck brauchen wir keine Angst zu haben, er bedeutet, daß die Schwingweiten in einer logarithmischen Kurve abnehmen. Das Wort Dekrement (von lat. decrescere = abnehmen) heißt Abnahme einer veränderlichen Größe. In unserem Versuch haben wir ein Dekrement $\vartheta = 1$ gewählt, damit dieselbe Abnahme wie bei der Zeitkonstante entstehen sollte. Vergrößern wir die Dämpfung auf $\vartheta = 6{,}28$, so verliert der Kreis die Fähigkeit zu schwingen. C entlädt sich dann in einem einzigen Spannungsstoß; man sagt, die Entladung erfolgt aperiodisch, weil sich keine Perioden mehr bilden.

Die **Abb. 5** zeigt uns eine aperiodische Entladung. Das log. Dämpfungsdekrement ϑ und die Kreisgüte Q hängen recht einfach voneinander ab: $\vartheta = \frac{\pi}{Q}$ oder umgeformt: $Q = \frac{\pi}{\vartheta}$. Wir können also damit sehr leicht rechnen. Gute Kreise haben ein ϑ von höchstens 0,01. Durch die bekañte Rückkopplung in einem Einkreisempfänger (z. B. Φ-V-1) wird ϑ auf 0,001 und weniger herabgesetzt. Zeichnen wir die Amplitudenabnahme mit einem Oszillographen auf (Abb. 4), so läßt sich die Kreisgüte dadurch ermitteln, daß man die Perioden zählt, bis sie auf die halbe Anfangsamplitude abgesunken sind. Die Zahl n der Perioden teilen wir durch 0,22 und erhalten Q. $Q = n : 0{,}22$. Zählen wir z. B. 22 Perioden bis zum Halbwert, so ist $Q = 22 : 0{,}22 = 100$.

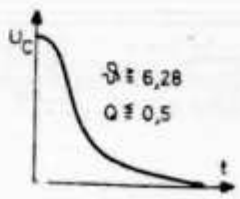


Abb. 5

cq-DL

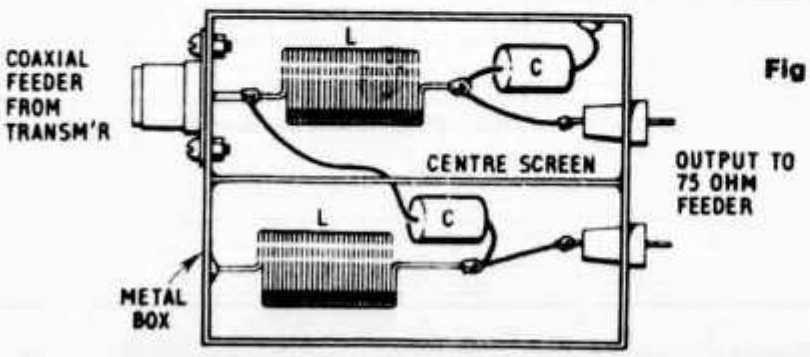


Fig 2. Component layout as used by the Author.

ALL-BAND BALUN COIL

By Carl Byler — K2HLT*

Recently the writer was faced with two problems:

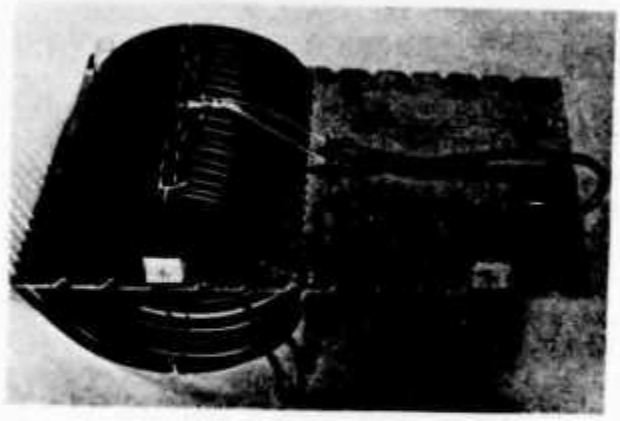
1. *Matching the pi-network (unbalanced) output of a transmitter to a doublet (balanced) antenna.*
2. *Limited finances.*

After considerable design work and testing, the All-Band Balun Coil was found to be the answer to the first problem without aggravating the second problem.

THE FEEDLINE BALANCING PROBLEM is common to many radio amateurs since the pi-network is widely employed in transmitters. It has several advantages, among them being low harmonic output to prevent interference to nearby television receivers.

Also, balanced antennas — half wave dipole (doublet), Yagi beams with split driven element, horizontal trap antenna, etc. — are very popular. Since 72 ohm transmitting twin-lead is available at a lower price than coaxial cable — especially the RG11/U type — the balun was built into the transmitter and 72 ohm twin-lead connected from the transmitter to the antenna. The placement is not critical; the balun could easily be located some distance from the transmitter and fed with a coaxial cable (but this defeats our original purpose).

This balun represents a simple autotransformer, tuned to resonance at approximately 14 megacycles by the distributed capacitance of the coaxial cable in the top half of the coil. The Q of the resonant circuit is approximately 200 (hence the low loss). When loaded with a 72 ohm load, the selectivity of the tuned circuit is broadened out to approximately a 30-megacycle bandpass. The transmitter signal is coupled, via the coaxial cable of the top half of the coil, to the bottom half, which is simply a coil to ground. However, this bottom coil is inductively coupled to the top coil (with essentially unity coupling). Each coil feeds one side of the balanced output. Since each half of the coil has equal inductance, the output will be balanced.



THE ALL-BAND BALUN made from RG-59A/U coaxial cable. The coil "form" is a sheet of laminated insulating board (G.E. Textolite) 15 x 9 x 1/8 of an inch thick. Two rows of 19 holes each are drilled on 3/8-inch centers, with the rows 6 inches apart. A short length of 72-ohm kilowatt twinlead runs to the antenna feedline from the terminal posts at the center of the board. Small angle brackets fasten the balun coil into the transmitter cabinet.

CONSTRUCTIONAL DETAILS for the balun coil are shown in Fig. 1 and the side view photo. The phenolic board is drilled for the cable, chassis type coaxial cable connector (SO-239) and terminal posts. The coaxial cable for each coil is threaded through the holes and then soldered connections are made. Approximately 30 feet of RG-59/U cable are required for the balun illustrated.

The RG-59A/U coaxial cable used happened to be available. Actually, the attenuation would be slightly less with a larger coaxial cable; also the maximum voltage rat-

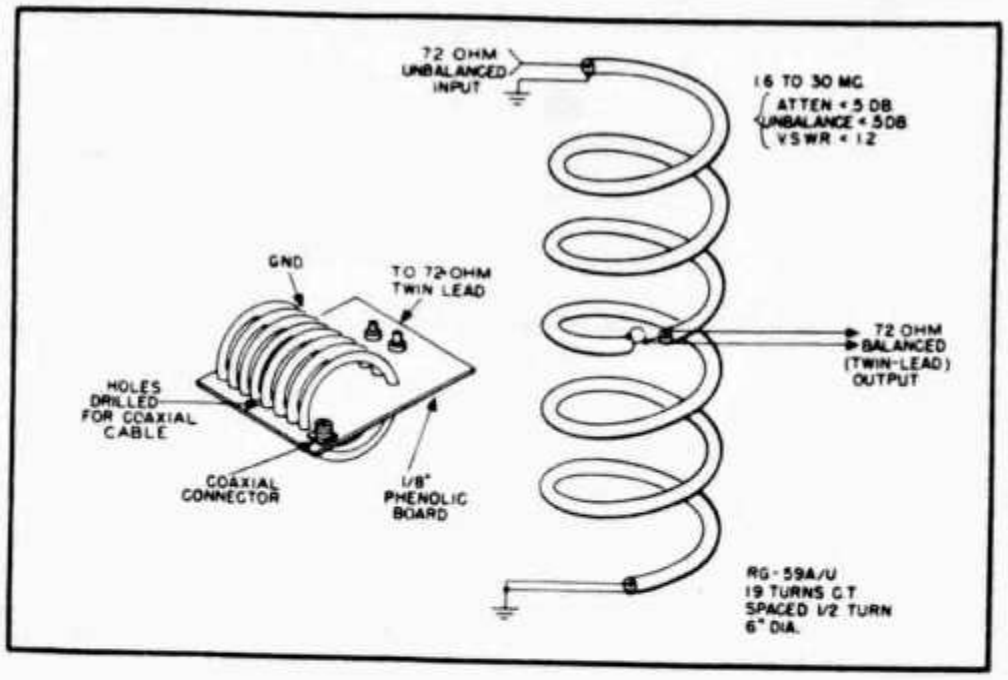


FIG. 1. SCHEMATIC DIAGRAM and constructional details of the balun coil. One side of the 72-ohm balanced output connects to the shield on the coaxial cable in the upper coil; the other side connects to the center conductor. Inner and outer conductors of the coaxial cable in the lower coil are connected together at each end, and grounded at the bottom end.

* K2HLT is an engineer with the Light Military Electronics Department, General Electric Co., Utica, N. Y.

ing (2300 volts for RG-59A/U) would be higher. However, the loss in this model is negligible and the voltage is low (under 1300 volts peak to peak for a one-kilowatt amplitude modulated transmitter) as long as the balun is kept loaded.

Other 72 ohm coaxial cables, such as RG-8/U, RG-11/U, RG-12/U, RG-13/U, RG-15/U, RG-34/U, and RG-35/U may be used in a balun of this type. The coil usually must be redesigned to compensate for the different characteristics of the cable, such as the outside diameter. The procedure in this case would be to adjust the length and size of the coil to resonate at 14 megacycles, while maintaining the required bandwidth under loaded conditions.

This balun was tested with both low level (signal generator) and high level (pair of 813's plate modulated by a pair of 813's) signals. From 1.8 through 30 megacycles, the voltage standing wave ratio (V.S.W.R.) was measured to be less than 1.2:1. The unbalance and insertion loss were measured and found to be less than 0.5 decibels.

The balance was checked with high power by attaching two 200-watt light bulbs — one on each side of the 72 ohm balanced line to ground. The transmitter lighted both bulbs equally to full brilliance with less than 500 watts DC input to the 813's.

As proof of the pudding, the writer finnished and installed the assembly about 10 o'clock on a Friday night. After loading the transmitter through the balun into a simple doublet antenna, he called "CQ" on the crowded 14-megacycle phone band. Before retiring at 11 o'clock, numerous QSO's were completed, with the weakest signal report received being 10 db over S9 from San Francisco.

SOLID STATE POWER

Jo Emmett Jennings W6EI/KH6HLN
1007 Freedom Blvd.
Watsonville CA 95076

For many years there has been a need for increased rf power from transistor amplifiers to replace the output tubes in exciters. Cost, efficiency, distortion, power output, reliability, and stability from temperature changes have prevented the use of transistors in hybrid equipment.

The obvious advantages of this design will not be discussed in this article, as the purpose is to disclose a method of generating higher rf power from small transistors. Although the cost of transistors is greater than tubes, it is now possible to eliminate tubes and still be compatible with present costs. Two experimental designs are presented here. The first has two transistors in series and delivers 75W CW on 7.1 MHz. The second version is made with four in series and has a maximum output of 200W with approximately 5W drive. Using series strings of transistors has the advantages both in load impedance current ratings, and only a slight increase in collector voltage. TRW manufactures an HF isolated heatsink Model PT4526 which was used for all tests. A few other types were tried and operated as calculated. The other types did not have the isolated heatsink which presented a problem in thermal dissipation and mica isolation.

General Background

Three basic circuits will be discussed briefly. Figure 1 is the well-known grounded emitter. Since transistors operate efficiently in this mode, there is a tendency under certain conditions to go into self-oscillation. A second and more serious problem is in regard to the loading. Should excitation be

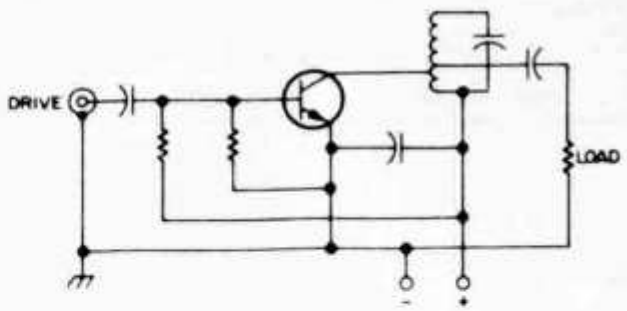


Fig. 1. Grounded emitter xstr amplifier.

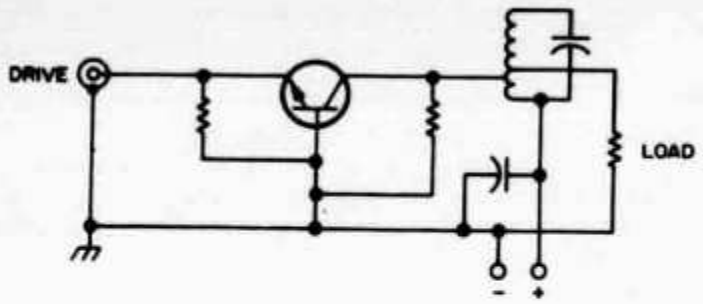


Fig. 2. Grounded base xstr amplifier.

applied without a load, the transistor in most cases will be destroyed due to the voltages developed in the high "Q" circuit.

Figure 2 can be compared to the grounded grid tube operation. This circuit is quite stable but requires more drive than the first circuit. For this reason, it was not used in the new design. Figure 3 is the grounded collector and has the following advantages: First, in the use of non-isolated heatsinks from the case, the collector is in good thermal conduction with the heatsink. Second, when the load is removed, the circuit is out of resonance and there is little danger of damage to the device with excitation applied. Third, much less driving power is required than the grounded base. Fourth, the circuit is quite stable in operation.

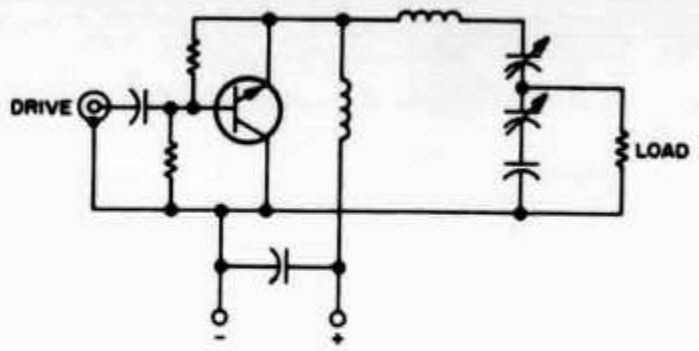


Fig. 3. Grounded collector. Notice detuning effect of the removal of the load.

Description

The schematic diagram shown in Fig. 4 uses two TRW transistors in series. Toroids have been employed to save space. A smaller heatsink was also used, as there was less dissipation due to the reduced output. Small mica adjustable mica capacitors were used to contain the complete stage within the small heatsink. More output would have been obtained with larger components. The "L" net as shown has a different method of coupling than for the four transistor version. A link also could have been used, but this gave good flexibility in a small space. I might add that this is about the limit for compression micas. Increasing the power successfully

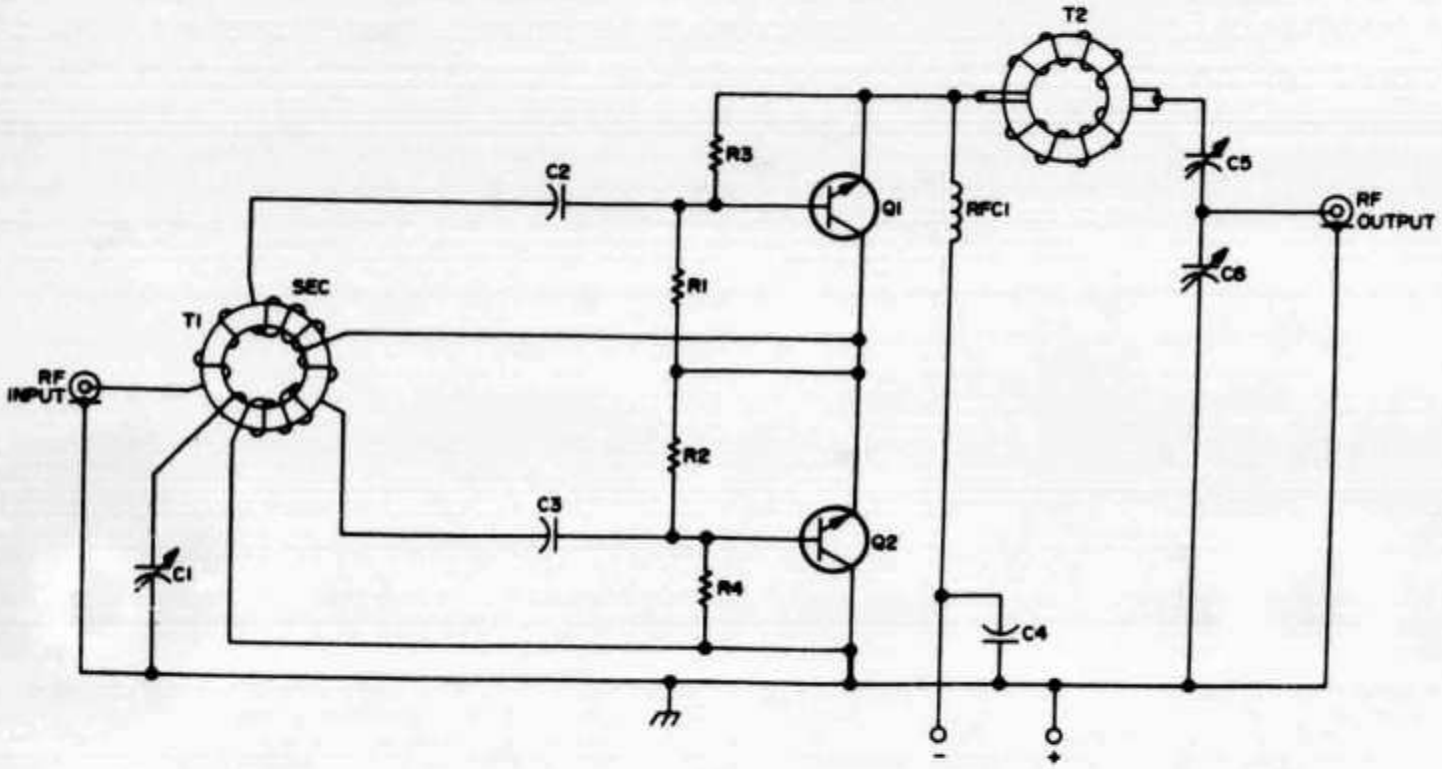


Fig. 4. 40m, 75W amplifier. T1: Amidon 15/16 in. toroid. Primary; 50T, No. 24. 2 secondaries; 10T, No. 24, solid insulated wire each. T2: Same type core except 2 used: 2 windings No. 16 Formvar 5T each connected in parallel. RFC-3/8 in. dia. ferrite rod, 60T No. 22 Formvar. C1, C5 – mica adjustable 200–800 pF. C2, C3 – 1 μF, 100V discap. C4 – .1 mF discap, 100V max., 25V min. C6 – mica adjustable 400–1200 pF. R2, R3 – 10Ω, 2–5W. R1, R4 – 450Ω Q1, Q2 – TRW PT4526 or similar.

destroyed the micas in the higher power version. Figure 5 is the photo of the model being described. As usual, the largest single component is the heatsink. The one shown is minimum in size for the rating. Since the heatsink could be secured to the case of the equipment, additional cooling would be available. Figure 6 is the four-in-series string which delivers 200W CW output. Figure 7 is the photo and, of course, is the experimental

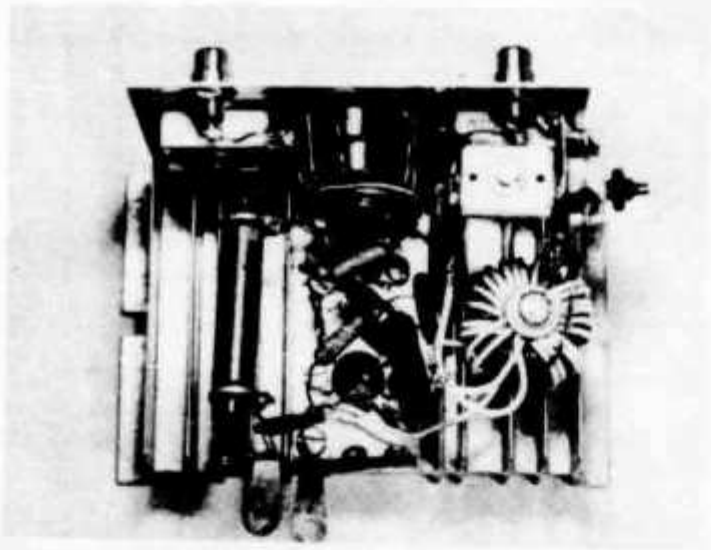


Fig. 5. 75W amplifier. Note heatsink size.

version. In both models the input circuits use a toroid made of ferrite cores by Amidon. For best efficiency, the driver stage would have the link secondaries wound over the primary; eliminating capacitor and toroid. A 50Ω output from the driver made development much simpler. Power measurements were made using a Bird wattmeter and dummy load. The driver was adjusted to deliver a maximum of 5W at 7.1 MHz. Driver turns ratio to primary was 5:1, but was not critical. Multicolored solid conductors proved to save time when wiring to the bases. All windings were the same in number of turns and polarities of phasing.

When the first model was made, all driving circuits to the base were series fed. About the only thing good about that connection was the self-oscillation. Simply by making the base shunt fed, the oscillation was stopped.

Here are some suggestions that may be of help in designing an amplifier that will operate as it should. I have seen as much as a 50% loss in power when the contacts were not as they should be.

1. All connections should be made with a mechanical contact, if possible with a copper strap. Then the joint should be soldered to prevent later corrosion.

2. Low resistance is a must in all circuits carrying rf, dc, or both. Don't take any chances with components when connecting to the heatsink or some other contact.

3. The conductor size should be large for best results. If a solenoid coil is used for the final, the wire size should be No. 9 or 10. If the toroid type is used, 3 sizes smaller will have the same rating when both windings are connected in multiple.

4. The number of turns is important in the tank coil if maximum output is desired. There is also the need of matching the load with the output. If a pair of ferrite toroids are used and wound as one core, the output will be reduced slightly but there will be space savings which may be important.

5. Each transistor should be balanced with the adjustment of the forward biasing resistor. When all are balanced for the same static current, the correct voltage division takes place and the dissipation should be reasonably uniform, as well as providing better linearity.

6. Do not be stingy with heatsinks! Operate the transistors cool if you want long transistor life. Blowers or fans can reduce the need for large heatsinks but there is the noise and other problems from the vibration and size of the cooler.

7. The use of silicon thermal lubricant is recommended, plus the secure mounting of the heatsink of the transistor to the heatsink.

8. The tuneup should be done with a variable rf source. Do not tune up at first with more than a few watts. The dc supply

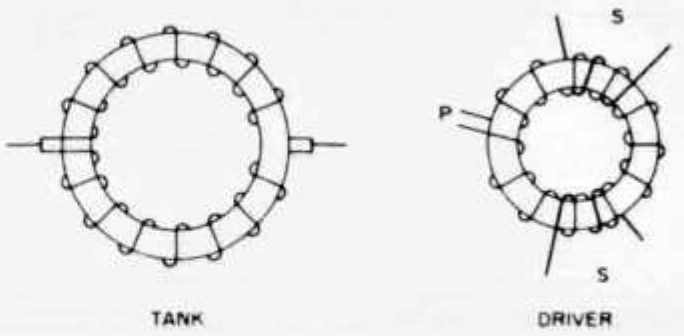


Fig. 5A. Toroid winding details for tank and driver coils.

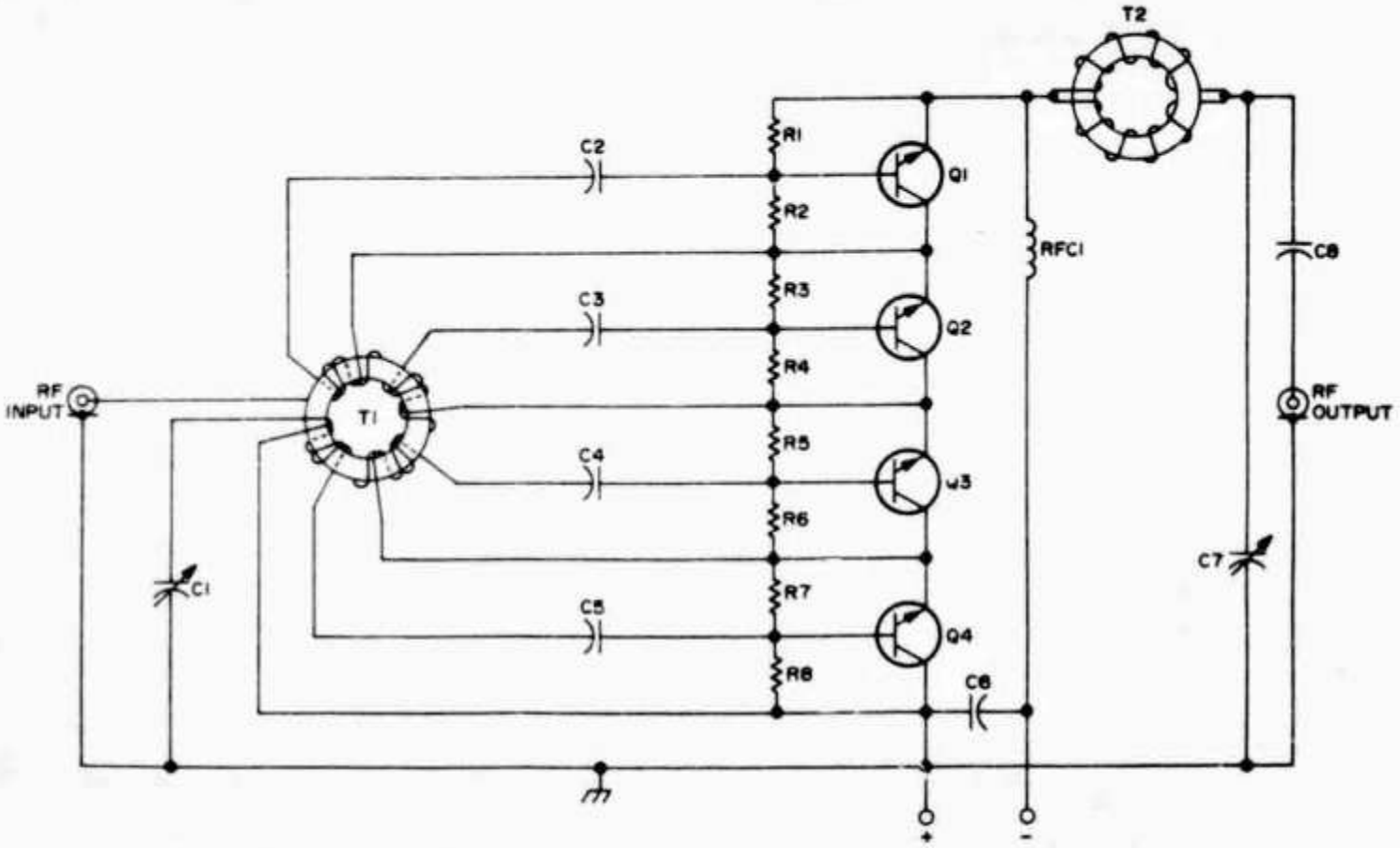


Fig. 6. 40m, 200W amplifier. T1: 2 Amidon 15/16 in. diam. toroids. Primary; 25T No. 22 Formvar. Four secondaries; 5T No. 22 Formvar each. T2: 2 airwound windings, 18T each, No. 14 Formvar, 1 3/16 in. diam. These windings are paralleled and shaped into a doughnut 3½ in. diam. C1 – 450 pF broadcast variable. C2 through 6 – .1 μF, 100V. C7 – 450 pF wide spaced variable. C8 – .01 μF, 500V (vary for best coupling). Q1, Q2, Q3, Q4 – TRW PT4526 or similar. R1, R3, R5 – 7 to 10Ω, 2 to 5W wirewound. R2, R4, R6, R8 – 450Ω, 1W. RFC – 3/8" diam. ferrite rod 50T No. 22 Formvar.

should be started at a few volts and raised to the maximum operating value only after the output is linear with the collector voltage. When an increase in dc voltage does not show much increase in output, reduce the collector voltage at once to a place where the linearity is restored. Operating above the linear point will only destroy the transistors. Increased loading usually permits the increase in collector voltage with a corresponding increase in power output. Always use a load to make the tests. After the amplifier is adjusted, both with the tank resonance and the drive resonance, then increase the drive. It should not be necessary to use above 5W of drive for high Beta transistors. Less efficient models will, of course, require more. Do not try to overdrive.

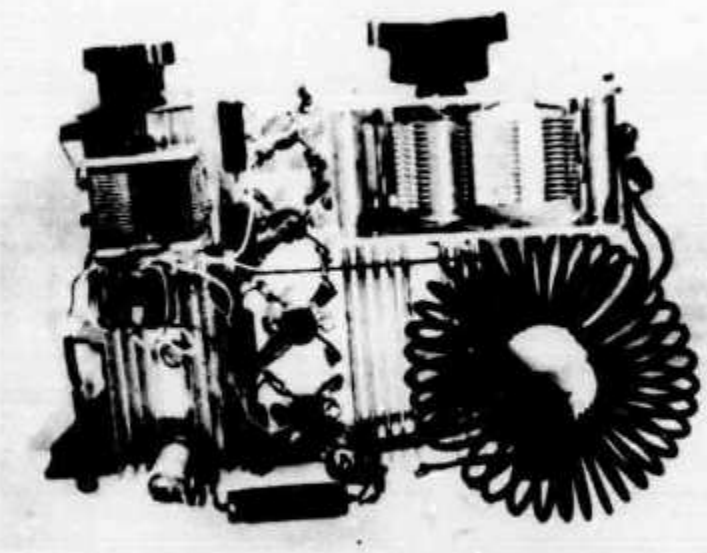


Fig. 7. Breadboard 200W amplifier.

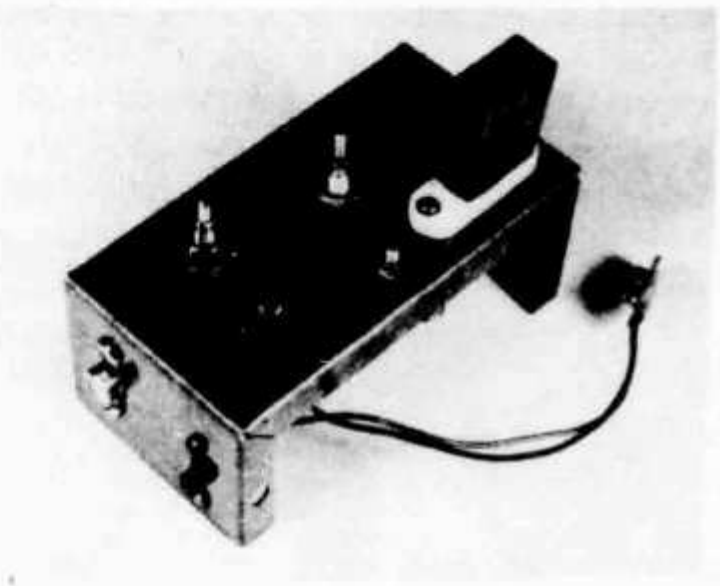
Conclusion

The disclosure of this circuitry is done to aid those who wish to pursue the possibility of increasing the usefulness of solid-state amplifiers. No attempt was made to make a finished version, only to show one way to accomplish the production of higher rf output than has been previously possible. Although only tested briefly, the same excitation circuits worked on 75, as well as 14 MHz. The output was reduced in the final because of the improper LC ratios.

Wide ranges of operating frequencies should be possible when more time and energy can be expended in this direction. I have also considered the use of a push-pull "L" net for doubling the output. So far, not enough time has been available to pursue phase of development.

Jim White W5LET
100 Dianne Street
West Monroe LA 71291

HOT CARRIER DIODE CONVERTER



For several years most of my hamming has been done with a three-band transceiver. Now, that's fine most of the time, but then there are times when I get to wondering what's going on on the other bands. So I began to look around for a good, simple, economical solution. It was during this search that I ran across the hot carrier diode.

One of the claims made by the manufacturer – "The hot carrier diode's performance . . . can be described as closely approximating the ideal diode" – started me to wondering just how well they would work in a 15m converter. So four of them were purchased, and the converter described here is the result.

How do they work? The fantastic claims made for them are no exaggeration. They make excellent low-noise mixers and there is very little loss of signal. Consequently no rf amplifier is necessary. These diodes also possess a large dynamic square-law range which helps considerably with cross-modulation problems. When you add economy and simplicity to these advantages, what else could one want in a converter?

The particular diodes used in this converter, HPA 2800s, are made by Hewlett-Packard and are available from them for less than a dollar each. If you don't know where your nearest Hewlett-Packard distributor is, write directly to Hewlett-Packard, 620 Page Mill Road, Palo Alto, CA.

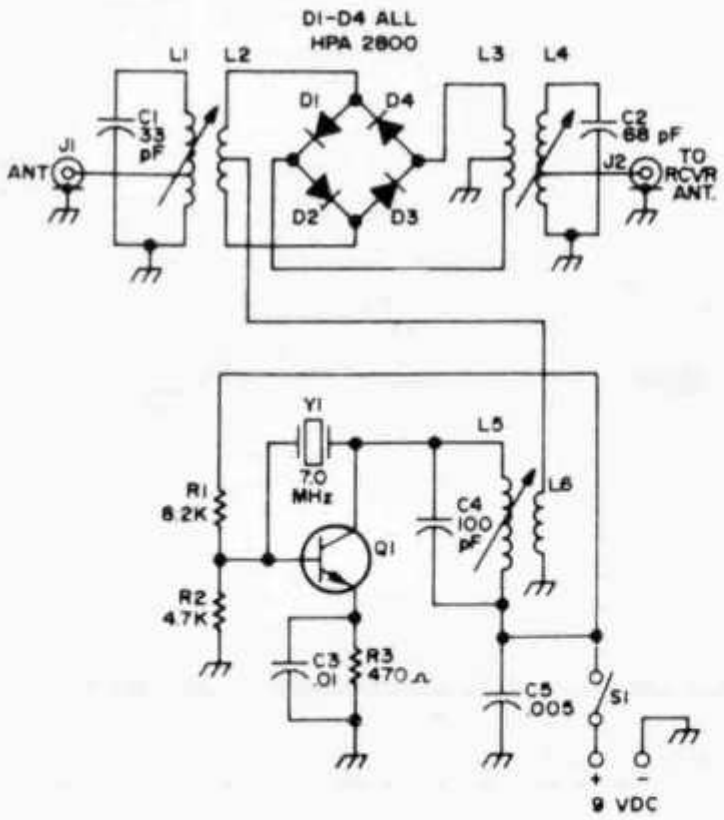
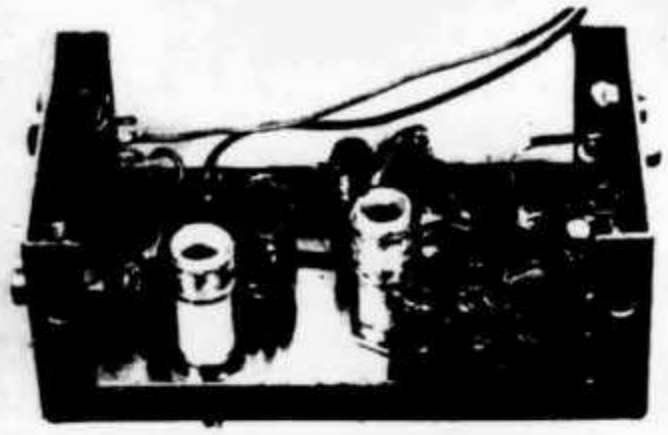


Fig. 1. Circuit of the 15m converter.

Circuit Description

The four diodes, D1–D4, are arranged in a balanced circuit. Both the input and the output are tuned, the input to 15m and the output to 20m. Because the input and output impedances of the detector arrangement are rather low, link coupling is used to couple to these tuned circuits.

The local oscillator is straightforward in every respect. It uses a 2N706 along with a 7 MHz crystal. I used an old FT243 type because I happened to have it. If you have a good active crystal in another type of holder, use it. Of course you will have to change the crystal socket to fit your crystal. The collector of the 2N706 is tuned to 7 MHz with a 3/8 in. diameter slug-tuned coil.



Construction of the Converter

The hot carrier diode converter is built into a small minibox (Bud CU-2101-A). Take a good look at the photograph and you can see the arrangement of the parts. The oscillator components are mounted at one end and the diodes and associated parts are at the other. All of the small parts are mounted on terminal strips. No socket is provided for the transistor. It and the diodes are soldered directly to the terminal strips. Use caution in soldering these devices in place: Too much heat will destroy them, and quickly. My method of doing this is to solder all other parts in place leaving these until last. Be sure you observe the polarity of the diodes.

Antenna coil L1 consists of 17 turns of 28-gage enameled wire close-wound on a ¼ in. slug-tuned form. It is tapped 5 turns from the bottom. L2 consists of 4 turns of 28-gage wire wound over the center of L1 and is centertapped. Both the output and oscillator coils are wound on 3/8 in. slug-tuned forms. Output coil L4 is 11 turns of 26-gage wire tapped 3 turns from the bottom. L3 is 3 turns centertapped wound over the center of L4. Oscillator coil L5 is 30 turns of 30-gage wire close-wound. L6 is 5 turns of 30-gage wound over L5.

I used RCA phono connectors for the antenna as well as output connections. If you prefer coax connectors you will have to use a larger box. The power switch is a miniature slider type. The converter is powered by a 9V miniature transistor battery.

I feel like a spider.

Adjustment and Operation

Connect the converter output jack to the receiver (or transceiver) with a short shielded cable. Connect an antenna and the 9V battery. With the receiver on and tuned to 14 MHz, turn the converter power on and you should hear the second harmonic of the crystal oscillator in the converter. You might have to tune slightly to find it. If you don't, adjust the slug in the oscillator coil until you do. With the oscillator working, tuning higher on the receiver should bring in 15m signals. Peak L1 and L4 for maximum signal strength.

Using this little converter with a National NCX3 brought surprisingly good results. DX signals come in like locals. For the price and labor involved, it's a little jewel.

Silent Key HB9XC

Viel zu früh ist Werner Stocker seiner lieben Frau und uns entrissen worden. Ein Herzinfarkt hat dem Tatendrang dieses Unermüdlichen am 4. September 1973 ein jähes Ende gesetzt.

Nebst all seinen Verpflichtungen, Aemtern und neben seiner Stellung im Beruf war Werner immer ein vorbildlicher Amateur geblieben. Eine technische Diskussion mit ihm oder eine Begegnung «in der Luft» war meist mehr als nur ein QSO und bedeutete für die Beteiligten immer einen Gewinn. Vielleicht war es seine Art, ohne viel Umschweife Wesentliches zum Ausdruck zu bringen, oder seine von echtem Hamspirit getragenen Ratschläge und Ausführungen, die jeden so sehr auf ein Wiedersehen und Wiederhören hoffen liessen.
Ich hatte das Glück, einige Jahre mit ihm am gleichen Arbeitsplatz zu stehen und seine ersten Amateurjahre mitzuerleben. Es wird mir unvergesslich bleiben, wie wir in jener Zeit zu dritt (XC, QT, KV) unsere ersten SSB-Sender bauten. Schon damals war gut, was er plante, baute und ausprobierte. Ein von ihm gezeichnetes Schema offenbarte gewissermassen all seine vielseitigen Qualitäten in komprimierter Form: Einen geraden aufrichtigen Charakter, eine klare Absicht, eine technisch durchdachte Konzeption, Vertrauen erweckende Anordnungen und die an Sicherheit grenzende Wahrscheinlichkeit, dass die «Sache» funktionieren werde.
Nun ist das alles vorbei. HB9XC ist nicht mehr. Die Sektion Bern trauert um einen ehemaligen Präsidenten und beliebten Referenten. Und wir? Wir haben einen Freund verloren. In der Erinnerung aber wird er weiterleben, denn gute Freunde vergisst man nie.
Und er war einer!

(HB9KV)

TOPTOUR HAM CLUB

8 AMATEURRADIO CLUBSTATIONEN
stehen in ausgewählten Urlaubsorten in
6 LÄNDERN, auch CT1 und PY, ZU IHRER VERFÜGUNG

Verlangen Sie nähere Unterlagen bei
TOPTOUR HAM CLUB, Postfach 47, CH-9470 Buchs

Hambörse

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

Neu: Elektronische Morse-Schreibmaschinen-Tastatur MKB-1 (Bausatz), Fr. 865.—, betriebsbereit: Fr. 1465.—. 88 m Hy-Toroide: Fr. 10.—/Paar. Buch: «RTTY from A to Z» von W5VU, Fr. 29.50, 45-Bauds-Zahnräder für T37: Fr. 39.—. Keel HP9P, Telefon 01 32 67 59.

Zu verkaufen: Hallicrafters-Empfänger SX-28, 0,5 — 45 Mhz mit Trafo und Lautsprecher. Richtpreis: Fr. 500.—, Telefon 041 42 26 06.

Verkaufe HR-10B Bandempfänger modifiziert für SSB, HP-13 Heath-Mobilnetzteil 12V, Mobilhalterung zu Heath-Transceivern, Mobilantennenfuss Hustler, HX-11 CW-Sender 50W, HB9AMC Vollenweider, Steig, 8444 Henggart.

Verkaufe absolut neuwertigen TRIO JR 599 D. Tel. 01 26 91 16.

Zu verkaufen: 1 Oszillograf IO-12E (Heathkit), neuwertig, inkl. Mu-Metallzylinder, Lichttubus, Demodulator- und Abschwächertastkopf, Röhrensatz, Betriebsanleitung. HB9ATZ, Telefon 041 36 55 34.

A vendre: 1 récepteur Heathkit SB 303, fr. 1500.— ou selon offre.
Je cherche 1 Transceiver FT 277, 1 Quartz 1 Mhz ou 10 Mhz. Francis Rod, Roseaz 10, 1030 Bussigny VD, tél. 021 89 23 64.

Zu verkaufen wegen Nichtgebrauch: Benzinaggregat HONDA E300 220/215 V — 50/60 Hz 300W. Praktisch neu, nur zirka 15 Betriebsstunden, Fr. 700.—. Neupreis Fr. 1000.—). Rx HR07 mit 4 Spulenschubladen 160—10 m, sehr guter Zustand, Fr. 200.—. Rx Heath «Comanche» 80—10 m mit Netzteil, Fr. 100.—. Cash only. HB9QO 043 31 25 49, 19 bis 20 Uhr.

Verkaufe ab Lager Littau: Hy-Gain 12AVQ, Fr. 135.—; Hy-Gain 14AVQ/WB, Fr. 210.—; Hy-Gain TH3MK3, Fr. 750.—; Hy-Gain TH6DXX, Fr. 900.—; Balun 1KW PEP, Fr. 35.—. HAM-Klinik, Erik Seidl, Telefon 041 23 99 83.

Pultfernschreiber T37 mit angebautem Stanzer und Streifensender. Einwandfreie Maschine. Angebote via Hambörse. **SE 26,** ohne Quarze, 220 V, sehr guter Zustand. QSP Hambörse. USKA Chiffre 1088, Postfach 21, 6020 Emmenbrücke 2.

Zu verkaufen: Heathkit-Frequenzzähler IB-101 mit Heathkit-Frequenzteiler IB-102 bis 175 MHz, neuwertig, werksabgeglichen. HB9MIX, Telefon 01 48 09 32, ab 19 Uhr.

Verkaufe: Heath SB 100, 5-Band SSB/CW Transceiver, Fr. 1580.—, Netzteil HP 23 dazu, Fr. 170.—. **Gesucht:** Heath SB 500, HB9AOV. Telefon 01 96 92 29.

Günstig zu verkaufen: SB 102, neuwertig, mit Netzteil und Lautsprecher, sowie Mic, Wattmeter, SWR-Brücke u. a. m. 2 m und 70 cm Converter. Telefon privat 01 85 59 04, Geschäft 01 60 28 33.

Verkaufe: Empfänger FR 50 B, 10 — 80 + 11 m, wenig gebraucht, Fr. 500.—; 2 m Transceiver HW 17 A, Fr. 400.—; 2 m-Antenne, 2 × 8 Elemente, Fr. 50.—. Telefon 031 92 17 01, 19 Uhr.

Die praktischen

PLASTIKTASCHEN für QSL-KARTEN

Pro Set für 10×10 QSL-Karten **Fr. 4.70** vorausbezahlt. **Fr. 6.20** per Nachnahme.

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

Antennen

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

W. Wicker-Bürki

Berninastrasse 30 — 8057 Zürich
Tel. (051) 469893

Beim Sekretariat erhältlich	**Disponibles au secrétariat**
Logbücher / Logs	
Normal USKA-Log	Fr. 4.—
Log normal de l'USKA	
Kleinlog für 1000 QSO's	Fr. 2.50
Petit log pour 1000 QSO's	
Briefumschläge / Envelopes	
Format C 6, mit Aufdruck USKA, 500 Stück	Fr. 36.20
Format C 6, avec en-tête USKA, 500 pièces	
Format B 5, mit Aufdruck USKA, 250 Stück	Fr. 36.20
Format B 5, avec en-tête USKA, 250 pièces	
Abzeichen / Insignes	
Neu für unsere XYL's und YL's	
Nouveau pour nos XYL's et YL's	
USKA-Abzeichen mit Anstecknadel	Fr. 4.—
Insigne USKA avec épingle	
USKA-Abzeichen für OM's	Fr. 4.—
Insigne USKA pour OM's	
USKA-Abzeichen, selbstklebend (10,5×5 cm)	
Insigne USKA, d'auto-collant (10,5×5 cm)	Fr. 1.50
USKA-Rhombus, Klischee 22×10 mm, Ausleihe pro Monat	Fr. 3.50
Cliché losange USKA, 22×10 mm, prêt par mois	
The Radio Amateur's World Map, 91,5×128,5 cm	Fr. 11.80
Great Circle Chart of the World, 70×72 cm	Fr. 3.80
Taschenbuch für den Kurzwellenamateur	Fr. 6.30
Agenda de l'amateur d'ondes courtes	
Adressliste der HB9-Stationen (Aktivmitglieder)	Fr. 4.—
Liste d'adresses des stations HB9 (membres actifs)	
Adressliste der HE9-Stationen (SWL, Passivmitglieder)	Fr. 3.—
Liste d'adresses des stations HE9 (SWL, membres passifs)	
Werbebroschüre «Was ist Amateur-Radio?»	gratis
Brochure de propagande «Qu'est-ce que le radio-amateurisme?»	gratuite

Preise inklusive Porto und Verpackung
Port et emballage inclu.

Voreinzahlung auf Postcheckkonto 30 - 10397, USKA Bern
Paiement d'avance au CCP. 30 - 10397, USKA Bern.

HAM-KLINIK

HB9ADP ex 5A1 TY

Service und Reparatur aller Fabrikate durch den SSB-Spezialisten

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

HAM-KLINIK	R. L. DRAKE		TRIO KENWOOD		ROBOT SSTV	
Tel. 041 23 99 83	R-4C	1825.—	TR2200	590.—	Monitor70A	1348.—
R. L. DRAKE	T-4XC	1975.—	TR7200	995.—	Camera 80A	1348.—
TRIO KENWOOD	TR-4C	2225.—	TS515 + PS	1950.—	Macrolens	235.—
ROBOT SSTV	RV-4C	475.—	TS515S + PS	2150.—	Lens f = 1.4	165.—
HY - GAIN	AC-4	395.—	TS900 + PS	3850.—	Lens f = 1.9	110.—
CDR	MS-4	95.—	9R59 DS	600.—	Cal Tape	20.—

SATELLITENBODENSTATION LEUK

Für den Betrieb der in Leuk VS entstehenden Satellitenbodenstation suchen wir mehrere qualifizierte Mitarbeiter. Diesen unseren zukünftigen

Fernmeldespezialisten

möchten wir technisch anspruchsvolle und vielseitige Aufgaben in einem der modernsten Gebiete der Fernmeldetechnik übertragen. Der Einsatz richtet sich nach Vorbildung und nützlicher Berufserfahrung.

Um erfolgreich die gestellten Aufgaben bewältigen zu können, ist eine abgeschlossene Berufslehre als FEAM, EGM oder Radioelektriker Voraussetzung. Wünschenswert sind ferner Erfahrung im Bau oder Betrieb elektronischer oder elektrischer Anlagen sowie Kenntnisse in der Mikrowellen- oder der Digitaltechnik.

Gerne möchten wir Ihnen die offenen Stellen genauer vorstellen.
Rufen Sie unseren Herrn Selhofer (Telefon Nr. 031 62 36 12) an und vereinbaren Sie mit ihm eine persönliche Besprechung. Schriftliche Anmeldungen richten Sie an die

GENERALDIREKTION PTT, PERSONALABTEILUNG, 3000 BERN 33

HEATHKIT bringt 2 m FM-Line „202"

Bausatz: Fr. 890.—

2 m-FM-Transceiver HW-202

- **Modernste Halbleiterschaltung mit 31 Transistoren, 30 Dioden und 2 ICs**
- **Uebersichtlicher und servicegerechter Aufbau — problemloser Abgleich**
- **36 Kanäle — je 6 Sende- und Empfangskanäle durch Drucktastenschalter wählbar**
- **Minimum-Ausgangsleistung 10 Watt — keine Anpassungsprobleme mehr!**
- **Ruftongenerator für 4 Frequenzen nach Wahl gegen Aufpreis lieferbar**

Technische Daten:
EMPFÄNGER — Eingangsempfindlichkeit: < 0,5 µV bei 12 dB SINAD*. **Nf-Ausgangsleistung:** 2 Watt; **Frequenzstabilität:** > ± 0,0015 %; **Spiegelfrequenz-Unterdrückung:** > 55 dB; **Nebenwellenunterdrükkung:** > 60 dB; **1. Zf:** 10,7 MHz ± 2 kHz; **2. Zf:** 455 kHz (einstellbar); **Bandbreite:** 22 kHz; **Deemphase:** —6 dB/Okt. zw. 300 und 3000 Hz; **Modulationsfähigkeit:** min. 7,5 kHz; **SENDER — Ausgangsleistung:** min. 10 Watt; **Nebenwellenerzeugung:** < —45 dB (auf Träger bezogen); **Frequenzstabilität:** > ± 0,0015 %; **Oszillatorfrequenz:** ca. 6 MHz; **Modulation:** Phasenmodulation, Hub zwischen 0 und 7,5 kHz mit sofortiger Begrenzung stufenlos einstellbar; **Tastverhältnis:** 100 % bei VSWR = ∞ ; **Frequenzbereich:** 143,9 . . . 148,3 MHz; **Betriebsspannung:** 12,6 . . . 16,0 V=; **Stromverbrauch:** Empfänger (bei eingeschaltetem ANL); < 200 mA, Sender: < 2,2 A; **Abmessungen:** 70×210×254 mm; **Gewicht:** 4,4 kg.

Zubehör für die HEATHKIT 2 m-FM-Line «202»:

Spezial-Netzteil HWA-202-1 — Vollstabilisiertes Netzteil in Halbleitertechnik für ortsfesten Betrieb des HW-202 ● Netzspannung 110—120 V / 220—240 V ≂, 50—60 Hz ● Sekundärspannung 13,8 V= ± 1 % ● Sicherungsautomat zur Begrenzung des Ausgangsstroms auf 2,2 A. **Bausatz: Fr. 148.—**

Ruftongenerator HWA-202-2 — Einbauaggregat zur Nachrüstung des HW-202 auf vier Ruftonfrequenzen zwischen 1800 Hz und 2500 Hz mit Drucktastenwahl. **Bausatz: Fr. 115.—**

2 m-Leistungsendstufe HA-202 — Geeignet für den HW-202 und andere 2 m-FM-Steuersender oder -Transceiver mit einer Leistung zwischen 5 und 15 W ● Ausgangsleistung 20 W bei 5 W, 50 W bei 15 W FM Input ● Ein- und Ausgangsimpedanz 50 Ω ● Betriebsspannung 12—16 V= ● Stromverbrauch 1 mA ohne Signal, 7 A bei Vollaussteuerung. **Bausatz: Fr. 345.—**

HF-Wattmeter HM-2102 — Die perfekte Abstimmhilfe für jede 2m-Station ● Mit eingebautem SWR-Meter ● Frequenzbereich 50—160 MHz ● Belastbarkeit 250 Watt ● Nennimpedanz 50 Ω. **Bausatz: Fr. 148.—**

Haben Sie nicht schon lange auf diese Geräte gewartet? Konzept und technische Daten entsprechen den Vorstellungen des anspruchsvollen Amateurs. Am besten bestellen Sie gleich jetzt und sichern sich damit kurze Lieferfrist zu.

Schlumberger

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

AZ 3652 Hilterfingen

2363

USKA BIBLIOTHEK
STUDER ARMIN
REINACHERSTR. 14
4142 MUENCHENSTEIN

TELION elektronik

NOVOTEST

20 000 Ω / VDC — 4 000 Ω / VAC

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

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

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

ab Lager lieferbar Fr. 98.—

NEU: TS-160 40'000 Ω / VDC Fr. 110.—

COLLINS

32S—3	Kurzwellen-Sender für SSB- und CW-Betrieb. Frequenzbereich 3,4 . . . 5 MHz und 6,5 . . . 30 MHz in 14 200-kHz-Bändern. 1 mechanisches Filter mit 2,1 kHz Bandbreite. 100 Watt Ausgangsspitzenleistung.
75S—3B	Kurzwellen-Empfänger für AM, SSB, CW und RTTY. Frequenzbereich wie Sender. 100 kHz Eichquarz und mechanisches Filter für SSB-Empfang. Netzanschluss: 115-230 V / 50-400 Hz.
KWM-2	Kurzwellen-Sende-Empfänger für mobilen oder stationären Betrieb. Frequenzbereich und Betriebsarten wie obenstehend. 1 mechanisches Filter 2,1 kHz. Ausgangsleistung: 100 Watt.
51S-1	Kurzwellen-Empfänger mit durchgehendem Frequenzbereich 200 kHz . . . 30 MHz für SSB-, CW, RTTY- und AM-Betrieb. Mechanische Filter für SSB, Quarzfilter für CW. Netzanschluss: 115 V oder 230 V, 50—60 Hz.

Ausführliche Unterlagen
durch die Generalvertretung:

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