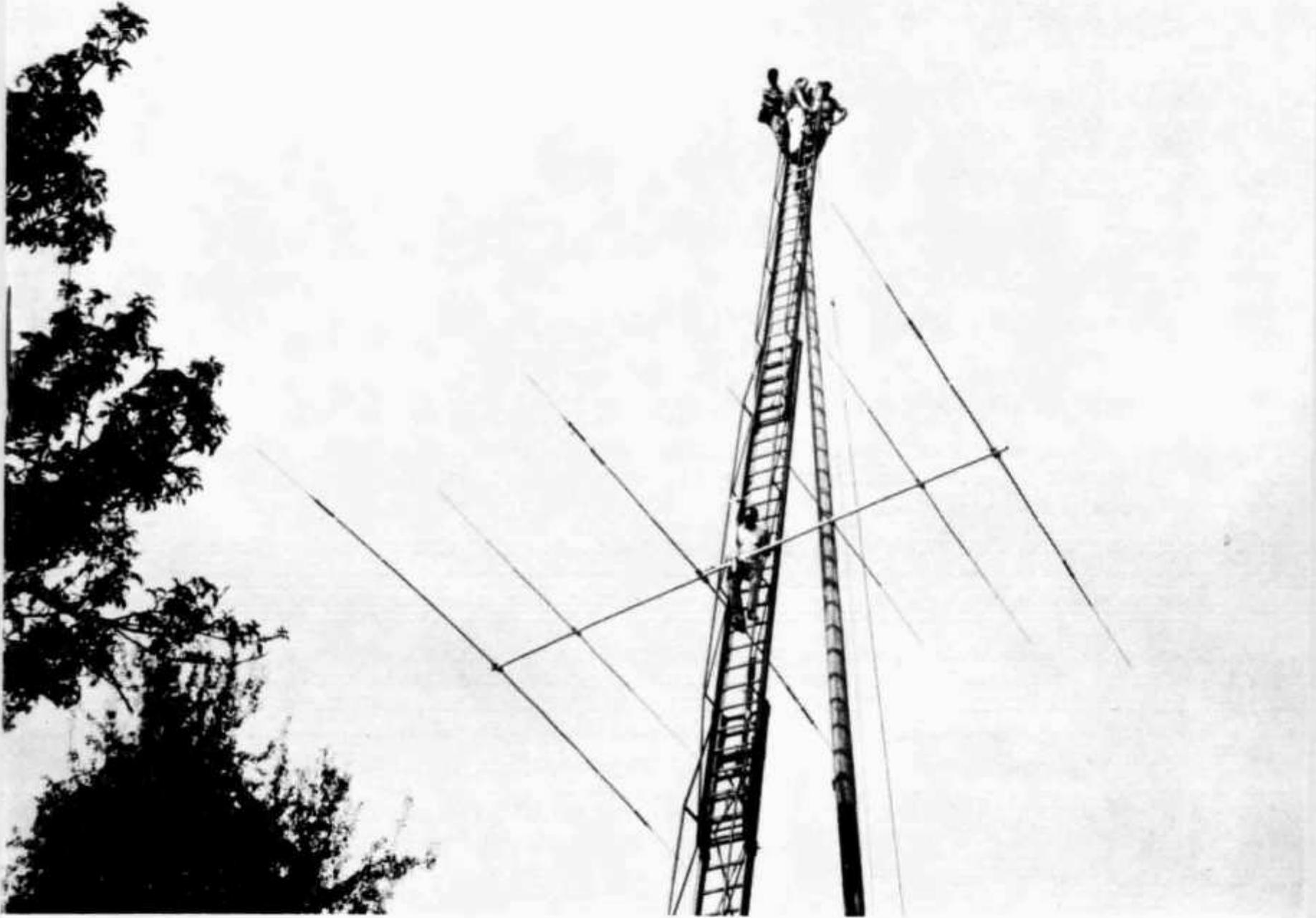




OLD MAN



7

1973

Bulletin of Union of Swiss Short Wave Amateurs

70-cm-FM-Gerät SR-C 4300



Nicht nur auf dem 2-m-Band, sondern auch auf 70 cm bietet die Betriebsart FM erhebliche Vorzüge. Besonders innerhalb von Ortschaften sind Fading und Funkschatten weniger stark ausgeprägt, da die 70-cm-Wellen stärker an den Gebäuden reflektiert werden und sich dadurch eine bessere «Ausleuchtung» ergibt.

Über die Umsetzer Relais-Stationen UTO, PILATUS, WEISSENSTEIN, SÄNTIS usw. kann fast die ganze deutsche Schweiz bis tief ins Welschland vom fahrenden Auto aus erreicht werden! Es sind bereits ca. 65 Stationen QRV.

Das SR-C 4300 ist mit modernster Technik ausgestattet. Im Eingangsteil des Empfängers werden hochselektive Helical-Resonatoren verwendet. Die Empfängerempfindlichkeit beträgt $0,5 \mu\text{V}$ (20 dB), die Squelch-Ansprechempfindlichkeit $0,3 \mu\text{V}$. Die Sendeleistung, schaltbar auf 5 W oder 1 W Output, entspricht dem auch bei kommerziellen Geräten verbreiteten Standard. Das eingebaute Messinstrument dient zur Anzeige der Empfangsfeldstärke, als Outputindikator und zur Batteriespannungs-Anzeige. Das kräftige NF-Teil liefert an den eingebauten Lautsprecher 2 W, an einen Aussenlautsprecher 7 W Sprechleistung. Auf der Geräterückseite sind Testbuchsen für die Prüfung des Senders und Empfängers angebracht. Hier kann auch ein «AOS»-Zusatz eingesteckt werden (Roger-Piep).

Das Gerät kann mit 12 schaltbaren Kanälen (Schaltbandbreite 5 MHz) bestückt werden. Zum Lieferumfang gehören die beiden Schweizer Frequenzpaare 431,05 / 438,65 & 431,20 / 438,80 sowie 1 SIMPLEX-Kanal 435,0 / 435,0.

Ausserdem werden ein dynamisches Handmikrofon, eine Autohalterung und der «AOS»-Zusatz mitgeliefert.

Zur Stromversorgung werden 12,6 Volt $\pm 10\%$ aus der KFZ-Batterie oder aus einem Netzteil benötigt. Strombedarf in Stellung Empfang 0,2 A, in Stellung Senden mit hoher Leistung 2,8 A.

Bestückung: 34 Transistoren, 21 Dioden, 1 IC
Grösse: B 164 x H 57 x T 255 mm, Gewicht 2,5 kg

Preis des betriebsfertigen Gerätes, bestückt mit dem obenerwähnten Simplex- sowie den beiden Schweizer-Kanälen, inkl. Handmikrofon, Mobilhalterung, Speise-Filter und AOS-Zusatz («Astronauten-Piep»), inkl. Zoll und WUST

Fr. 1500.—

Radio Jean Lips (HB 9 J)

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

41. Jahrgang Juli 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 Mornens 11, 1033 Cheseaux VD — **Corrispondente Ticino:** Fabio Rossi (HB9MAD), Box 27, 6962 Viganello — **Inserate und Hambörse:** Josef Keller (HB9PQ), Postfach 21, 6020 Emmenbrücke 2, Tel. 041 53 34 16 — **DX:** Sepp Huwyler (HB9MO), Leisibachstrasse 35A, 6033 Buchrain LU, und Felix Suter (HB9MQ), Hauptstrasse 13, 5742 Kölliken AG.

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

Erscheint monatlich

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

Union Schweizerischer Kurzwellen-Amateure
Union des Amateurs Suisses d'Ondes courtes
Clubrufzeichen HB9AA

Briefadresse: USKA, 8607 Seegräben ZH

Ehrenpräsident: Heinrich Degler (HB9A), Rotfluhstr. 53, 8702 Zollikon — **Präsident:** Walter Blattner (HB9ALF), Via Varenna 85, 6604 Locarno — **Vizepräsident:** Jack Laib (HB9TL), Weinfelderstr. 29, 8580 Amriswil — **Sekretär:** Helene Wyss (HB9ACO), Im Etsel, 8607 Seegräben — **TM:** René Oehninger (HB9AHA), Im Moos, 5707 Seengen — **UKW-TM:** Dr. H. R. Lauber (HB9RG), Bahnhofstr. 16, 8001 Zürich — **Verbindungsman zur IARU:** Dr. Etienne Héritier (HB9DX), Grellingerstr. 7, 4153 Reinach BL — **Verbindungsman zur PTT:** Albert Wyrsh (HB9TU), Kirchbreite 1, 6033 Buchrain LU.

Sekretariat, Kasse: Helene Wyss (HB9ACO), Im Etsel, 8607 Seegräben ZH, Tel. 01 77 31 21, 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:** Heinz Genge (HB9KI), Winkelstr. 2, 4153 Reinach 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 u. Ausland Fr. 22.—

Communication du comité

La séance du comité du 12 mai fut consacrée principalement à la préparation de la conférence des présidents de section du 17 juin. A part cela, diverses affaires de moindre importance furent discutées. Les nouveaux statuts de la section Zürichsee ont été acceptés. L'invitation reçue du Magyar Radioamator Szovetseg pour la participation au championnat européen de radiogoniométrie, qui aura lieu du 22 au 28 août, est à disposition des intéressés chez le TM HF.

Ted Vogel a soulevé la question d'un plan de bande pour la SSTV sur 144 MHz. Cette question ne peut pas recevoir de réponse dans le cadre de l'USKA uniquement, mais doit faire l'objet d'une coordination internationale. Le TM VHF a été prié d'entamer les discussions nécessaires. Le représentant auprès des PTT, accompagné du président et du TM VHF, a eu un entretien avec les autorités concédantes le 21 mars 1973, où il fut principalement discuté du projet des nouvelles prescriptions concernant les concessions. Les désirs de l'USKA ont pu être pris en considération sans exception — sauf la puissance autorisée. D'autre part le plan de canaux mis au point par l'IARU région 1 pour les stations relais FM dans la bande 430 MHz, qui doit être partagée avec d'autres services, fut également discuté.

La direction générale des PTT produisit un rapport de sa section surveillance radio, concernant une surveillance effectuée sur les bandes exclusives de 7, 14, (14,00—14,25) et 21 MHz, du 3 au 16 janvier 1973. 247 intrus furent notés à cette occasion, dont environ la moitié ne purent être identifiés. Des tracés automatiques effectués sur analyseurs montrent la forte occupation moyenne des bandes 7 et 14 MHz par des stations non amateurs. A l'occasion de cette surveillance, 263 liaisons auxquelles participaient des stations suisses furent contrôlées, et 15 avis d'infraction durent être envoyés; la discipline radio des amateurs suisses peut cependant en général être considérée comme bonne.

La rentrée des cotisations annuelles et des abonnements pour 1973 s'est déroulée sans difficultés. 35 avis ont été envoyés contre remboursement en deuxième rappel, dont 14 n'ont pas été retirés. Le secrétariat remercie les membres et les abonnés pour leur rapide paiement. Entre le 20 décembre 1972 et le 11 mai 1973, 121 nouveaux membres sont entrés à l'USKA, dont 43 membres actifs, 51 membres passifs, 26 membres juniors, 1 membre de l'étranger. (HB9DX/9RO)

Das Problem der Eindringlinge in die exklusiven Amateurbänder

Der Aufruf im Jahresbericht für 1972 des Verbindungsmannes zur IARU zur Bildung einer Organisation für die Ueberwachung der exklusiven Amateurbänder im Kurzwellenbereich ist leider praktisch ungehört verhallt. Lediglich vier Mitglieder haben Interesse bekundet. Es muss als Armutszeugnis für die Schweizer Amateure gewertet werden, dass unter diesen Umständen die Empfehlung der IARU Region 1 Division, in jedem Mitgliedland eine eigene Ueberwachungsorganisation zu bilden, nicht befolgt werden kann. Wir bitten deshalb alle Mitglieder, die sich für diese wichtige Aufgabe einsetzen wollen, ihre Rapporte vorläufig direkt an den Koordinator des IARU Monitoring System Region 1 (Colin J. Thomas, G3PSM/GB2IW, 73 Mexborough Avenue, Leeds LS73ED, England) zu senden. Dabei sind folgende Angaben von Wichtigkeit: Datum, GMT, Frequenz auf 1 kHz genau, Rufzeichen oder andere Identifikation, Sendeart, nähere Angaben über den Inhalt der Sendungen usw., verwendete Empfangseinrichtungen. Es versteht sich von selbst, dass der Empfänger bestimmten minimalen technischen Anforderungen genügen muss, um zu vermeiden, dass Mischprodukte oder Spiegelfrequenzen als fremde Stationen betrachtet werden.

In der zweiten Hälfte 1972 wurden dem IARUMS Region 1 insgesamt 379 fremde Stationen in den exklusiven Kurzwellen-Amateurbändern gemeldet:

Sowjetunion	217	Italien	3
Volksrepublik China	41	Polen	2
Türkei	24	Schweden	2
Albanien	20	Ungarn	2
Aegypten	9	Vereinigte Staaten	2
Griechenland	6	Madagaskar	1
Pakistan	6	Marokko	1
Saudi-Arabien	4	Grossbritannien	1
Spanien	4		
Iran	3	Nicht identifiziert	31

Soweit in den angeführten Ländern der IARU angeschlossene Amateurvereinigungen bestehen, wurden diese gebeten, bei ihren Fernmeldebehörden zu intervenieren. Die Amateurvereinigungen der Sowjetunion und Spaniens nahmen sich nicht die Mühe, diese Aufforderungen überhaupt zu beantworten. Wohl ist die Sowjetunion gemäss dem internationalen Frequenzplan berechtigt, im Bereich 14250—14350 kHz fixe Radiodienste zu betreiben. Bereits an der Konferenz der IARU Region 1 Division des Jahres 1966 sicherte die russische Delegation zu, bei ihren Behörden dahin zu wirken, dass von diesem Recht kein Gebrauch gemacht wird und dass die kommerziellen Stationen russischer Herkunft aus den exklusiven Amateurbändern verschwinden. Die Radio Sports Federation wurde an den beiden folgenden Konferenzen sowie durch die Zusendung der Abhörresultate immer wieder auf die unerfreuliche Lage aufmerksam gemacht, leider bis jetzt vergeblich.

Die Volksrepublik China ist dem Weltnachrichtenverein beigetreten. Sie brachte allerdings drei Vorbehalte gegenüber den entsprechenden Vertragswerken an, wovon einen in bezug auf den Frequenzbereichsplan. Damit besteht kaum Aussicht, dass die im 40 m-Amateurband arbeitenden Rundspruchstationen dieses Landes einen Frequenzwechsel vornehmen werden. (HB9DX)

Rund um die UKW

Liste der 2-Meter Umsetzer nach der neuen IARU Norm

R 1	145,025/145,625	Mte. Penice Piacenza	1460 m
R 1		Sardegna EA 46 G	1260 m
R 2	145,05 /145,65	HB9F Menziwilegg Bern	1000 m
R 2		Mte. Maddalena Brescia	875 m
R 2		Vesuvio Napoli	1158 m
R 3	145,075/145,675	DBϕYH Höchenschwand	
R 3		Mte. Carpenia Pesaro	1415 m
R 3		Mte. Beigua Savona	1287 m
R 3		Portobene (Nuoro) Sardegna	955 m
R 4	145,10 /145,70	Alba (Torino) Asti	600 m
R 5	145,125/145,725	Bosco Chiesa Nuova Verona	1104 m
R 5		Mte. Terminillo Roma	1820 m
R 6	145,15 /145,75	HB9H Mte. Generoso TI	1600 m

Zu unserem Titelbild: Der Winterthurer-Gang in lufttiger Höhe. HB9MX, HB9AEE, HB9AHD und HB9AHL

R 6		Mte. Bondone Trento	2100 m
R 6		Mte. Seccietta Firenze	2450 m
R 7	145,175/145,775	Mte. Calderaro Ferrara	608 m
R 8	145,20 /145,80	Milano citta	200 m
R 8		Genova citta	50 m
R 8		Mte. Panarotta Trento	1940 m
R 9	145,225/145,825	Verona Nord	200 m
R 9		Mte. Cesena	1570 m

Die Info über die Relais in Italien verdanken wir HB9LG. Aldo schreibt uns weiter, dass sehr oft der Verkehr über HB9H gestört ist, durch Stationen welche immer noch 145,15 als Simplexkanal benutzen.

Zusammenstellung der Ortsfrequenzen in der Schweiz

Bern I	S 23	145,575	Luzern II	S 21	145,525
Bern II	S 21	145,525	Zürich I	S 21	145,525
Genf	S 26	145,650	Zürich II	S 24	145,600
Luzern I	S 24	145,600			

DX-News

Unter bereits sommerlichen Bedingungen hatte sich der DX-Betrieb im vergangenen Monat auf das 14 und 21 Mc-Band konzentriert. Während des NFD am ersten Juni-Wochenende waren die Bedingungen mässig, wobei hauptsächlich nahe der Alpen liegende Stationen besonders benachteiligt waren. Dagegen hatten besonders in England und Deutschland ausserordentlich viele Stationen an diesem Wettbewerb teilgenommen.

Nach den eingegangenen Berichten zu schliessen, konnten während des Monats Mai nur zwei der Expeditionen erreicht werden. Es waren dies WB6VGI/VQ9 auf Chagos Isl., der am 14. 5. QRT gemacht hatte und 9F3USA/P1 auf Dhalak Isl. im Roten Meer vom 19./20. 5. Es wird gehofft, dass die letzterwähnte Insel als neues Land im DXCC gewertet wird.

3B6 und A6 sind dank der Aktivität der dortigen Amateure zu geläufigen Prefixen geworden. Diese Stationen sind leider öfter gezwungen wegen undisziplinierter Störer QRT zu machen, wenn sie im Pile-up länderweise arbeiten möchten. An selteneren Prefixen konnte CI1 (Prinz Edward Isl.), DT2 (DM), FC ϕ , HA25, HA1 $\phi\phi$, IT57 (IT9 Palermo), JY1, SP ϕ , WS3, xP ϕ , 4X25, 4Z25, 9E3 und 9F3 gearbeitet werden. In Chile wird die Gruppe XQ1 bis XQ ϕ für eine neue Lizenzklasse ausgegeben.

Im CW-Teil des VK/ZL-Contests 1972 wurden folgende Punktzahlen erreicht: HB9IK 620, HB9UD 100 und HB ϕ NL 132. HB9WB hat als erster Schweizer das «Satelite 1000-Diplom» gearbeitet. HB9KB wurde in Anerkennung für das vorbildliche und kameradschaftliche Verhalten der Mannschaft der Schweiz (HB9KB und HB9AHL) während der letzten Athos-Expedition von der NARUG (Nationale Amateur-Radio-Union von Griechenland) zum Ehrenmitglied ernannt. Wir gratulieren allen zu diesen Erfolgen.

Vy 73 es gd dx de HB9MO

DX-Log

3,5 Mc-Band: 0000—0200: CP1EU (790), 5Z4KL (790) **1900—2000:** FC ϕ AOJ (780) Korsika **2300—2400:** TZ1AB (797) **7 Mc-Band: 0000—0200:** LU8EE (007), UK ϕ AAQ (002) **0300—0400:** XP ϕ A (004) Grönland, TI2DX (013) **0400—0500:** KZ5BB (004), VP9BN/P (003) **0800—0900:** CT2BON (002) **2300—2400:** CP1EU (005), UL7TAM (004)

14 Mc-Band: 0300—0400: SU1IM (040) **0700—0800:** CE1DR (150), OH ϕ MAS (150) Market Reef, KH6IJ (005) **0800—1000:** SP ϕ ITU (220), TI2GI (150), JYKFZ (150), KH6IJ (005/225) **1000—1200:** HA25KDQ (205), IT57ARI (210), WS3SKY (150) Sky Lab Ground Crew (333), MP4BJT (205) **1200—1400:** ZB2A (200), OZ9KG (150) Bornholm **1600—1700:** IT57WYK (180), 5X5NK (210), JY6KHM (200) **1700—1900:** HA1 $\phi\phi$ HM (025), 9H4E (190), FL8AF

(115), TR8AF (115), VU2KV (185), A6XF (195), HS1AJB (100) **1900—2000:** IT57LTC (260), OX3BH (220), 5H3JL (260), JY6BM (260), VU2ABV (325) **2000—2100:** PZ1CU (330), TU2ED (330) **2100—2200:** CI1ATJ (025), 9Y4VV (175), YV5DLH (185), VP2VAM (190), VP9GR (225) **2200—2400:** KV4AA (080), TI2PZ (030), 6Y5GB (185), FG7XL (333), JY1 (300) König Hussein.

21 Mc-Band: 0800—1000: ZB2A (270), DT2DEO, (280), A6XF (280), JY6UNM (320) **1000—1200:** CR3 CD (190), JY6GT (265) **1600—1700:** DT2BH (210), PZ1CX (295), ZE1CU/A2C (375), EA9EJ (225), 9E3 USF (210), VQ9D (210), FL8BH (210), A6XP (315), **1700—1800:** G3TBS/A (230) Silly Isl. 5N2AAN (290), CR5AJ (255), VQ9D (210), 9X5GW (285), WB6VGI/VQ9 (355) Chagos Isl., A6XF (230), 3B6CF

(255) **1800—1900:** ZE1CU/A2C (375) 9G1DF (280), TR8AF (310), A6XF (300) **1900—2000:** EA6BY (250), CT2BG (275), 9Y4EH (260), EL1BAC (295), 5U7AZ (270) **2000—2100:** CE3WF (300), ZP5KD (300), 6W8AL (280), A6XP (290) **2100—2200:** HA25KYB (340), 9Y4EH (340), 6W8AL (230), XT2AJ (230), HP1JS (235) **2200—2300:** HK2CNB (310), KP4DPN (295), KV4CK (355), 9Y4EH (255)

Bemerkenswerte QSL-Eingänge: **HB9NL:** ZP9AY **HB9UD:** CRBS, VQ9HCS (Aldabra), VS6DO, 5U7

AZ, 9C9TW **HB9MO:** CO2PY, UA ϕ PY, VU2GDG, YA1DX, OB3Y, MP4TEE, ET3ZU, 6Y5GB, HR2GK, SM2AGD/CE ϕ , CE3AOF/CE ϕ , 3X1P **HE9HIJ:** A6XF, 4X4DF **HE9HUC:** C31DY, C31FN, U5ARTEK, VU2DK, W3JCJ/MM

Logauszüge von HB9DI, HB9MD/P, HB9UD, HB9MO, HE9HIJ, HE9UC und HE9IHA

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

DX-Calendar

Guam Isld. durch WA6AXE/KG6, 14282, 1900. QSL via 329 Johnson Rd. US Naval Hospital, FPO San Francisco, 96630. **Cambodia,** XU1AA, 14320, 1300, ebenfalls 14210, 1815. **Laos,** XW8ES, 21243, 1050; 21248, 1805. QSL via JH1ARJ oder via Box 826, Vientiane. XW8FH, 14228, 1640; 21300, 1730. QSL via Box 345, Vientiane. **East Malaysia,** 9M8SDA, 14260, 1425. QSL via Box 41, Kuching, Sarawak. **Marshall Isld.** KX6GS, 14265, 0900. KX6KE, 14227, 1320. QSL via Box 2346, APO San Francisco, 96555. **Bhutan,** A5IPN, 14070, 1300. **Christmas Isld.** VK9XW, 14215, 1845. QSL via VK6RU. VK9XX, 21278, 1150. QSL via W2GHK. **Maldivé Isld.** VS9DX, 21295, 1455 bis 1728; 14168, 1940; 14293, 1550. **Chatham Isld.** durch ZL2PU/C, 14280, 0930. **Cayman Isld.** ZF1KW, 14030, 2400. QSL via WA2 BCK. **Fr. Somaliland,** FL8DS, 21250, 1330; 14137, 2145. QSL via WB8ABN. **Solomon Isld.** VR4BS, 14235, 1330; 21265, 1550. QSL via ZL4NH. **Agalega Isld.** 3B6CF, 21320, 1430; 21245, 1550; 14232, 1730. QSL via JA ϕ CUV. **Nepal,** 9N1MM, 14217, 1553;

21260, 1720. QSL via W3KVQ. **St. Vincent Isld.** VP2SQ, 21300, 2300. QSL via W2MIG. **Sao Thomé Isld.** CR5AJ, Samstag und Sonntag ab 2100, 14 und 21 Mc. QSL via K3RLY. **Malagasy Rep.** 5R8 AG, ex DL5RI, hauptsächlich 3502; 7002; 14005; 21005 und 28005. **St. Helena,** ZD7FT, 21300, ab 2030. Sehr oft auf 3798, 2200 mit gutem Signal. **Brunei,** durch W9IGW ab Ende Juni, nur CW, 14025 und 21025.

QSL-Adressen

5R8AG, via Box 60, Ivato Airport, Malagasy Rep. — 5X5NK via DJ3JV — FC ϕ AHY via OK1AHV — FC ϕ WV via ON4TJ — FY ϕ AOT via F8YY — 3D2JA via W2OVC — EL9A via WA6TWG — TR8 MC via W2YY — 9F3USA/P1 via WA5TKC — JD1 YAF via JH1ARJ — JD1ABY, JD1ADI, JD1AHO, JD1AHQ, JD1YAG via JA1KSO, Box 7, Aobadai, Yokahama, 227, Japan.

73 es best DX de HB9MQ



Silent Key HB9XA

Hans Riniker, HB9XA, Mitglied der USKA Sektion Aargau ist am 22. Mai 1973 ganz unerwartet im Alter von 57 Jahren abberufen worden.

Hans Riniker war ein passionierter Funkamateurl, der auf allen Bändern QRV war. Ganz besonders war ihm in den letzten Monaten das 70 cm Band ans Herz gewachsen, und alle UHF-Amateure schätzten seine fröhliche, offene Art sehr. Am Sonntagvormittag war er ein geschätztes Mitglied des «QSO des cheveux gris» auf dem 80 m Band.

Wir haben einen treuen Freund verloren, der es verstand, auch unsere jungen Funkamateure in unserer Sektion für unser Hobby zu begeistern. — HB9XA wird uns in bester Erinnerung bleiben.

(HB9AQF)

More Power from 6146s

E. John Labaj W2YW
12 Park Place
Elsmere NY 12054

After some checking and minor circuit changes I found that I could run a pair of 6146s (A or B) at an input of 400 mA at a 1000V, and no sweat.

Observation and measuring indicated that some of the problem with the tubes was like one famous TV personality's drinking problem: He knew his limit but he always lost control before he reached it.

Same with the 6146s. Long before the input limit was reached the tube lost control, resulting in plate-current runaway and tube failure.

While the 6146 plate is about the same size as comparable sweep tubes, the 6146 seems more touchy, tending to gas and go into a catastrophic "spin" with very little provocation.

With the average circuit and biasing arrangement the 6146 tube will have about 20 to 30 k Ω resistance, plus the resistance of the bias supply between the grid and ground.

Now, with a minor tuning fluff, or even normal use, especially on the higher frequencies, and with a few loose electrons around, the 1 control grid will act as a cold cathode and set up a reverse grid current flow. This reduces the actual grid voltage from that coming out of the supply, which in turn causes more plate current, and thus more reverse grid current. In less time than it takes to tell about it, this cumulative action has cost you another pair of 6146s.

This is understandable when you see that the potential on the control grid is greater than that between the actual cathode and screen and plate.

To minimize the bucking effect of the reverse current I jumpered all resistors in the grid circuit with small low-resistance rf chokes. This reduced the voltage drop through the grid circuit string under cur-

rent flow conditions, either forward or reverse.

To make sure of a stable bias supply I bought some surplus zener diodes and clamped the bias supply at -82V. This fed the hot end of the bias potentiometer, and then, as close to the actual grid as possible but on the cold (rf) side of the grid feed I used another zener diode which was -68V; this happened to be the value that was needed to set the plate current to normal idling (Fig. 1).

To make sure of getting sufficient peak plate current flow, I jumpered the screen feed resistor so that screen voltage was clamped at 260V. The series feed resistor was 1.2 k Ω ; the B+ supply under load was 310V - this voltage was clamped by using two 10W zeners in series, as shown in Fig. 2.

To discourage the screens from getting into the secondary emission act, I wired in series with each screen lead a 1 kV, 1A silicon diode rectifier.

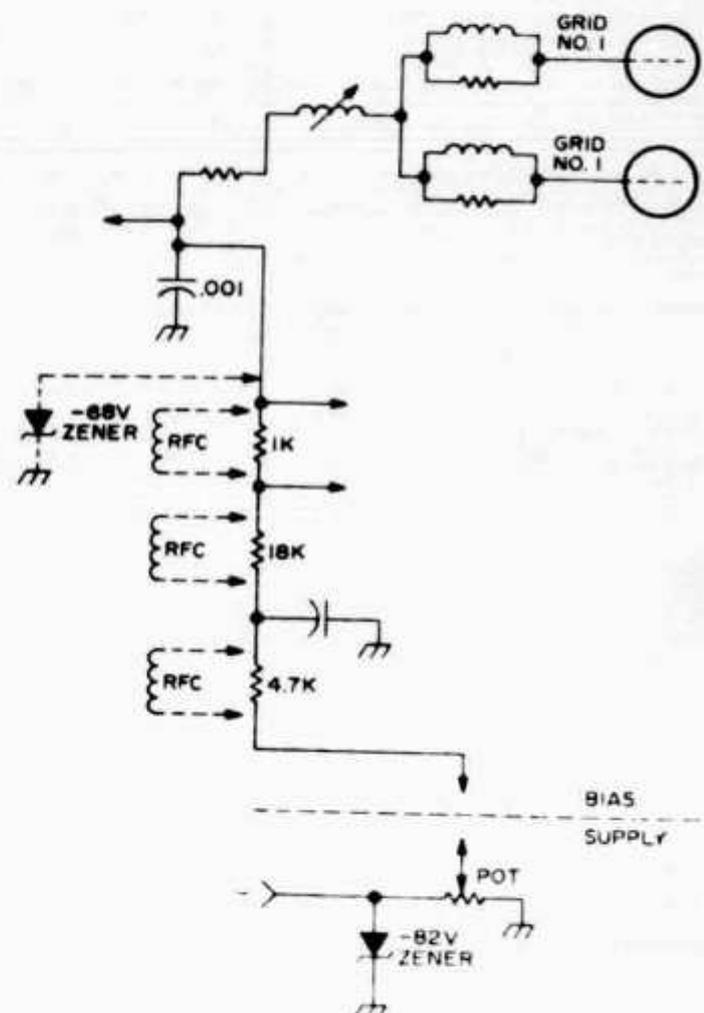


Fig. 1. The addition of zener diodes established a runaway limit. A -82V zener limits the bias output and a -68V zener clamps the grid potential.

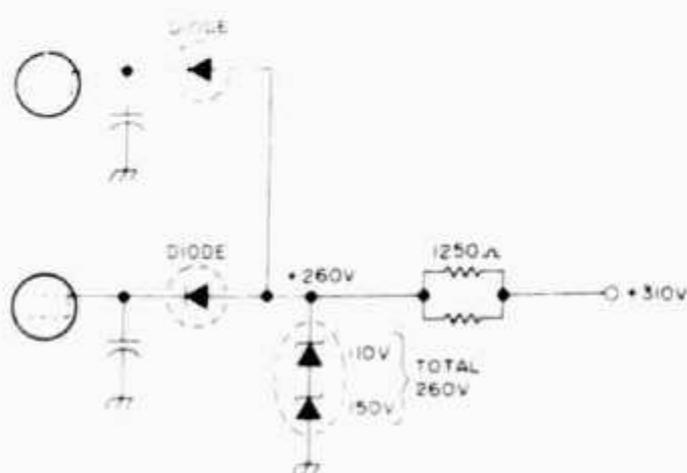


Fig. 2. Zeners can be used in series to help limit the B+. Make sure the diodes are rated to handle the dissipated power if you don't use resistors with them.

In case you need more drive, remember what Joe Namath says: You have to excite them to make them put out! You can juggle the bias and screen voltage on the driver tube – in my case, found that the 6CL6 had over 6V bias on the cathode – and for linear class A operation it should

be less than 3V. I shunted the cathode bias resistor and also the screen feed resistor and again using a zener, I clamped the screen voltage at 150V. This gave me enough drive to get about 8 mA (maximum) grid current.

Before you start pouring on the coal, make sure the tubes are neutralized – and it helps if they are matched. Use a fairly sensitive rf indicator across a small 47Ω carbon resistor across the output.

Go over the neutralizing adjustment till you reach the best setting. That is, adjust for good grid current flow – then adjust the neutralizing capacitor for a dip – tune the plate for a peak – again adjust neutralizing capacitor for a dip – retune plate for a peak. By carefully observing the rf indicator you will find a neutralizing adjustment that results in the lowest peak when tuning the plate. That's the spot!

Do not load the 6146 too heavily without drive. In the CW mode at 400 mA it will take about 4 mA. In the SSB mode when kicking to 400 mA, the grid should wiggle 0.5–1 mA.

73 MAGAZINE

ACTIVE FILTER DESIGN

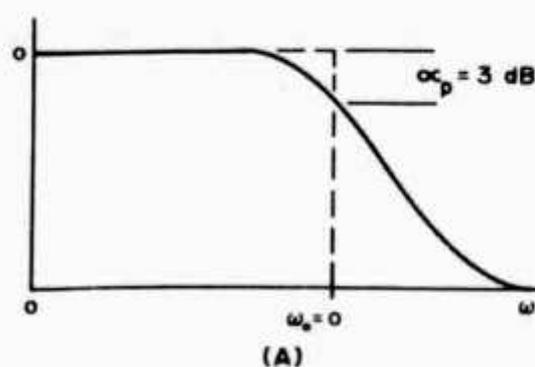
F. Dale Williams K3PUR

If you have ever tried to "homebrew" an i-f bandpass filter, or incorporate a variable notch filter or Q-multiplier in your receiver's existing circuitry, you have an idea of many of the problems associated with passive RLC filters. Imagine being able to build a filter not only lossless, but with gain; one capable of matching different input/output impedances, without bulky and inaccurate coils, and all in less space and with better performance than the old iron core, resistance-coupled black box. Active filters, constructed both from transistors and integrated circuits, offer all of the above advantages in addition to ease of altering performance without rewinding coils or utilizing taps.

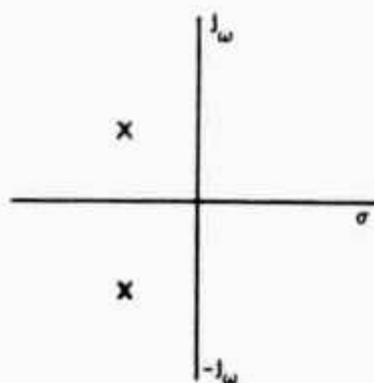
Figures 1 through 4 show simple filters with specific functions. Digging back into filter design theory for a short while will help us to see how the component values and their placement in the filter is deter-

mined. Every filter may be primarily identified by the number of branches containing L or C components. Thus, Figs. 1 through 3 all show two-pole filters of the second order; Fig. 4 a six-pole design. Resistance normally shown in RLC filters as input/output impedance is not considered part of the passive network, although other values of resistance such as that found in the coils and the value of conductance in capacitors, together known as dissipation, cause insertion loss and a degraded response shape at the band edges. Naturally, the tighter the specifications for a filter, the more complex the design must be, five- and six-pole types being common.

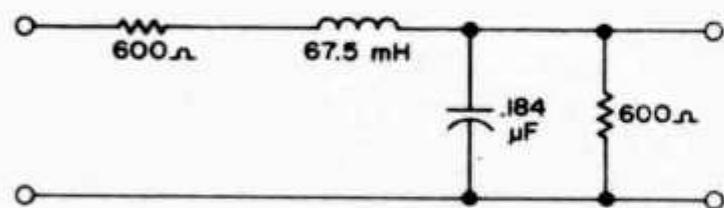
The design of passive filters is mostly accomplished with the help of tables containing constant values for the desired components necessary for a particular shape factor. These constant figures are then scaled to real component values. Designing RLC filters "from scratch" is a



(A)



(B)

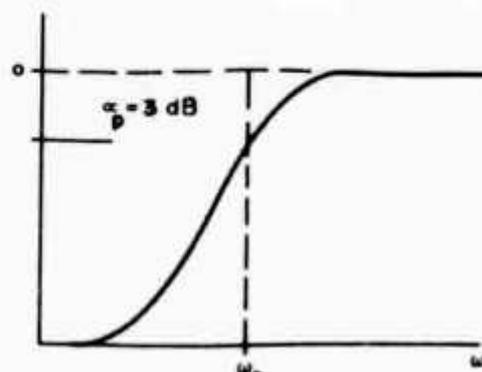


(C)

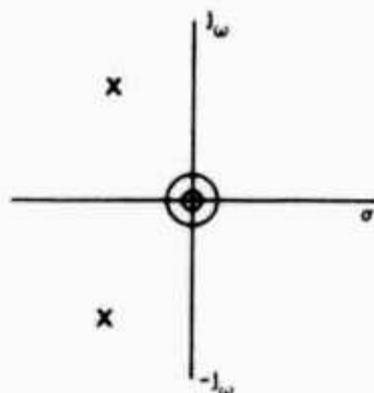
Fig. 1. Low-pass Butterworth (ideal response).

task of great complexity and more suited to computer analysis. By utilizing a complex plane with theoretical component values plotted in complex impedance form, a pole-zero plot of the filter is made. Figures 1A through 4A show the pole-zero plots for four simple filters of different types. Since current/voltage node values are necessary to determine the resulting waveform, this design procedure does not lend itself to amateur filter construction.

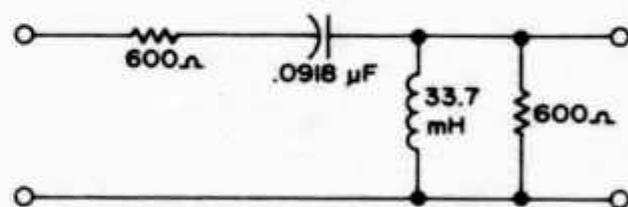
Although active filters do away with inductances, in order to simulate the desired response, they must provide the same basic parameters as the coils in the passive filters. The main difference in operation is the ability to increase the Q , or gain of the active filter. In addition, the active filter can be designed so that changing input/output impedances, as a result of tuning internal or external circuits, has little or no effect on filter response. To better under-



(A)



(B)



(C)

Fig. 2. High-pass filter.

stand how filter design is fitted to the desired frequency response, we should begin with basic passive filter types.

In the design of the low-pass filter shown in Fig. 1, we begin by specifying the desired parameters. If we desire a filter with less than 1 dB attenuation from 0 to 2 kHz, and more than 20 dB attenuation above 7 kHz, with 600Ω input/output impedances, we must first determine the bandwidth ratio:

$$y = \frac{7 \text{ kHz}}{2 \text{ kHz}} = 3.5$$

The attenuation ratio of Butterworth response filters is given as:

$$A = \sqrt{1 + \omega^{2n}}$$

Where $\omega = 1$ radian per second, any value of n , or number of poles, will give an atten-

uation ratio equal to $\sqrt{2}$. Naturally, substituting other values of frequency for ω will provide a passband attenuation for Butterworth filters. By computing these various frequencies with different values of n , we can obtain a simulated response shape for filters with various numbers of poles. A two-pole Butterworth filter provides 0.93 dB attenuation at 0.7 of the cutoff frequency of 2 kHz.

As the frequency component of ω becomes higher, the attenuation increases. Similarly, as the number of poles increases, so does the filter attenuation, thus creating a sharper stop-band cutoff. At 3.15 of the cutoff frequency, the stop-band attenuation of a two-pole Butterworth filter approaches 20 dB. A reevaluation of the bandwidth ratios gives:

$$y = \frac{3.15}{0.93} = 3.39$$

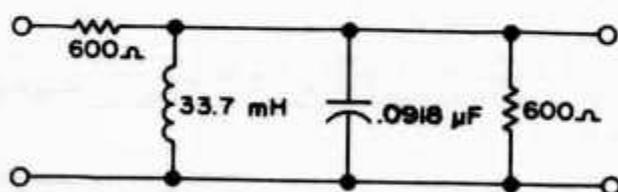
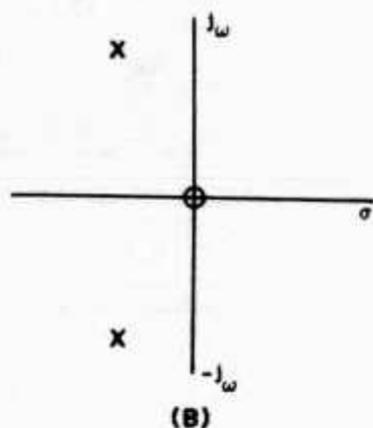
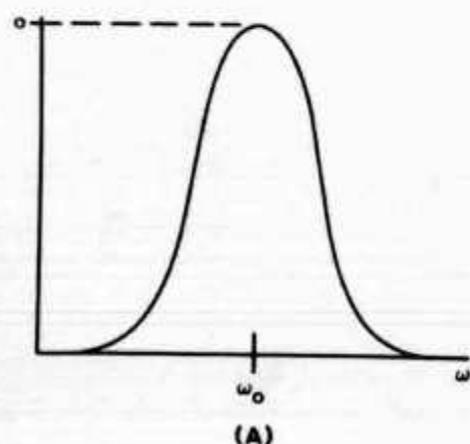


Fig. 3. Bandpass filter.

Since this performance is better than our specified ratio, all requirements can be met with a two-pole Butterworth design. To preclude otherwise necessary computations involving resonant frequencies and cutoff formulas, we can design by means of a normalized prototype. A low-pass prototype is normalized for 1Ω terminations and a cutoff of 1 radian per second. From these values, as shown in Fig. 5, the resistances/impedances and cutoff frequency must be altered to fit our specifications. By means of impedance scaling, we can alter the resistances to allow the filter to operate between terminations of any value. Impedance scaling does not affect filter response, and is accomplished by simply multiplying

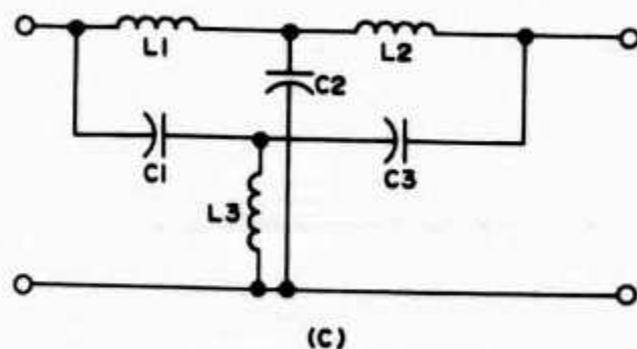
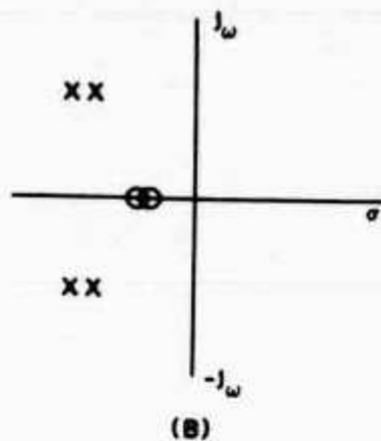
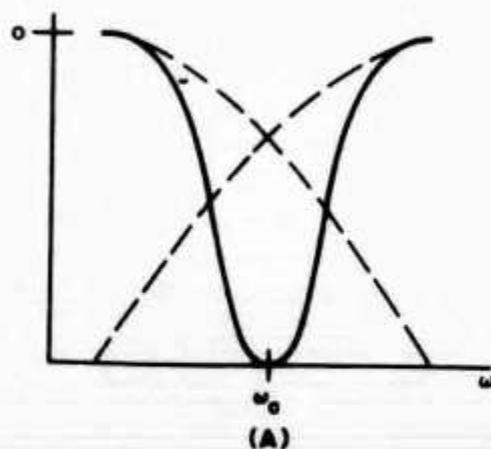


Fig. 4. Bandstop filter.

all resistances by the desired impedance value, 600Ω in this case. In order to adapt the normalized cutoff frequency to 2 kHz, we employ frequency scaling. Frequency scaling leaves all impedances unchanged but applies a constant to the reactive elements. In scaling the inductance to the required filter value, the following formula is used:

$$L' = \left(\frac{R'}{R} \right) \left(\frac{\omega}{\omega'} \right) L$$

Where the primes denote values after impedance scaling.

Substituting the filter values in this formula gives an inductance constant of:

$$= \frac{(600) (1)}{(1) (2\pi \times 2 \times 10^3)} L$$

$$= 47.71 L \times 10^{-3}$$

This computed value is the inductance constant in millihenrys. Applying this constant to the prototype gives:

$$(47.7 \times 10^{-3}) (1.414) = 67.5 \text{ mH}$$

In scaling the capacitance to the required filter value, the following formula is used:

$$C' = \left(\frac{R}{R'} \right) \left(\frac{\omega'}{\omega} \right) C$$

Substituting the filter values in this formula gives a capacitance constant of:

$$= \frac{(1) (1)}{(600) (2\pi \times 2 \times 10^3)} C$$

$$= 0.13 C \times 10^{-6}$$

This computed value is the capacitance constant in microfarads. Applying the constant to the prototype gives:

$$(0.13 \times 10^{-6}) (1.414) = 0.184 \mu\text{F}$$

The completed filter is shown in Fig. 1C.

Highpass filter design is simplified to the extent that the response requirements can be applied to low-pass filters by inversion of the high-pass requirements. Thus, if we change the positions of the inductor and

capacitor in the low-pass filter just completed, and replace the element values by their reciprocals, we have a prototype for the high-pass filter. By utilizing the same specifications, the low-pass response can be used as high-pass response by allowing the attenuation to remain as is and treating the frequencies as reciprocals. Figure 6 shows the resulting prototype for specifications similar to the low-pass filter, and Fig. 2C gives the end values.

Normal bandpass filters are symmetrical about a center frequency. Figure 7 shows the bandpass response with shape parameters. Once again the design process is simplified by utilizing a suitable low-pass design. If the value of Q is correct, the bandwidth will be the same for the low-pass and bandpass filter. The required value of Q is given as

$$Q_c = \frac{f_o}{B_3}$$

If, for simplicity, we use the original low-pass requirements, we obtain a value of Q_c :

$$Q_c = \frac{1 \times 10^3}{2 \times 10^3} = 0.5$$

This low value of Q is not typical for a bandpass filter, but is due to the simple requirements on the original low-pass filter and serves to show the necessary calculations.

Having chosen a suitable low-pass prototype, it must be frequency scaled to the cutoff frequency ω_c :

$$\omega_c = \frac{1}{Q_c} = \frac{1}{0.5} = 2$$

Due to the fact that the bandpass filter will be resonated at $\omega_o = 1$, the LC components must have reciprocal numbers. Referring to the calculations for the high-pass filter, it will be noted that the prototype element values for this filter were also reciprocals of the low-pass elements. In designing the high-pass filter, we need only transform the values of the low and high-pass filters. The cutoff frequency (the highest frequency at which maximum attenuation occurs in the passband) of ω_c in the low-pass filter becomes f_2 (Fig. 7) of

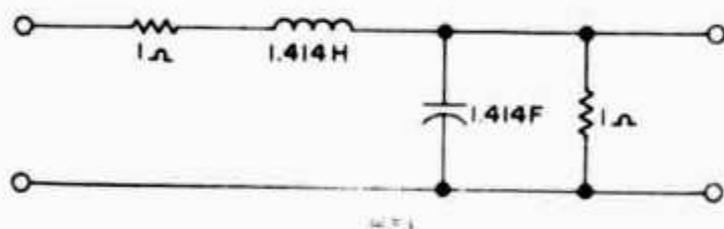


Fig. 5. Low-pass filter prototype.

the bandpass waveform. Similarly, the cut-off frequency of ω_c for the high-pass filter becomes f_1 of the bandpass waveform. In order to maximize the waveform at f_0 , we need the least amount of attenuation at this frequency. The simple bandpass of Fig. 3C will be recognized as nothing more than a parallel resonant circuit at f_0 . To increase the attenuation on either side of f_0 (narrow the passband), we must either increase the gain or the Q . When using RLC circuits, we can only decrease R as far as possible and increase Q to maximum. As the frequency of interest becomes lower, higher values of Q become increasingly more difficult to achieve.

In order to achieve a smaller bandwidth in passive circuits, we must increase the number of filter sections used. When such an increase is necessary, the insertion loss is raised. Designing with active RC filters solves these problems by first of all removing the inductance. This solves the problem of stray coil capacitance, low Q at low frequencies, and mutual coupling between coils.

The bandstop filter of Fig. 4 can also be considered as a combination of the low-pass and high-pass designs, with the transformation utilizing the reciprocals of the bandwidth ratios used for the bandpass design. If we remove L_2 and C_1 from the design of Fig. 4C, we are left with a low-pass filter and a high-pass filter. As noted, transformations of an adequate low-pass design are possible; however, to

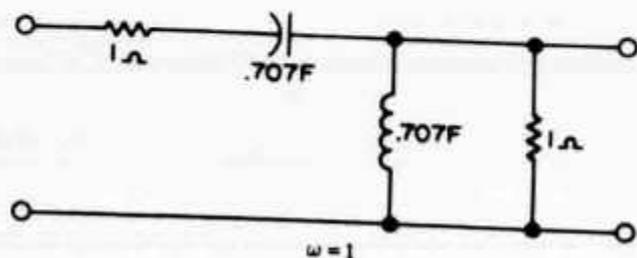


Fig. 6. High-pass filter prototype.

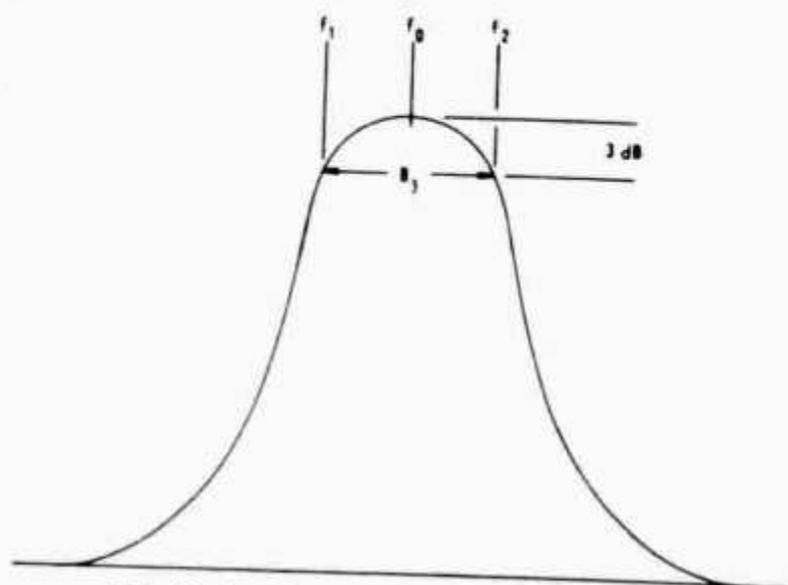


Fig. 7. Bandpass response parameters.

preclude degradation of performance, additional measures are sometimes necessary. In the bandstop design we have paralleled a high-pass and a low-pass filter. Once the input and output terminals of these filters are common, the impedance value of the original filters is no longer 600Ω . Consequently, the response shape of the filter is nearly unrecognizable. To prohibit loading of the circuit, each filter must have a high impedance in that portion of the circuit which produces an overlapping response with the other filter. Otherwise, the best response that could be expected would appear like the dotted line in Fig. 4A. Inserting a component presenting a high impedance in the series branch of the input or output of each network will serve to separate the filter responses. In the case of the low-pass section, we already have an inductor in the series branch of the input, so another coil is added to the output branch. In the high-pass section, the output branch is already coupled by a capacitor, so we add a capacitor to the series input branch.

Since we will be working with amplifier stages in the design of active filters, the same requirements to assure stable operation at needed gain are valid. Consequently, the first parameter to be specified for an active filter should be necessary gain. Unfortunately, we cannot simply say a gain of 10 dB is necessary between input and output terminals, as we might be able to do with a normal amplifier stage. Because we have removed the inductors from the passive network, we must substitute a

method of obtaining complex values for poles and zeros in order to simulate the required waveform. Phase shifts become more important and feedback is necessary to match impedance, stabilize the filter, increase gain, or a combination of these. As in the design of any circuit, tradeoffs must be made for optimum operation. The overall active network exhibits a value of sensitivity which affects its operation. Networks employing positive feedback are subject to oscillation, which might be created by element variations in a Q -sensitive circuit. Negative feedback tends to decrease the gain to unity, but nearly eliminates the Q sensitivity. Gain is directly related to the input/output impedance ratio. This level may be changed by appropriate resistance; however, the optimum dc current value must not be lowered in the process. Choosing high-gain transistors (minimum beta of 150) will allow maximum circuit alteration to achieve the desired response without making the circuit unstable.

Figure 8 shows a two-pole active filter incorporating positive feedback. In addition to the fact that C1 provides positive signal feedback to the first amplifier, it also acts as a complex zero function without a direct ground reference. Consequently, a change in device parameters caused by temperature or impedance may allow this "floating" zero function to alter its position in the frequency plane, thus distorting the desired filter waveshape. If we consider Amplifiers A1 and A2 as transistor stages, Fig. 8 would show them connected in a common emitter configuration. However, changing the output points of each stage to the emitter will provide a network with unity gain, low Q and freedom from

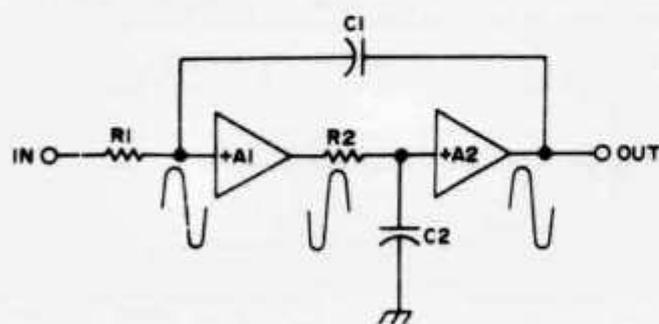


Fig. 8. Active filter with positive feedback.

possible oscillation. In such a configuration, a large ratio of component values will be required and the source must be a current amplifier.

Figure 9 shows a high-gain operational amplifier utilizing a twin-tee network to provide negative feedback. This network operates as a bandpass filter, thus requiring high Q and gain. The inherent high gain of the operational amplifier allows the filter shape, or Q , to remain insensitive to changes in amplifier level. The required ratio of network values in this design is low, but the parameters are difficult to adjust due to the number of elements required. Figure 10 shows the same type of active filter using two operational amplifiers. This circuit incorporates resistive damping to preclude operation as an oscillator. A minimum number of components are necessary and the filter adjusts easily. A constant-current source assures freedom from impedance loading which might affect the filter response.

An additional advantage of inductorless RC networks is the possibility of temperature compensation. A positive temperature coefficient exhibited by a resistor can be offset by a negative temperature coefficient capacitor.

There is virtually no comparison in physical size between the passive and active networks. This becomes most evident when comparing low frequency filters using large iron core inductors, to integrated circuit networks. The small size is further enhanced due to the fact that shielding and physical separation of components to preclude mutual coupling is of minimum importance in most active filter designs.

Component specification problems are

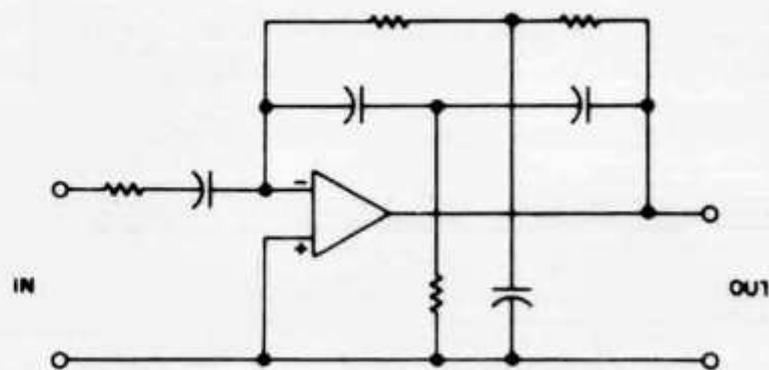


Fig. 9. Twin-tee network provides negative feedback.

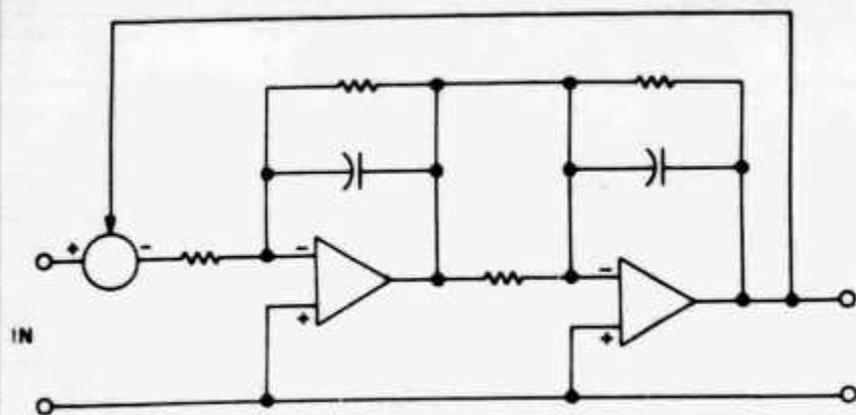


Fig. 10. Resistive damping maintains stability.

considerably eased without having to worry about coil problems. Depending on the circuitry chosen, Q and bandwidth are varied by either resistors or capacitors. The tolerance of these components is usually within 10% and the capacitors should have reasonably good thermal stability. Active networks utilizing transistors will require biasing resistors in addition to the frequency compensating components. Operational amplifiers will require a minimum of outboard components for frequency compensation. An overall comparison of cost between the passive and active networks is

hard to make. At the lower frequencies, the active networks are much cheaper to design and construct due to the cost of heavy inductors used in the LC circuits. At the higher frequencies, cost is somewhat dependent on performance, but there is never a time when cost is prohibitive. Normally, component costs for the active filter more than compensate for the problems and labor required in design and construction of inductor filters.

Performance of the active filters surpasses that of the passive networks at the lower frequencies, and more than equals them at the higher frequencies, all with the main advantage of doing away with the many problems associated with inductors.

...K3PUR■

References:

Simplified Modern Filter Design. Philip R. Geffe; Rider Publishers

Active Filters: The Road to High Q . Joseph Middleman; Electronics, May 27, 1968

Active Filters: Positive Results From Negative Feedback. Gunnar Hurtig; Electronics, March 31, 1969

73 MAGAZINE

Automatischer Morsegeber mit integrierten Schaltungen

Von Hartmut Knauff, DL 8 PB, 6103 Griebenheim, W.-Leuschner-Str. 238

Der Morsegeber besteht aus: Taktgenerator, Torschaltung, Tongenerator, Steuermatrix, Rücksetzeinrichtung und Netzteil.

Das Funktionsprinzip des Morsegebers liegt der unter [1] angegebenen Veröffentlichung zugrunde. Der größte Teil der Schaltung wurde mit integrierten TTL-Bausteinen der Serie SN 74... aufgebaut. Diese Bausteine sind zur Zeit sehr preiswert erhältlich. Nachfolgend wird noch eine Schaltung angegeben, die den Morsegenerator im Relaisbetrieb einsetzbar macht.

Funktionsprinzip

Der Taktgenerator steuert über eine Torschaltung einen Tongenerator an und gibt gleichzeitig seine Impulse an die Zähler der Matrix ab. Die Torschaltung wird von der programmierten Matrix angesteuert. Sie entscheidet, ob am Ausgang der Torschaltung das Signal des Taktgenerators ungehindert durchgelassen wird oder zeitweise — zur Bildung eines Morsetextes — abgeändert werden soll.

Taktgenerator

Der Taktgenerator wurde mit einer Transistorschaltung, unter Verwendung eines Unijunction-Transistors (T 1) und eines nachgeschalteten Flipflop als Impulsformer, aufgebaut. Diese Schaltung hat den Vorteil, daß mit einem einzigen Trimpotentiometer (R 1) sehr lange und sehr kurze Taktzeiten einstellbar sind. Die Taktzeit bestimmt das Tempo, mit welchem der programmierte Morsetext ausgegeben wird.

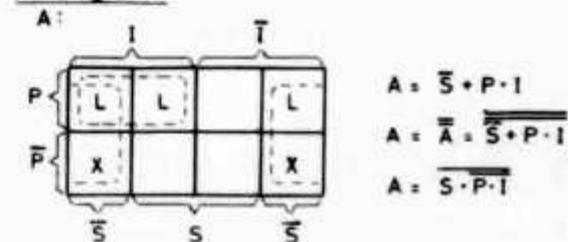
Torschaltung

Die Torschaltung besteht aus zwei NAND-Gattern (1/2 IS 2, **Abb. 1**). Die beiden Eingänge P (Pause) und S (Strich) sollen mit logisch „0“ steuern. Dies ist durch die Transistor-Und-Gatter in der Matrix erforderlich (Durchschalten des Transistors).

Da die Zustände $S = 0$ und $P = 0$ nicht gleichzeitig (!) auftreten können, werden diese in der Wahrheitstafel der Torschaltung mit einem X gekennzeichnet. Es kann zur Vereinfachung der Torschaltung im KV-Diagramm wahlweise wie logisch „L“ oder „0“ gehandhabt werden [2].

Wahrheitstafel			
Impulse I	Pause P	Strich S	Ausgang
0	0	0	X
0	0	L	0
0	L	0	L
0	L	L	0
L	0	0	X
L	0	L	0
L	L	0	L
L	L	L	L

KV-Diagramm

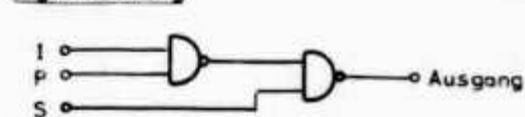


$$A = \bar{S} + P \cdot I$$

$$A = \bar{A} = \overline{\bar{S} + P \cdot I}$$

$$A = \overline{\bar{S} \cdot \bar{P} \cdot \bar{I}}$$

Logik-Schaltung



(5629-1) $A = \overline{\bar{S} \cdot \bar{P} \cdot \bar{I}}$

Rechts: **Abb. 1**. Die Torschaltung

Tongenerator

Der Tongenerator ist ebenfalls mit zwei NAND-Gattern aufgebaut, er schwingt bei ca. 1 900 Hz (1/2 IS 2). Liegt an seinem Steuereingang (Pin 1) logisch „L“, so schwingt die Schaltung. Logisch „0“ erzwingt ein Aussetzen der Schwingung. Das Signal des Tongenerators wird durch eine Transistorstufe (T 2) entkoppelt. Hier kann es mittels eines Kopfhörers oder einer dynamischen Hörkapsel (200 Ω) abgehört werden. Das RC-Glied am Steuereingang verzögert das Signal der Torschaltung etwas. Dies war erforderlich, um eine Verzögerung der Matriximpulse (P, S) auszugleichen.

Matrix

Die Steuermatrix ist mit zwei Zählern, zwei Dekodierern und den Matrixtransistoren (als UND-Gatter) aufgebaut. Die Signale der Ausgänge A, B, C und D der Zähler (IS 3, IS 5) werden durch zwei weitere Bausteine (IS 4, IS 6) dekodiert. Die Dekoderausgänge sind zu einer Matrix zusammengeschaltet. In ihr wird mit Hilfe der Und-Gatter der Morsetext programmiert. Der Zähler IS 3 zählt die Impulse des Taktgenerators und gibt nach jeweils 10 Stück einen Übertrag an den Zähler IS 5 ab. Dieser zählt also die vollen Umläufe von IS 3. So wird die Matrix, Punkt für Punkt, Zeile für Zeile, abgefragt. Nach max. 100 Impulsen vom Taktgenerator gehen beide Zähler wieder in Nullstellung; ein neuer Zyklus beginnt.

Wegen der Transistor-Und-Gatter werden die Ausgänge von IS 4 invertiert und über 10-k Ω -Widerstände entkoppelt. Man kann statt der verwendeten Transistor-Und-Gatter auch vorteilhaft integrierte TTL-NOR-Gatter verwenden. Hier wurde jedoch mit Absicht darauf verzichtet, da sich die Matrix auf der gedruckten Schaltung so übersichtlicher und einfacher realisieren ließ; preislich bedeutet das kein Unterschied (Billigst-Angebote von npn-Si-Transistoren).

Wird nur ein Teil der Matrix benötigt, so können die Zähler schon vorzeitig über eine Rücksetzeinrichtung auf Null gesetzt werden. Hierzu ist erforderlich, daß man die nächste unbenutzte Zeile (Ausgänge von IS 6) an Punkt R der Rücksetzeinrichtung anschließt. Falls noch unbenutzte Matrixpunkte aus der vorherigen Zeile vorhanden sind, müssen hier die restlichen Und-Gatter an P angeschlossen werden.

Programmierung der Matrix

Wie aus der **Abb. 5** ersichtlich ist, wird jeweils der Kollektor der Matrixtransistoren (Und-Gatter) an die P- oder S-Schiene gelegt, je nachdem, ob eine Pause oder ein Strich erzeugt werden soll. Soll das Taktgebersignal unverändert am Ausgang der Torschaltung auftreten, so wird der jeweilige Kollektor offen gelassen.

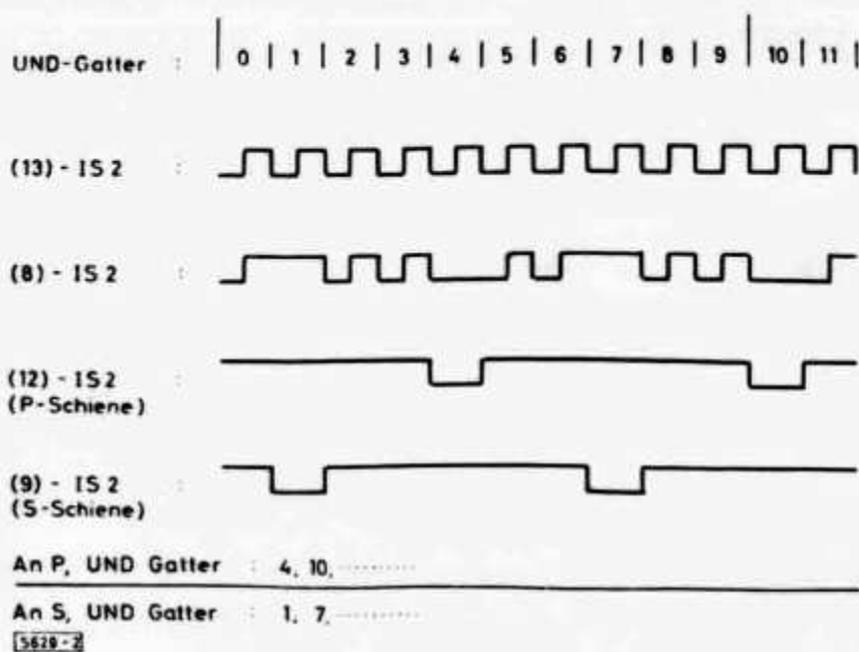


Abb. 2. Ein Programmier-Beispiel

Folgendes Programmierbeispiel (Buchstaben D, L) soll das verdeutlichen (die unbenutzten Gatter sind nicht aufgeführt, Abb. 2).

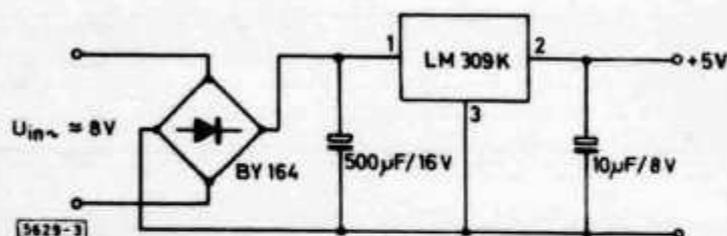


Abb. 3. Das Netzgerät

Rücksetzeinrichtung

Die Rücksetzeinrichtung besteht aus einem Inverter mit einem vorgeschalteten RC-Glied, welches an die Betriebsspannung angeschlossen ist. Damit wird gewährleistet, daß beim Einschalten des Morsegebers die Zähler nullgesetzt werden und ein beliebiger Stand nicht möglich ist. Durch diese etwas einfache Ausführung der Rücksetzeinrichtung wurde ein TTL-Baustein eingespart.

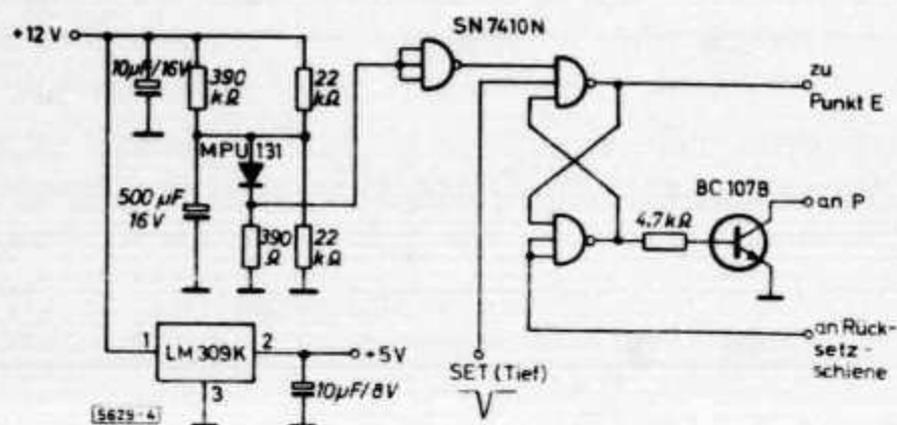


Abb. 4. Vorschlag für Relaisbetrieb

Stückliste

R1 = 100 kΩ	R8 = 2 kΩ	C5 = 0,22 µF
R2 = 4,7 kΩ	R9 = 2 kΩ	C6 = 1 µF (Tantal) Raster 2,5 mm
R3 = 100 Ω	R10 = 10 kΩ	C7 = 33 µF (Tantal) Raster 5 mm
R4 = 20 Ω	R11 = 1 kΩ	
R5 = 100 Ω	R12 = 10 kΩ	T1 = 2N2646
R6 = 2,2 kΩ	R13 = 100 Ω	T2 = BC107B
R7 = 2,2 kΩ	R14 - R23 = 10 kΩ	Tm = BC107 o. ä.
C0 = 33 µF (Tantal) Raster 5 mm		
C1 = 2,2 µF (Tantal) Raster 5 mm	IS1 = SN7472N	IS5 = SN7490N
C2 = 0,1 µF (Tantal) Raster 2,5 mm	IS2 = SN7400N	IS6 = SN7442N
C3 = 0,22 µF Raster 10 mm	IS3 = SN7490N	IS7 = SN7404N
C4 = 0,22 µF Raster 10 mm	IS4 = SN7442N	IS8 = SN7404N

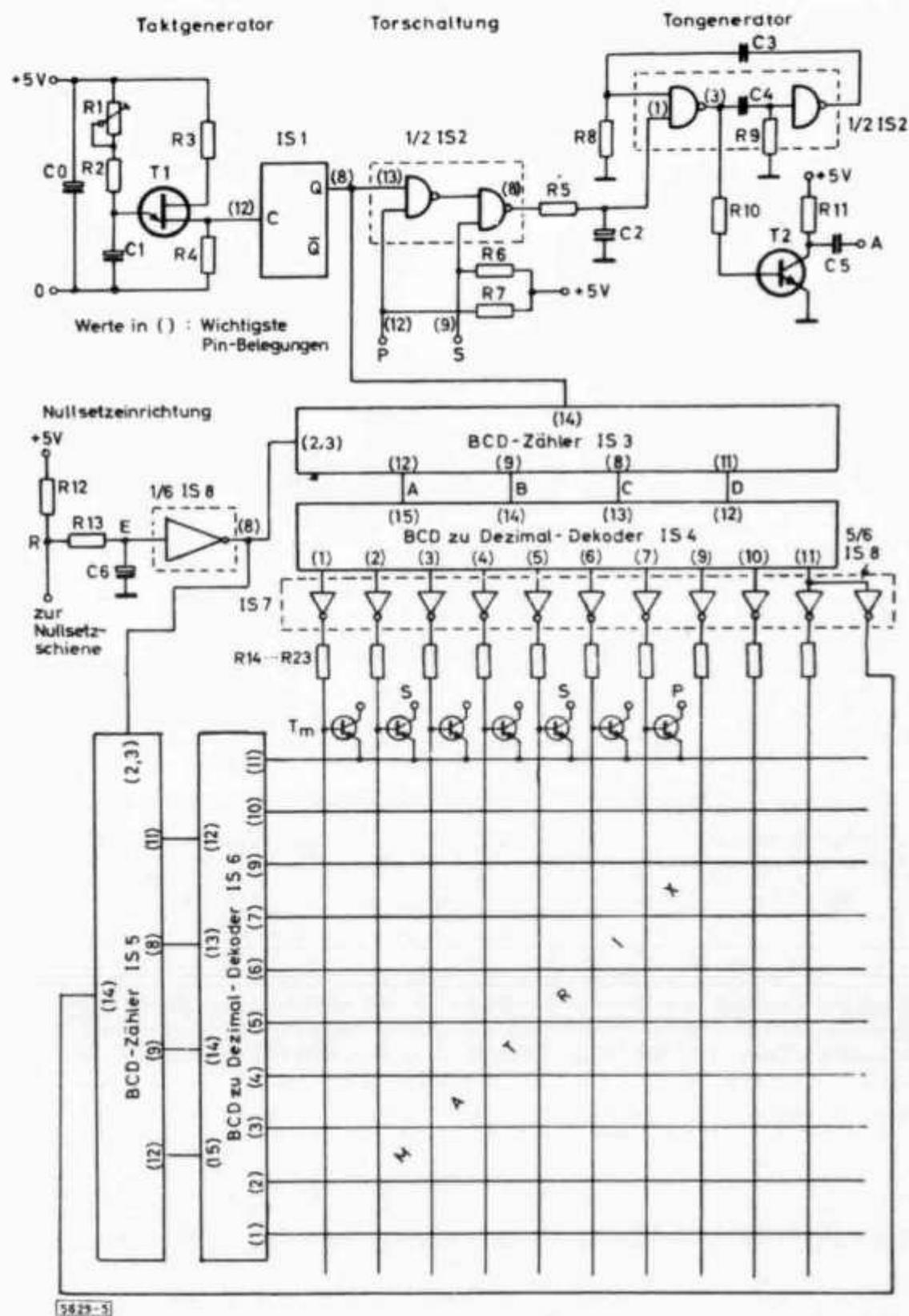


Abb. 5. Die Gesamtschaltung

Netzteil

Im Netzteil (Abb. 3) wurde ein schon seit einiger Zeit erhältlicher integrierter Baustein vom Typ LM 309 K verwendet. Mit ihm ist der Aufbau nahezu problemlos. Dadurch erübrigt sich auch eine besondere gedruckte Schaltung. Der Baustein ist kurzschlußfest, und seine Verlustleistung ist intern begrenzt, so daß er lediglich nur durch eine zu große Eingangsspannung zerstört werden kann. Je nach Hersteller beträgt sein Preis 12 DM bis 18 DM.

Nachfolgend sei noch eine Schaltung angegeben (Abb. 4), die den Einsatz des Morsegenerators im Relaisbetrieb möglich macht.

Hier „meldet“ sich der Morsegenerator ca. alle 3 Min. automatisch. Außerdem ist noch ein Eingang vorgesehen, über den der Morsegenerator (z. B. durch Rufton) noch zusätzlich eingeschaltet wird. R 12, R 13 und C 6 in der Schaltung des Morsegenerators entfallen dann!

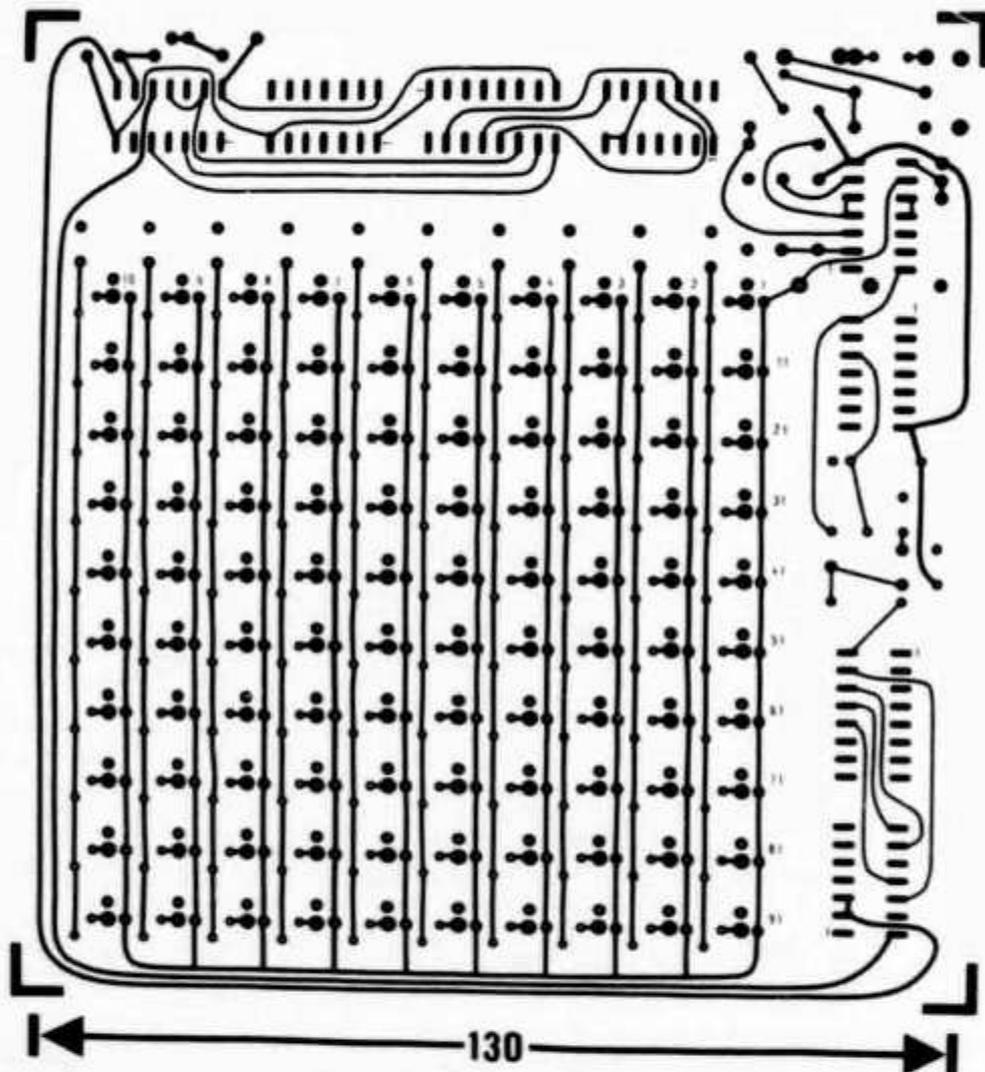


Abb. 6a. Platine von der Leiterseite gesehen

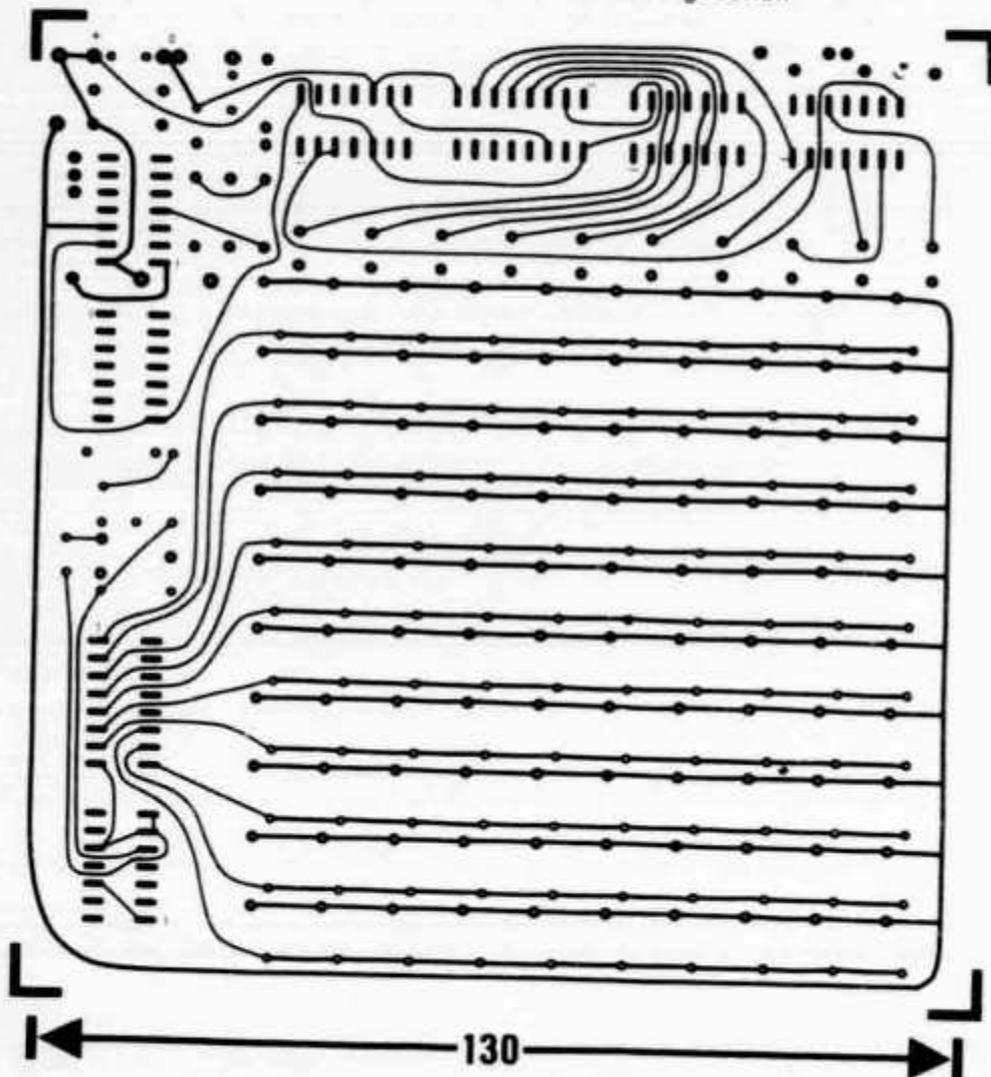


Abb. 6b. Platine von der Bestückungsseite gesehen
(Schluß Seite 714)

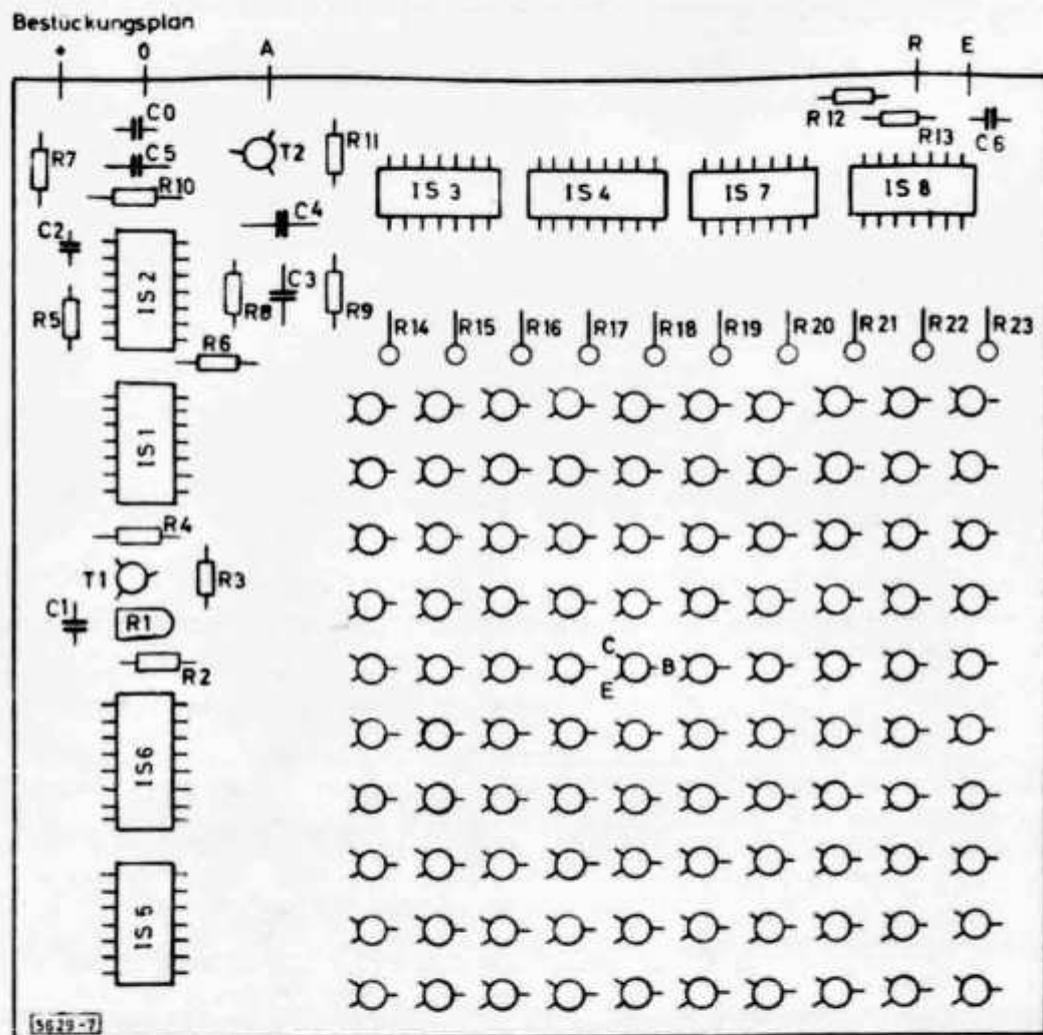


Abb. 7. Der Bestückungsplan

Aufbauhinweise

Die Schaltung des Morsegenerators wurde auf einer zweiseitig kupferkaschierten Platte aufgebaut (Abb. 5 bis 7). Da die Lötanschlüsse der Kondensatoren auf die untere Seite gelegt wurden, ergaben sich dadurch keinerlei Probleme beim Aufbau mit einer nichtdurchkontaktierten Platte.

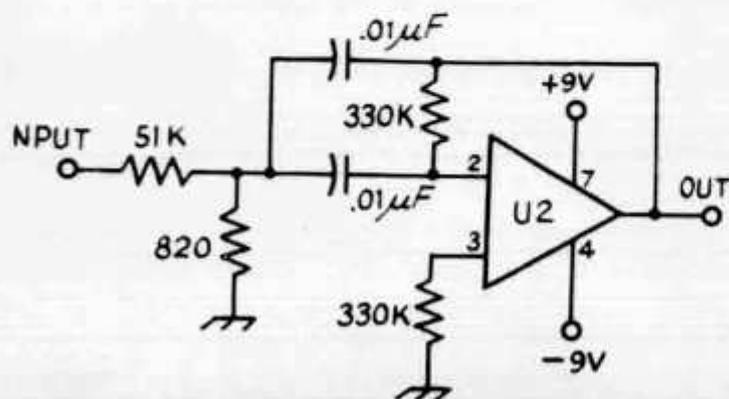
Literatur

- [1] G. Ruehr; automatischer Morsegeber DL-QTC 12/68.
- [2] R. Isernhagen; logischer Entwurf von Digitalschaltung VALVO GmbH.
- [3] H. Liedl, K. Reiß; Kippschaltungen mit Nand-Schaltgliedern. Siemens-Bauteile-Information 6 (1968) Heft 4.

-cq-DL-

A SIMPLE AUDIO FILTER

The cw performance of many less-expensive receivers can be improved significantly by the addition of an audio filter. The circuit combines simplicity and some gain. The circuit is a bandpass active filter, using an integrated operational amplifier. It has a center frequency of 1 kHz, a bandwidth of 100 Hz, and a gain of 10. The filter is powered by two 9-volt transistor batteries.



An active filter provides additional selectivity after the receiver audio circuit.
U2 - N5741V operational amplifier.

Headphones with an impedance of 600 ohms or higher can be used on the output of the audio filter. If it is desired to operate with a loudspeaker, an impedance-transformation stage is required along with some additional power gain.

The N5741V operational amplifier is made by Signetics and sells for \$1. It is their short dual-in-line version of the popular 741 operational amplifier. The entire circuit can be built on a 1 x 2-inch circuit board and taped to the batteries. It can then be mounted in a Minibox or tucked into the receiver. A switch to remove power and bypass the filter is required. - Robert R. Knibb, WA3LIO

Vom Elektron zum Schwingkreis (55)

Eine praktische Einführung in die Grundlagen der Amateurfunktechnik
von Karl H. Hille, DL1VU, 9A1VU

Liebe OMs!

Heute können wir unsere Denkakrobatik um die Probleme des Parallelkreises 1. Ordnung abschließen.

Praktische Güteprobleme im P. I. O.

Im P. I. O. herrscht Stromresonanz. Große Stromstärken im Kreise erhalten wir nur, wenn wir die Blindwiderstände recht klein machen, also ein großes C und ein kleines L wählen. Damit wird auch das C/L-Verhältnis groß oder umgekehrt betrachtet das L/C-Verhältnis recht klein, wenn wir einen hohen Gütefaktor erzielen wollen. Soweit die Theorie. Mit hervorragenden Spulen (freitragend, Silberdraht) und besten Kondensatoren (Luft-, Styroflex- oder Glimmerdielektrikum) lassen sich in der Praxis sehr wohl hochwertige Parallelkreise mit großem C/L-Verhältnis aufbauen. Manche Variablen - Frequenz - Oszillatoren (VFOs) wurden schon mit hochwertigsten Parallelkreisen von großem C/L-Verhältnis aufgebaut und zeigten hervorragende Ergebnisse.

Die industrielle Forschung ist in das Gebiet der Schwingkreisgüten weiter eingedrungen und hat festgestellt, daß die Güte sehr wesentlich vom Material der verwendeten Spulenkern abhängt. Das Q des Schwingkreises ist zwar grundlegend von den theoretischen Gesetzen bestimmt, gehorcht aber noch mehr den material-eigenen Bedingungen. Die Abb. 1

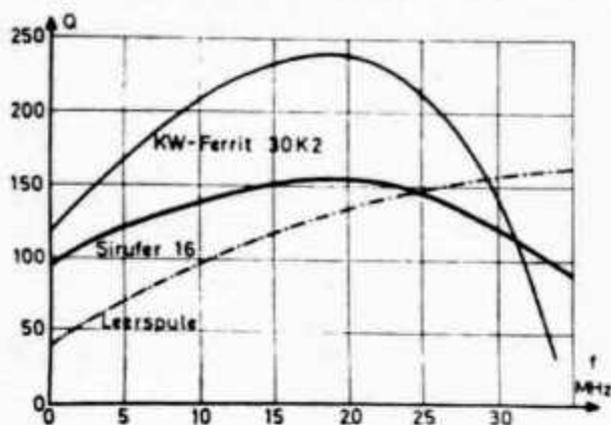


Abb. 1

zeigt uns, wie sich die Kreisgüten bei sonst gleichen Bedingungen bei verschiedenen Spulenkern-Stoffen mit der Frequenz verändern. Die keramische Leerspule ohne Kern erreicht erst bei 10 MHz ein brauchbares Q von 100, hat aber zu höheren Frequenzen hin nur noch einen recht müden Q-Zuwachs. Mit einem 6-mm-Schraubkern aus Sirufer 16 kann man

die Güte bis 25 MHz erheblich steigern, darüber hinaus bewirkt dieser HF-Eisenkern jedoch eine Verschlechterung der Güte gegenüber der Leerspule. Ein Schraubkern aus Kurzwellenferrit 30 K 2 hat im 14-MHz- und 21-MHz-Bereich hervorragende Gütesteigerung. Über 30 MHz wird er jedoch völlig unbrauchbar. Gottseidank gibt es Schraubkerne, die noch bei 144 MHz die Spulengüte und damit die Kreisgüte erheblich verbessern. Der Fachhandel hält eine große Anzahl verschiedenster Spulenkern, Topfkern und Kondensatoren auf Lager, aus denen wir sorgsam wählen müssen. Mit dem Griff in OM Waldheinis Kramkiste ist es nicht mehr getan.

Die Bandbreite im P. I. O.

Wie wir uns sicher erinnern, beschreibt die Bandbreite b das Frequenzband, welches ohne wesentliche Schwächung vom Kreis durchgelassen (oder gesperrt) wird. Die Bandgrenzen liegen ober- und unterhalb der Resonanzfrequenz und werden durch den $1 : \sqrt{2}$ -fachen Wert des Resonanzwiderstandes festgelegt. Wie bei allen anderen Resonanzkreisen ist b von Q abhängig. Hohes Q bewirkt schmale Bandbreite, und geringes Q bewirkt große Bandbreite. $b = f_{res} : Q$. Wenn wir die in Merksatz 134 erarbeiteten Ausdrücke für Q in diese Bandbreitenformel einsetzen, erhalten wir drei verschiedene Formeln.

Wir merken: (135):

Bandbreite im P. I. O.

Die Bandbreite ist gleich dem zwischen den beiden Impedanzwerten $R_{res} : \sqrt{2} = R_{res} \cdot 0,7070$ liegenden Frequenzband.

$$\begin{aligned}
 b_{0,707} &= \frac{f_{res}}{Q} = \frac{2 \pi \cdot f_{res}^2 \cdot L}{R} \\
 &= \frac{1}{2 \pi \cdot C \cdot R} \\
 &= \frac{f_{res}}{R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}} \\
 & \quad [Hz, H, F]
 \end{aligned}$$

Die Abb. 2 zeigt uns, wie der Resonanzwiderstand bei f_{res} ein Maximum einnimmt. Das durchgelassene Band hat seine

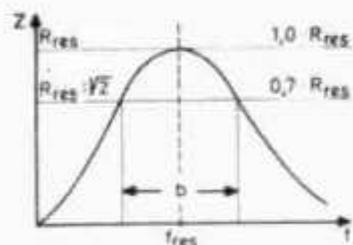


Abb. 2

Grenzen bei 70,7% des Resonanzwiderstandes. Bei der Betrachtung der Bandbreite können wir aber auch vom Resonanzstrom ausgehen. Wie erinnerlich geht der Speisestrom bei Resonanz auf ein Minimum zurück. Die Stromstärken, welche uns die Bandgrenzen angeben, müssen also größer sein als der Strom im Resonanzpunkt. Sie sind sinngemäß das $\sqrt{2}$ -fache des Resonanzstromes, oder $I_{res} \cdot 1,414$. In der Abb. 3 können wir

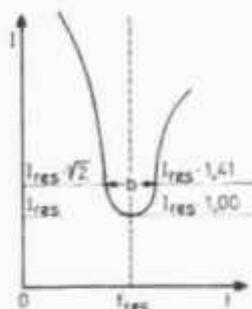


Abb. 3

den Verlauf des Speisestromes in einer Resonanzkurve verfolgen und sehen die entsprechenden Bandgrenzen.

Übungsfragen und Aufgaben:

1. In einem Parallelkreis 1. Ordnung fließen folgende Ströme: $I_R = 4 \text{ A}$; $I_L = 16,5 \text{ A}$; $I_C = 13,5 \text{ A}$. Wie groß ist der Speisestrom I ? 2. In einem P. 1. O. ist $G = 5 \text{ Siemens}$; $B = 12 \text{ Siemens}$. a) Wie groß ist seine Admittanz? b) Wie groß ist die Impedanz? 3. In einem P. 1. O. wird die

Phasenverschiebung mit $\cos \varphi = 1$ gemessen. Was ist los? 4. In einem P. 1. O. wird die Stromstärke im kapazitiven Zweig mit 30 mA gemessen. Der Speisestrom fließt jedoch nur mit $0,15 \text{ mA}$. Wie groß ist die Güte? 5. Im induktiven Zweig eines P. 1. O. fließen $7,2 \mu\text{A}$. Der Speisestrom ist $0,018 \mu\text{A}$. Berechnen Sie den Gütefaktor! 6. Der Kreis einer PA-Stufe hat ein Q von 15. Die PA-Röhre speist in den Kreis einen Sinusstrom von 440 mA . Wie groß ist die Stromstärke im Kreis? 7. Der P. 1. O. in OM Waldheinis Spezialempfänger hat ein R von 439 Ohm und ein L von $10 \mu\text{H}$. Wie groß ist die Güte, wenn er auf 7 MHz empfängt? 8. Der P. 1. O. in OM W's Sender hat bei 21 MHz ein C von 50 pF und einen Parallelwiderstand von 1530 Ohm . $Q = ?$ 9. Ein P. 1. O. hat 100 pF und $1 \mu\text{H}$. Der Parallelwiderstand ist $10 \text{ k}\Omega$. Wie groß ist seine Güte? 10. Der Antennenkreis eines RX hat ein f_{res} von $7,0 \text{ MHz}$. Die Spule hat eine Induktivität von $10 \mu\text{H}$. Die Antennendämpfung entspricht einem Parallelwiderstand von $30,8 \text{ k}\Omega$. Wie groß ist die Bandbreite? 11. Der Selektionskreis eines ZF-Verstärkers hat eine Kapazität von 1 nF . Die gesamten Kreisverluste entsprechen einem Parallelwiderstand von $199 \text{ k}\Omega$. a) Wie groß ist die Bandbreite? b) Ist der Kreis mehr für CW oder SSB geeignet? 12. In einem 144-MHz -Empfänger ist der zweite Kreis mit $10 \text{ k}\Omega$ bedämpft. Das C/L -Verhältnis ist $0,0001$. Wie groß ist b)?



W2EM/2



WB2RLO/2



K6BAG/6

A Simple IC F.M. Detector

BY IRWIN MATH,* WA2NDM

AFTER converting a couple of two meter a.m. transceivers to f.m.,¹ I found that the digital detector I had been using had a few drawbacks. Audio output was low, and the quality was not what one would expect although it was certainly usable.

A search through the literature turned up an inexpensive integrated circuit manufactured by the Signetics Corporation that was designed specifically for f.m. detector service. The results of using this "chip" were so satisfying that the digital circuitry was thrown out and the new detector immediately installed.

The Signetics N5111A is a 14 pin dual-inline integrated circuit containing a three stage limited and balanced product detector connected internally for f.m. detection. Detection is accomplished by mixing the limited f.m. signal with a phase shifted signal derived from the input. Figure 1 is a diagram showing the method of connecting the circuit to an a.m. receiver.

The actual circuit of an f.m. detector is shown in fig. 2. Component values for different i.f. frequencies are also given. All inductors are standard commercial types such as the J. W. Miller Co. 44000 series. All capacitors other than the tuning capacitor, C₁, are disc ceramic types. The leads from pins 5, 6, and 12 should be as short as possible and the input to pin 4 should be as far away as possible and the input to pin 4 should be as far away as possible from pins 9, 10, or

¹Math, I., "2-Meter F.M. Simply and Economically," *CQ*, Oct. 1971, p. 43.

*5 Melville Lane, Great Neck, N.Y. 11023

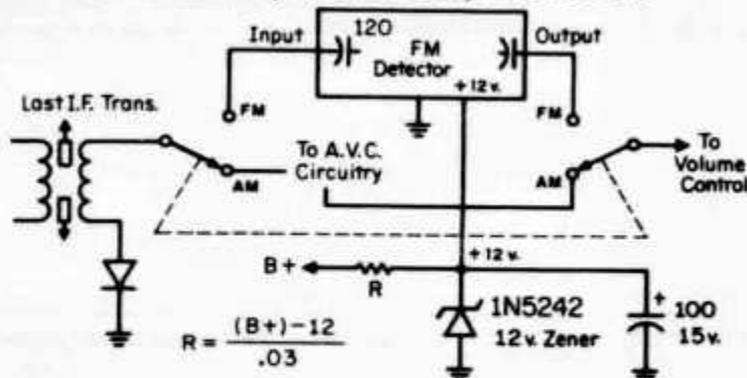
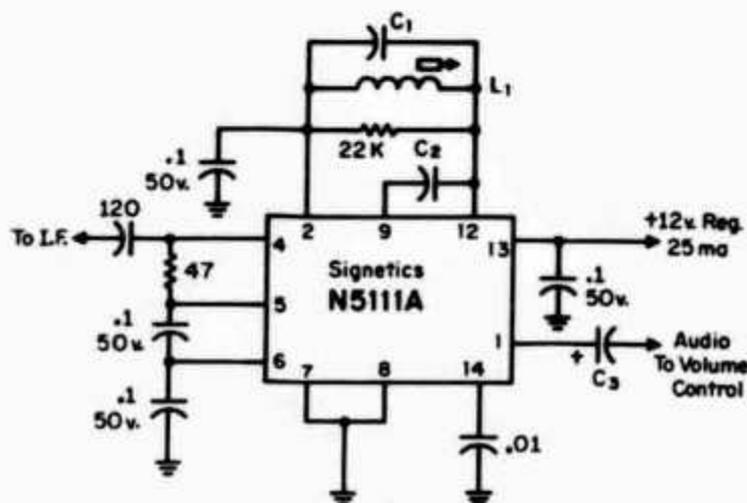


Fig. 1—Method of connecting the simple IC f.m. detector to an a.m. receiver.



IF	C ₁ (mmf)	C ₂ (mmf)	L ₁ (μh)
10.7 mc	120	4.7	1.5-3
4.5 mc	120	3.0	7-14
2 mc	300	3.0	16-30
455 kc	650	3.0	135-240

Fig. 2—Circuit of the simple f.m. detector using a Signetics N5111A integrated circuit for application in existing a.m. receivers. For transistorized circuits C₃ should be 10 mf 25 v.; for vacuum tube receivers, use 0.1 mf 200 v.

12. The .1 mf bypass capacitor at pin 13 should be as close to the actual pin as possible.

After construction, check all wiring and

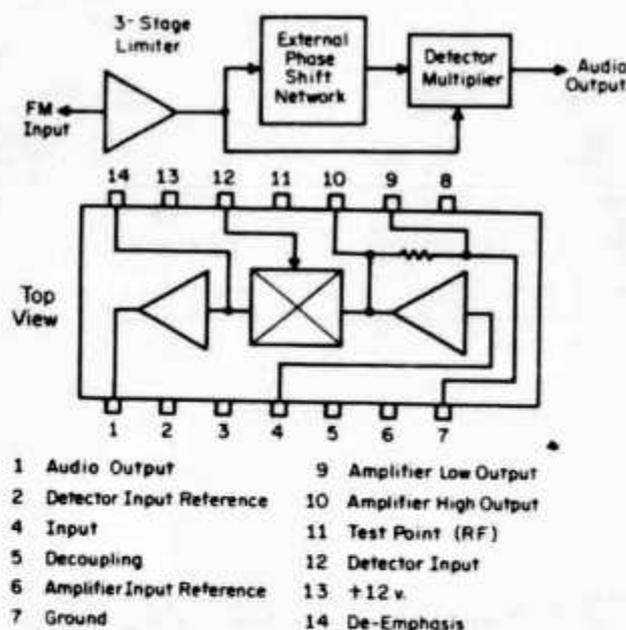


Fig. 3—(A) Block diagram of f.m. detector. (B) Internal connections of Signetics N5111A integrated circuit.

connect the circuit to either an f.m. signal generator set to the proper i.f. frequency to be used, or to the actual secondary of the last i.f. transformer in the receiver to be used. Set the f.m. generator, or tune an f.m. signal so that about 1/4 volt of signal is applied to the input. Adjust the slug in the inductor for maximum audio output at pin 1 of the chip. This adjustment is not at all critical and is quite smooth. The circuit is now fully aligned. You may wish to touch up the tuning of the last i.f. transformer in the set for best result while switching between a.m. and f.m. but it

is not absolutely necessary.

The N5111A will limit fully with only 0.5 to 1 millivolts of signal at the input of the chip, and will produce about 1/2 volt of audio at full limiting. A.m. signals are suppressed about 40-50 db and distortion should not exceed 1.5%. The acceptable input bandwidth of the chip is stated by the manufacturer to be 50 mc, but I would stay below 15 mc for best results. Best of all, the N5111A is only a bit under \$2.00 at Signetics Distributors. In short, if you want a simple, easy-to-adjust f.m. detector, this is the way to go. ■

CQ Magazine

Transistor Testing Techniques

Elliott S. Kanter, W9KXJ

The ham is, perhaps, gifted with an overabundance of ideas, and at the same time cursed by a lack of funds. To compensate for this continuing deficiency of the wallet, he tends to buy the many assortments of untested transistors, and, taking his trusty VOM in hand, proceeds to destroy what few or many useable transistors he found in the poly-bag. Instead of having a collection of good useable transistors, he has on his hands a collection of shorted three-leaded metal cans.

To prevent this needless loss, let us first review some basic facts about transistors. For lack of a better description we can consider a transistor as being composed of two back-to-back diodes (see Fig. 1). The base connection will always appear at the common connection of the two diodes. The orientation of these two diodes as shown in Fig. 1 will indicate whether the transistor is of the PNP or NPN variety.

NPN transistor is just the opposite, with the base negative with respect to the collector and positive with respect to the emitter. The collector-to-base diode junction is reversed biased and the emitter-to-base junction is forward biased in both the PNP and the NPN transistors. The collector and emitter are at opposite polarities in both cases.

The purpose of this brief review of what constitutes a transistor is necessary because in order to safely test a transistor, we must first understand the internal make-up and the differences which do exist in polarity. Many articles have described the use of a VOM for transistor tests. Unless care is taken and the polarity of each transistor element is carefully observed, the seemingly innocent testing procedure will result in the destruction of the transistor under test.

How, then, do you test a transistor safely but without buying a rather sophisticated and costly transistor checker? The answer lies in the *careful* use of your VOM. By making a few simple pre-tests and following the testing procedures outlines in this article, you will be able to test almost any transistor you might come across without damaging it.

The first step is to borrow an additional meter with a dc range of approximately 0-10 V. Switch your VOM to its resistance scale and measure both the voltage and polarity appearing at the test prods. Rotate the range switch until you find the least voltage (about 1.5 V) usually Rx10. Now comes the hard part: either misappropriate your mother's or wife's nail polish or be a coward and use paint. Mark this range with a small dot, and

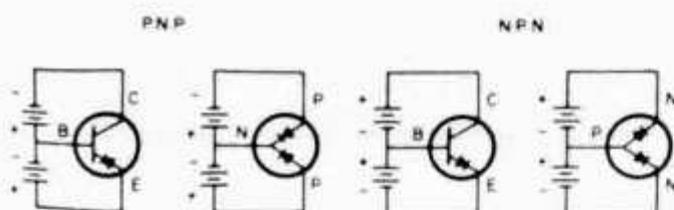


Fig. 2. Polarities for various tests.

As we can see from Fig. 1, there exists a difference of operating voltage polarity for each type.

In the case of the PNP transistor, the base is positive with respect to the collector, and negative with respect to the emitter. The

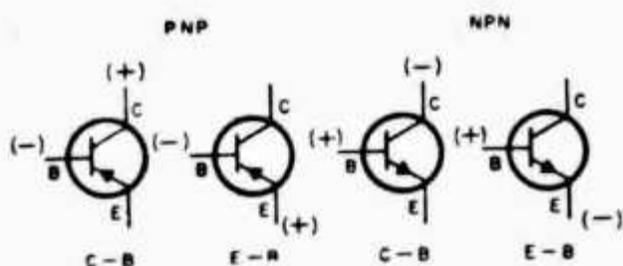


Fig. 1. We can consider a transistor as being composed of two back-to-back diodes.

also indicate which prod is positive and which is negative. This may vary from VOM to VOM; many types reverse the polarity when in the resistance measurement ranges.

Testing procedures

It is most important to determine that each diode junction of the transistor under test exhibits low resistance in one direction and a high resistance in the other. Emitter to collector resistance should be high in *either* direction. Polarity is important at the emitter-base junction of small signal transistors due to the low reverse voltage rating of this junction. Only the forward resistance of the base-emitter junction should be measured. Emitter junctions of power transistors may be checked in both directions without fear of damaging the transistor. Fig. 2 shows the proper polarities for the various tests.

Reviewing what we have discovered and why we went to the trouble of measuring the voltage present at the test prods before we attempted to test a transistor, relates back to our earlier discussion of what a transistor is and how it is made. The value of approximately 1.5V is a safe range for making the forward reverse tests and will not damage a transistor. The exact meter reading is immaterial, what we are looking for is a definitive difference in the forward and reverse readings. In small signal (germanium) transistors forward resistance is in the neighborhood of 20 to 30 ohms. Small signal silicon transistors have diode junction resistances of from 40 to 60 ohms. In either case a reading of 15 ohms or less will indicate a short. Power transistors should exhibit a resistance (forward diode junction) of from 6 to 12 ohms.

To sum things up, we have discovered what a transistor is, how we can safely test it and what sort of readings we should expect. Please remember that small signal transistors should never be subjected to reverse resistance tests of the emitter-base junction. With proper techniques we now may safely test those bargain transistors; who knows, you might find the elusive 2N2219 you needed is really good

The Jerusalem Award: The Jerusalem Award is issued to licensed amateurs throughout the world, who submit proof of 2 way radio contact with seven amateur stations in Israel. At least two of them located in Jerusalem. All contacts in any mode of operation

on any band from May 15th, 1948—the day the State of Israel was founded—are valid for this award. Log extracts certified by one radio amateur, with two (2) IRCs should be sent to 4X4SO, 21 Hapisgah Street, Jerusalem, Israel.



The Jerusalem Award

The Horizontal Output Linear

Warren L. MacDowell W2A00
11080 Transit Road
East Amherst NY

Many amateurs who are not fortunate enough to be wealthy will find this article of interest. Many of us desire higher power so as to cut through the QRM present on 20 meters but do not have the spare cash to purchase exotic tubes such as the 4-1000, 4-400, etc.

It has long been known that it is possible to parallel various tubes such as the 807 or 1625 and create an operable linear. This linear is merely a modern version of this paralleling circuit which works well and is simple and inexpensive to construct. In addition to this, the unit exhibits no instability.

With a well stocked junkbox, the average amateur should be able to construct this amplifier for under \$20.

I concentrated the design of the linear shown in Fig. 1 about the 6JE6 tube, which is commonly used as the horizontal output tube of many of the present color television receivers on the market. The specifications of the 6JE6 from tube manuals do not show it as a powerhouse. When looking at the size of the plate on the 6JE6, it becomes apparent that it must be capable of a good amount of dissipation. Also, as a pentode, it would have the necessary isolation between cathode and plate that is required for unneutralized operation. We are grounding all the grids, so essentially the tubes are working as triodes for this application.

Six of the 6JE6s are paralleled in the final. All of the grids are grounded directly to the shell of the 9-pin socket. It is

essential that these grids are grounded as close as possible to the shell or instability will result. Simply bend down the socket pins and solder them directly to the shell.

I attempted to operate the cathodes at ground potential; however, the resting current of the linear was in the neighborhood of 225 mA – which, of course, is excessive. The choke that isolated the cathodes from rf ground is wound on a half-inch piece of ceramic stock 4 in. long. Fill the entire length of this with 26 AWG enamel wire. It was necessary to bias the cathodes of these tubes to lower the resting current to 80 mA. This was done with the use of two 75Ω, 160W wirewound resistors in series with the cathode choke to ground.

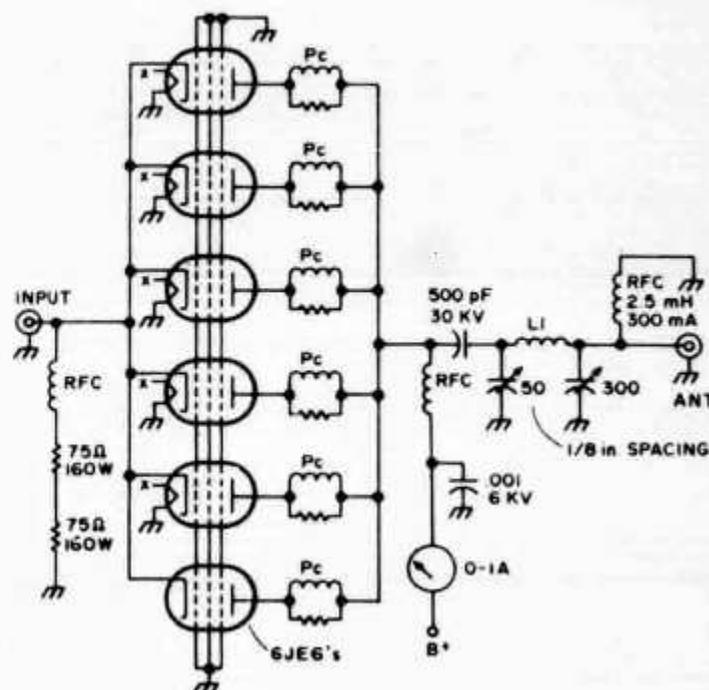


Fig. 1. Schematic diagram of the "horizontal-output" linear amplifier.

(These large resistors are only \$2.50 each.)

At this point, you may think that it would be easier to bias the grids. I tried this but instability resulted. Also, it is easier to solder in two large resistors than build an entire bias supply. In operation, these two resistors run very cold even at 500 mA instantaneous current.

It was necessary to use parasitic chokes in the plate lead of each of the tubes. These are constructed from 5 turns of 14 AWG copper wire ($\frac{1}{2}$ in. diameter coil) around a 92Ω , 1W resistor. With these chokes in the circuit, there is no trace of parasitics.

The plate rf choke is also homebrew. In fact, it is identical to the cathode rf choke. This is mounted at a central point in the group of tubes and is bypassed to the chassis with a $0.001\ \mu\text{F}$, 6 kV disk ceramic capacitor. The dc blocking capacitor (rf coupling) is merely a TV "doorknob" capacitor rated at 500 pF, 30 kV.

The final tank coil is constructed from 5 turns of $\frac{1}{4}$ in. copper tubing, $2\frac{1}{2}$ in. in diameter. This is resonated in a pi-network configuration with a 50 pF variable for resonance and a 300 pF broadcast variable for antenna loading. Make sure that the 2.5 mH choke going from the output lead to ground is in the circuit or a brilliant display of fireworks will occur in the test stages of this rig.

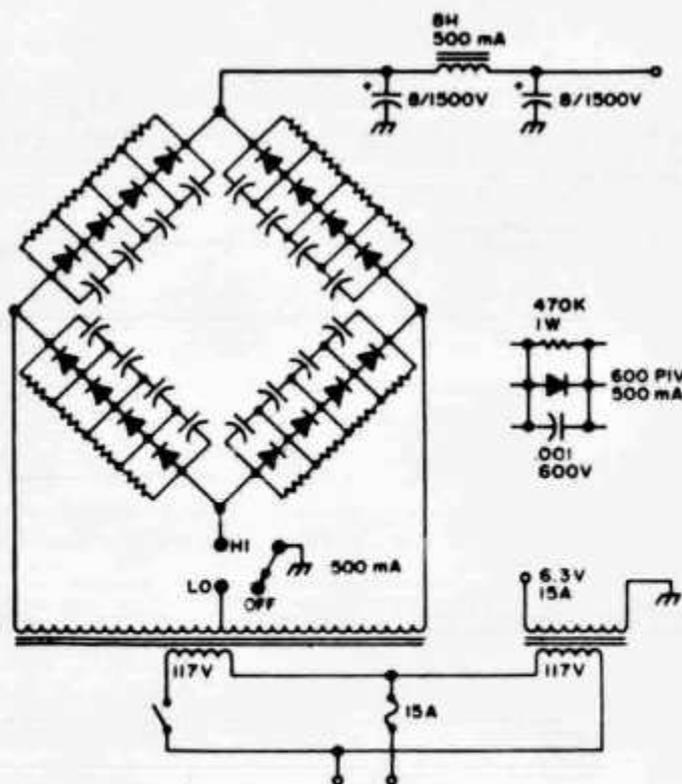


Fig. 2. Linear power supply.

The power supply (Fig. 2) uses a 1 kV secondary, 500 mA power transformer. You probably could use two identical TV power transformers phased in parallel to achieve the necessary current capability. We were fortunate enough to have this transformer lying about from a military regulated supply. With 1 kV going into the diode rectifier bridge, the output voltage will fall at approximately 1.3 kV with 80 mA of resting current and will drop to 1 kV when the linear is drawing 500 mA. Of course this represents 500W dc input, or 1 kW sideband power.

The bridge consists of bargain silicon diodes which are rated at 600 PIV, 500 mA each. In each leg of the bridge, four of these diodes are in series and equalized, which gives each leg a 2.4 kV rating. Each diode is voltage equalized and protected from surge and transient spikes by paralleling $470\ \text{k}\Omega$, 1 watt resistors and $.001\ \mu\text{F}$, 600V disk ceramic capacitors about the diode. The high voltage is activated by grounding the negative side of the bridge with a toggle switch. Filtering is achieved through two $8\ \mu\text{F}$, 1.5 kV oil-filled capacitors and an 8H, 500 mA filter choke.

It may sound surprising but each of the 6JE6s draws 2.5A of filament current at 6.3V ac. When you consider that there are 6 of these, it takes 15A at 6.3V to keep these bottles heated. Make sure that the filament transformer is adequate to handle this current.

When tuning up the linear, apply drive to the input and resonate it as with any final. There should be no current drawn above 80 mA with no drive applied. Do not hold the linear at 500 mA for any length of time as it will overheat the finals. The linear is designed for CW or sideband operation where the average will be much lower than 500W dc. Of course the rf peak will be 1 kW in this mode.

I have been driving this linear with a DX-35 in CW mode and have had fine reports with a clean signal. This indicates that 50W drive will excite the linear nicely.

The simplicity and performance of the linear will make it well worth the time and effort of construction.

Pi and Pi-L Network Design for Amplifiers

BY IRVIN M. HOFF,* W6FFC

ALTHOUGH FEW PEOPLE construct their own receivers and ssb transmitters, quite a number still build their own final amplifiers. This area remains of great interest to the average radio amateur. Until the advent of the ssb mode of operation, most amplifiers were operated Class C. Many of the transmitters were constructed to work into open-wire transmission lines using link-coupled outputs. Today nearly all transmitters used by radio amateurs are designed for low-impedance coaxial output, typically 50 ohms.

Now that ssb has become so popular, certain problems arise that many amateurs either overlook or are uncertain about how to handle. These problems stem from the desire to use the same amplifier at one power level for voice operation and a different level for cw and RTTY operation.

Determination of Plate-Load Impedance

Since the amplifier will be called upon to operate as either a linear or a saturated amplifier, the plate-load impedance Z_P , will vary. Because we are dealing primarily with an ac circuit, it is the plate-load impedance, not the plate resistance, that is to be used. Table I gives the approximate formulas to calculate Class A, B, and C plate-load impedances.

Matching Networks

The first type of network to consider is the *L*. A typical step-down *L* network is shown in Fig.

* 12130 Foothill Lane, Los Altos Hills, CA 94022.

TABLE I

CLASS A	$Z_P = \frac{E}{1.3I}$
CLASS B	$Z_P = \frac{E}{1.57I}$
CLASS C	$Z_P = \frac{E}{2I}$

where Z_P = plate-load impedance in ohms
 E = plate voltage in volts
 I = plate current in amperes

Table I — Calculation of plate-load impedances for different classes of amplifier service.

1A. This network can transform a high input impedance to a lower output impedance. The Q in this circuit is entirely dependent upon the ratio of the two impedances. Although the *L* network is extremely efficient (97 to 98 percent being typical), it does not allow the designer sufficient latitude to obtain a realistic loaded Q as a function of impedances.

The second type of matching network to be considered is the pi. Fig. 1B shows the network as it would be used in a typical transmitter. The antenna provides the output load impedance, Z_L , and the tube provides the input load impedance, Z_P . The antenna load is typically 50 ohms and the plate load is usually in the 1500- to 5000-ohm range. The pi network is a matching device that transforms the higher impedance of the amplifying device to that of the antenna impedance. It does this quite efficiently and with predictable results. The pi network has virtually replaced the older link-coupled networks. The latter were used as rf transformers prior to moderate-cost coaxial feed line becoming available in the years following World War II.

A third type of network is a combination of the pi and *L* networks referred to as the pi-*L* network. The capacitor, C_2 , in the network shown in Fig. 1C is the parallel combination of the output capacitor in the pi network and the input capacitor in the *L* network. The pi-*L* network gives some improvement in harmonic attenuation over the pi network. Some further advantages of the pi-*L* network are greater bandwidth for a given variation in Q , less output tuning capacitance needed, and lower Q possible at very high plate-load impedances.

Since Q goes up as the frequency goes down, it is an excellent idea to choose a Q and start the calculations at the highest frequency in the band to be used.¹ When the same inductor is used for frequencies lower in the band, the Q will go up somewhat, which is better with respect to harmonic attenuation, but causes losses to increase.

Network Design

The design will be limited to the pi and pi-*L* networks, since these are the more commonly used networks in amplifiers. The pi network can be separated into two *L* sections. The first *L* section steps down the plate-load impedance to a lower impedance often called the "virtual impedance." The second *L* section steps up the virtual impedance to 50 ohms to match the antenna

¹ Grammer, "Simplified Design of Impedance Matching Networks," Part II, *QST*, April, 1957.

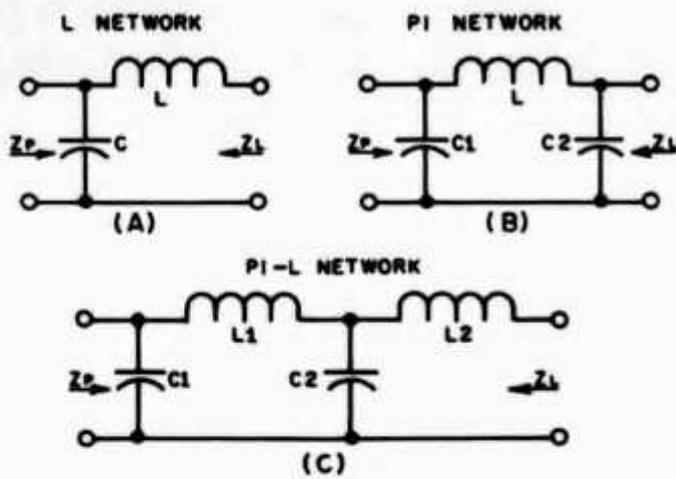


Fig. 1 - Basic networks used in tank-circuit design.

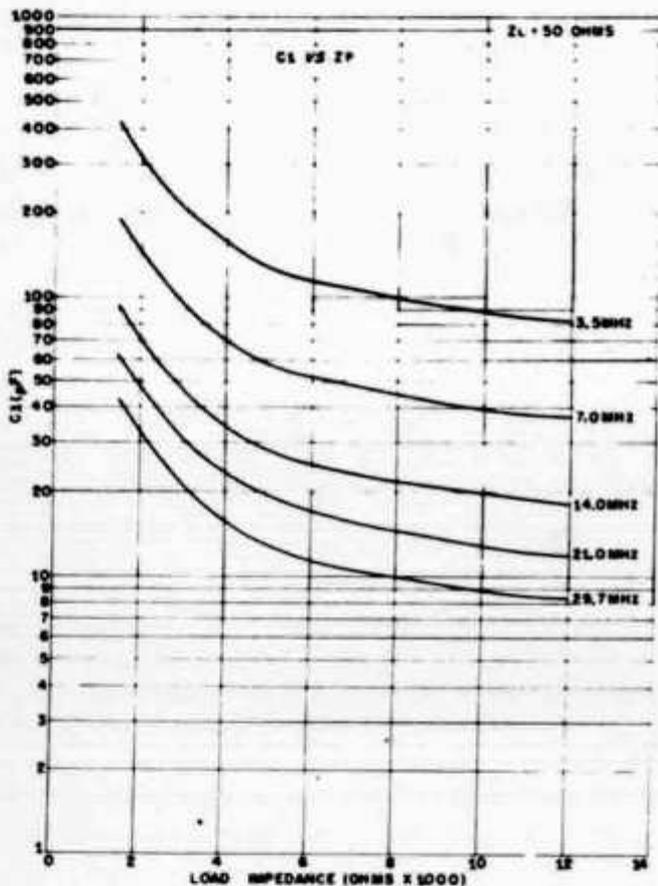


Fig. 2 - Tuning capacitance, C_1 vs plate-load impedance, Z_P , for a pi network.

TABLE II

Band	Inductance (μH)
80 meters	4.45
40 meters	2.44
20 meters	1.24
15 meters	0.83
10 meters	0.60

Table II - Inductance values for L_2 in the pi-L network design shown in Figs. 6 through 8.

Fig. 5 - A pi-L network made up of a pi network and an L network.

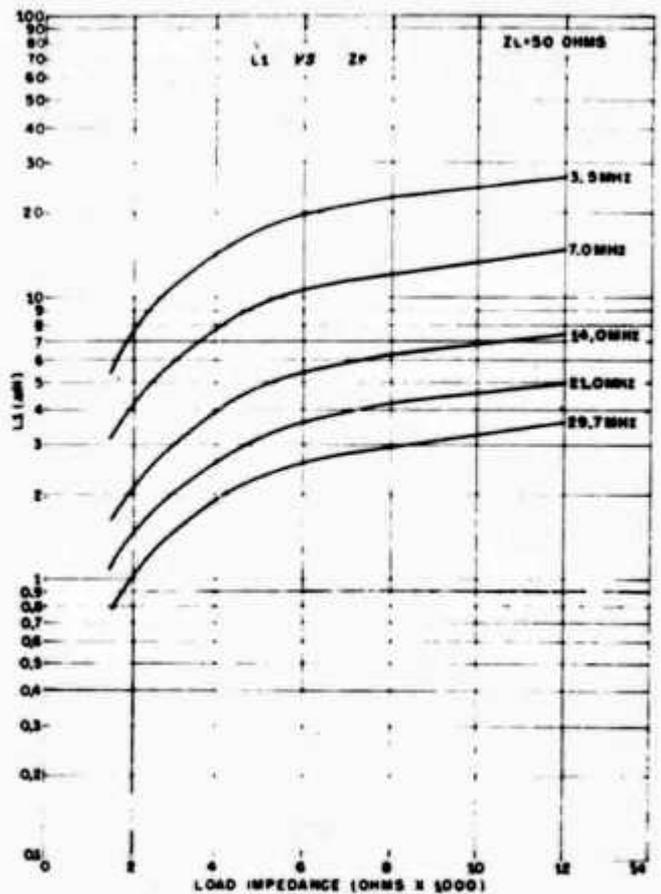


Fig. 3 - Inductance, L_1 vs plate-load impedance, Z_P , for a pi network.

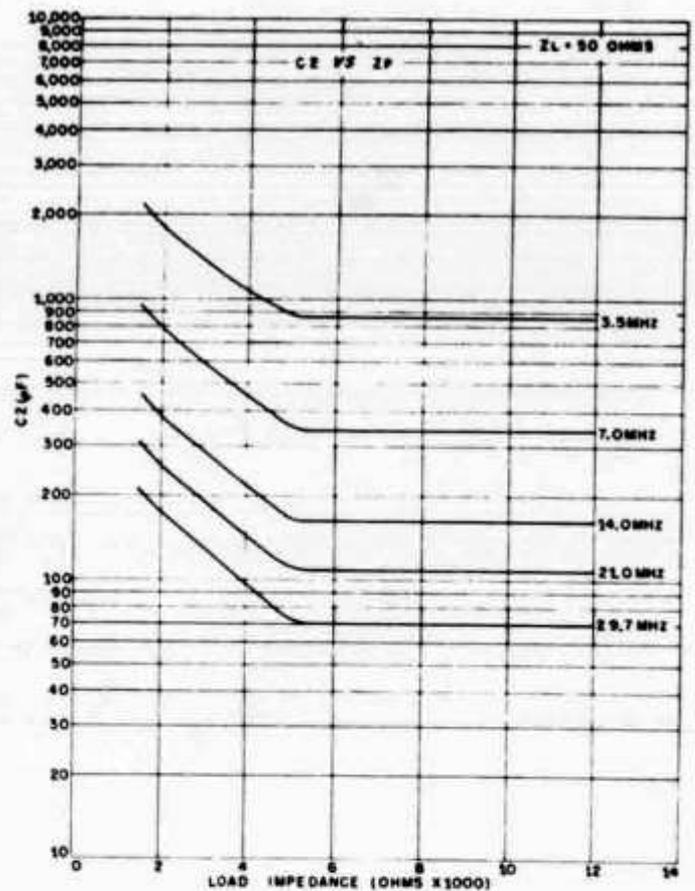
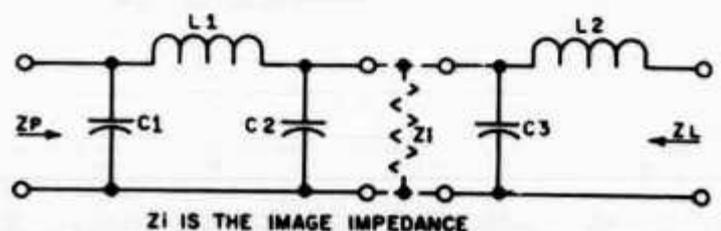


Fig. 4 - Loading capacitance, C_2 vs plate-load impedance, Z_P , for a pi network.



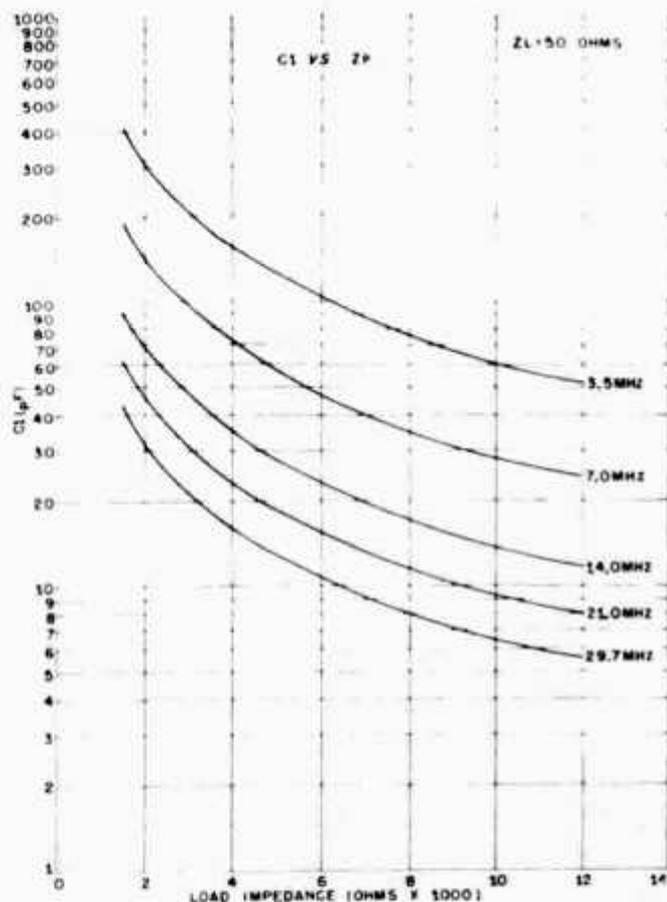


Fig. 6 - Tuning capacitance, C_1 vs plate-load impedance, Z_P , for a pi-L network.

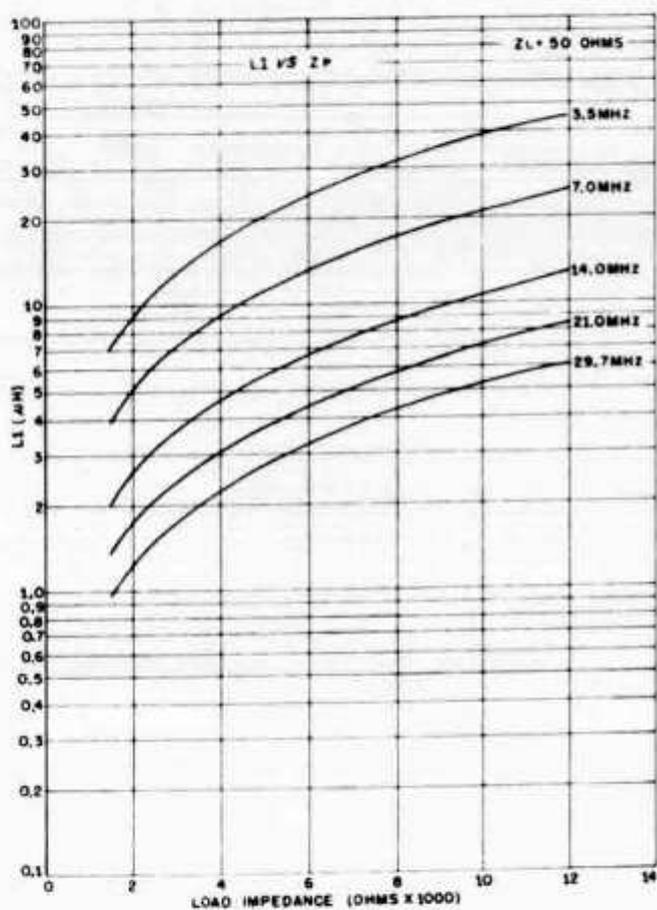


Fig. 7 - Inductance, L_1 vs plate-load impedance, Z_P , for a pi-L network.

Fig. 8 - Loading capacitance, C_2 vs plate-load impedance, Z_P , for a pi-L network.

impedance. The Q of the second L section is quite low and is usually around 1.5.

When the plate-load impedance goes much higher than 7250 ohms for a Q of 12, the pi network reverts to an L network. If a limit of 70 percent of the maximum transformation is used, then for a Q of 12 and a 50-ohm load impedance, the maximum plate-load impedance would be 5075 ohms. This value represents a practical limit of impedance transformation of the pi network for a Q of 12.

Figs. 2, 3, and 4 give the design information for determining the values of the components as a function of the plate-load impedance while looking into a 50-ohm load impedance. The frequency at the top of the 10-meter band was chosen to give a minimum value of the tuning capacitance, C_1 , needed for resonance.

Fig. 5 shows how another L network can be added to the pi network for additional harmonic attenuation. In practice, C_3 becomes part of C_2 so the actual circuit used in the amplifier becomes the one shown in Fig. 1C. In the case of the pi- L network, the pi section would transform the plate-load impedance to some intermediate impedance such as 300 ohms. This impedance is often called the "image" impedance, Z_I . The L section steps down the 300-ohm image impedance to match the 50-ohm load impedance.

The image impedance is usually chosen to be between 200 to 400 ohms. It is selected to give good harmonic attenuation, some balance in the T section of the pi- L network, and parts values for capacitors and inductors which are available. If too high an image impedance is used, the tuning capacitor, C_1 , will be too small on 10 and 15 meters and the two inductors will be physically

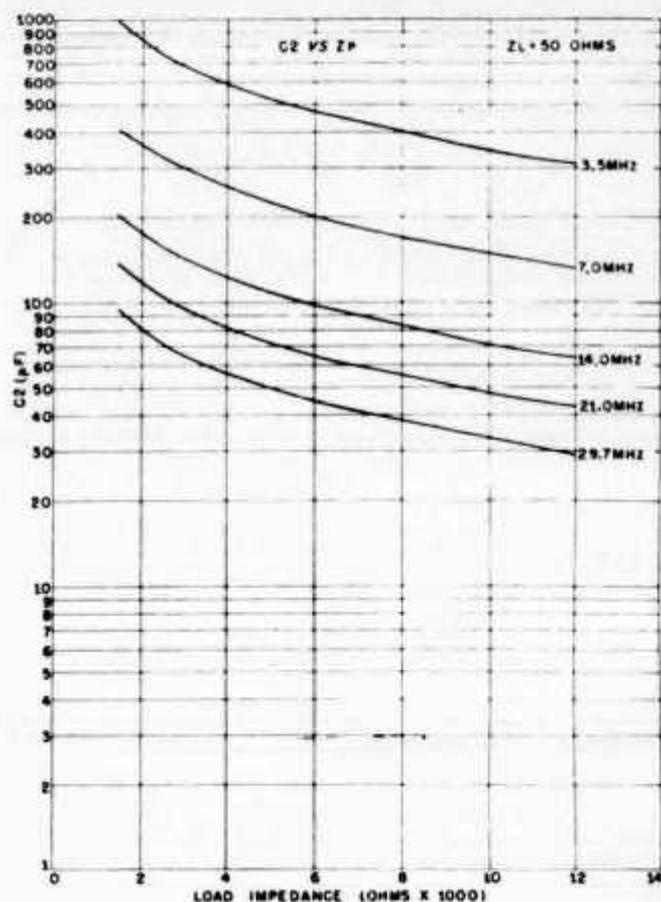


TABLE III

F MHz	C1 pF	L1 μ H	C2 pF	Q Qual.
3.0	433	7.34	2878	20.4
3.5	317	7.34	1053	17.4
4.0	242	7.34	1517	15.2
5.0	153	7.34	878	12.0
5.0	265	4.32	1764	20.8
7.0	134	4.32	834	14.7
7.3	123	4.32	755	14.1
8.5	90	4.32	516	12.0
8.5	155	2.55	1034	20.8
14.0	56	2.55	327	12.4
14.35	54	2.55	308	12.1
14.4	53	2.55	305	12.0
13.5	94	1.67	621	19.9
21.0	38	1.67	225	12.6
21.45	37	1.67	212	12.3
22.0	35	1.67	199	12.0
20.0	59	1.22	383	18.4
28.0	30	1.22	176	13.0
29.7	26	1.22	151	12.2
30.0	25	1.22	146	12.0

Table III - Component values for a pi network design covering frequencies from 3 to 30 MHz in five band-switched steps. Plate-load impedance is chosen at 2500 ohms and the load impedance is 50 ohms. A minimum Q is used at the top end of each band.

large. If we choose an image impedance of 300 ohms, a Q of 12, and a load impedance of 50 ohms, the maximum plate-load impedance limit would be 43,500 ohms. Above this impedance value, the network ceases to perform as a pi-L network. Taking the practical limit of 70 percent of the maximum plate-load impedance, or 30,500 ohms, this represents a figure which is far in excess of what will ever be encountered in a 1-kW input amplifier.

Figs. 6, 7, and 8 give the design information to determine the values of the components in a pi-L network. Since an image impedance of 300 ohms was chosen, the L section has a Q of 2.2 working into a 50-ohm load impedance. The values of L2 calculated for the data in Figs. 6 through 8 are tabulated in Table II.

TABLE IV

F MHz	C1 pF	L1 μ H	C2 pF	L2 μ H	Z1 Ohms	Q Qual.
3.0	388	9.00	1510	3.90	158	18.3
3.5	292	9.00	1015	3.90	197	16.0
4.0	228	9.00	717	3.90	242	14.4
5.0	153	9.00	400	3.90	350	12.0
5.0	237	5.29	935	2.29	154	18.6
7.0	127	5.29	391	2.29	253	14.0
7.3	118	5.29	351	2.29	270	13.5
8.5	90	5.29	235	2.29	350	12.0
8.5	139	3.12	549	1.35	154	18.6
14.0	56	3.12	150	1.35	330	12.3
14.35	54	3.12	141	1.35	345	12.1
14.4	52	3.12	139	1.35	350	12.0
13.5	85	2.04	323	.89	165	18.0
21.0	38	2.04	103	.89	325	12.5
21.45	36	2.04	97	.89	335	12.3
22.0	35	2.04	91	.89	350	12.0
20.0	53	1.50	192	.65	183	16.7
28.0	29	1.50	80	.65	315	12.7
29.7	26	1.50	68	.65	345	12.1
30.0	25	1.50	67	.65	350	12.0

Table IV - Component values for a pi-L network design covering frequencies from 3 to 30 MHz in five band-switched steps. Plate-load impedance is chosen at 2500 ohms and the load impedance is 50 ohms. A minimum Q is used at the top of each band.

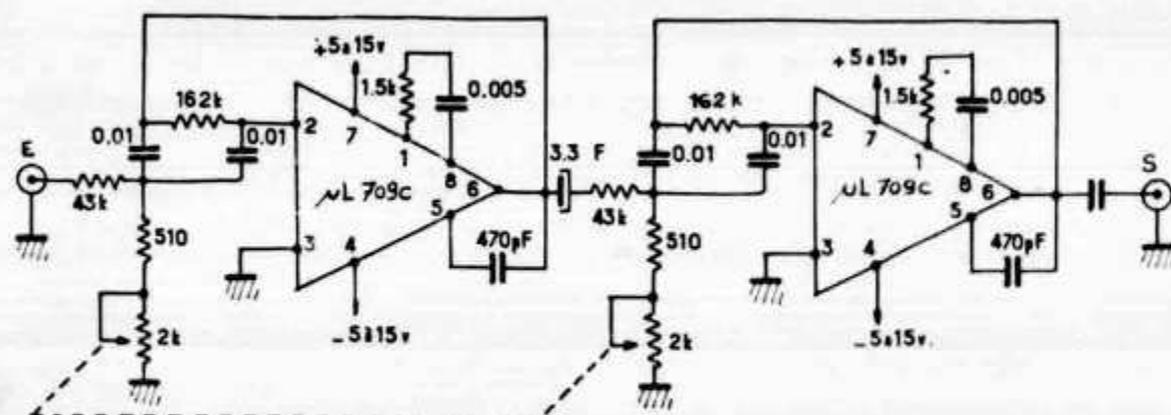
Two examples of amplifier output-network design are tabulated in Tables III and IV. The output networks cover a frequency range from 3 to 30 MHz in five switched positions. They both transform a plate-load impedance from 2500 ohms down to the antenna load impedance of 50 ohms.

Acknowledgements

The author wishes to thank Bob Sutherland, W6UOV, of the Eimac Division of Varian Associates, Bill Craig, WB4FPK, Gary Barell, K4OAH, and Bill Carver, K6OLG. The author also wishes to thank the Computer Terminal Corporation of San Antonio for providing him with over 100 hours time which was invaluable in this project.

AMERICAN RADIO RELAY LEAGUE

Filtre accordable pour CW de 750 à 1600 Hz, à une bande passante d'environ 140 Hz à



— 3 dB aux alentours de 1000 hertz. Le montage ne provoque pas de pertes d'insertion, son « gain » étant de 1.

CQ an alle Contest-Stationen mit QTH/portable

Um Doppelbesetzungen von gleichen QTHs zu vermeiden, bitte ich sämtliche Contest-Teilnehmer mit einem QTH/portable den voraussichtlichen Standort jeweils mindestens einen Monat vor Contestbeginn dem TM zu melden. Es betrifft dies sämtliche im «Contest Rules» aufgeführten Contests. Diese provisorische Meldung des QTHs entbindet den Contest-Teilnehmer nicht von der offiziellen Anmeldung. Ich bitte um Verständnis und wünsche Ihnen weiterhin viel Erfolg und beste 73

TM UKSA HB9AHA

CQ à toutes les stations de contest avec QTH portable

Pour éviter une double occupation du même QTH, je prie tous les participants aux contests ayant un QTH portable, d'annoncer l'emplacement approximatif au moins un mois à l'avance au TM. Ceci concerne tous les contests mentionnés dans le cahier «Contest rules». Cette annonce provisoire ne dispense pas les participants de l'inscription officielle au contest. Je vous demande de bien vouloir faire preuve de compréhension et vous souhaite plein succès pour l'avenir.

Meilleurs 73 le TM de l'USKA (HB9AHA)

Hambörse

Verkaufe: Sommerkamp FT-100 B, 5-Band-SSB/AM/CW-Transceiver, Anschluss 220 V und 12 V mobil, detailverbessert. Preisidee Fr. 1000.— inkl. Zubehör. HB9ALY, René A. Wiedmer, Telefon 031 22 13 98.

Zu verkaufen: FT 101/277, ein Jahr alt, 7 cm Kleinoszillograf OS-2, Fuchsjagdempfänger DR-80. HB9MDR, Telefon 085 7 55 36.

Verkaufe: Rotor-Steuergerät CDE; RX Lafayette HA-52A (komm. Band); RX National Panasonic mit komm. Band; RX Semco-Uni von Lausen; RX Drake R-4B; Antenne W3DZZ mit Balun; diverse TV-Antennen. Alles in ufb Zustand und preisgünstig. Luciano F. Corrieri, HE9EKM, Telefon Geschäft 01 25 77 17, Privat 01 91 49 95.

Zu verkaufen: 2 m-Autofunkanlage Siemens, komplett einbaubereit mit Bediengerät, 5/8 -Y Antenne, Mike, Verkabelung; 12 V, Quarze für 145.0 und 145.15. Preisidee Fr. 250.—. HB9MDZ, Telefon 01 78 78 87, abends.

Suche folgende Röhren, neu oder gebraucht, aber in gutem Zustand; wenn möglich mit Sockel: QE 04/10=837; 832; 829B. Spulenkörper keramisch 25; 20 und 30 mm Durchmesser. Christian Morf, HB9AWC, 8414 Buch am Irchel, Telefon 052 42 11 66, abends.

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, HB9P, Telefon 01 32 67 59.

Zu verkaufen: RX Trio JR 599 S, 12/220 V, ufb empfindlich und stabil, SSB, CW, AM, FM, komplett mit 144 MHz-Konverter und allen Filtern, neuwertiger Zustand. Fr. 400.— unter Neupreis. Telefon 062 44 19 73, abends.

Verkaufe ganze Bordinstrumentensammlung aus 1. Weltkrieg und früher. Suche deutsche Wehrmachtgeräte 1935—45. Hütter, A-6844 Altach, Emme 2, Telefon 05576 29194.

Zu verkaufen: Provence 2 m Sendeempfänger, AM, FM, SSB. Ein Jahr alt, guter Zustand, Fr. 1600.—. Telefon 062 21 29 57, ab 19 Uhr.

Dunlop-Reifen. Eine Postkarte mit Fahrzeugtyp und der Reifengrösse an die nachstehende Adresse und Sie erhalten eine Offerte mit Ham spez. Rabatt. E. Kubli, Dörnler 11, 8544 Sulz.

Zu verkaufen: Sender, Johnson-Viking-Pacemaker SSB-CW-AM, 1x 6146B in PA. Fr. 400.—. 2 m-FM-Transceiver, Stornophon 33 für 220 V-Netzbetrieb mit Bediengerät, 3-Kanal, davon einer bestückt. Fr. 280.—. SE-92-Transceiver 70 cm-Band, 2 Kanäle bestückt mit eingebautem 220 V-Netzteil. Fr. 450.—. Räss, HB9FT, Binzstr. 3, 8712 Stäfa Telefon 01 74 82 26, abends.

Verkaufe: RX Heathkit «Comanche» und TX Heathkit «Cheyenne», komplett mit Netzgerät, nur Fr. 450.—. GPA 5, mit Radials und Standrohr, Fr. 180.—. Telefon 031 42 32 50.

ABENDSCHULE für AMATEURE und SCHIFFSFUNKER

Kursort: Bern
Beginn: jährlich im September
Auskunft und Anmeldung:
Postfach 1308, 3001 Bern,
Telefon 031 62 32 46

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.

TOPTOUR HAM CLUB

Wer macht mit?

Eröffnungs-Hamfest auf unserer neuen **Urwald-Clubstation** in PY.
Abflug von Zürich mit DC-8 am 17. Oktober 1973

TOPTOUR-Brasilienreisen ab Mitte Oktober jede zweite Woche

In 16 Tagen sehen und erleben Sie

- Flug nach Rio de Janeiro und zurück
- Churrasco mit PY-Hams
- Fahrt in den Urwald zur TOPTOUR-Clubstation
- QSOs und SKEDS mit Freunden zuhause und in aller Welt
- Baden in Bergseen und Reiten in tropischer Landschaft
- Urwald-Exkursion mit Stiefel und Machete
- Badeurlaub in Rio de Janeiro am Copacabanastrand
- Ausflüge nach Sao Paulo, Santos Iguçú, Brasilia und Bahia

Pauschalpreis ab Zürich Frs 1940.—

Verlangen Sie nähere Unterlagen bei

TOPTOUR HAM CLUB, Postfach 47, CH-9470 Buchs

Eidg Radar-, Elektronik- und Uebermittlungswerkstätten Zweisimmen

suchen einen qualifizierten

Radioelektriker mit Meisterdiplom

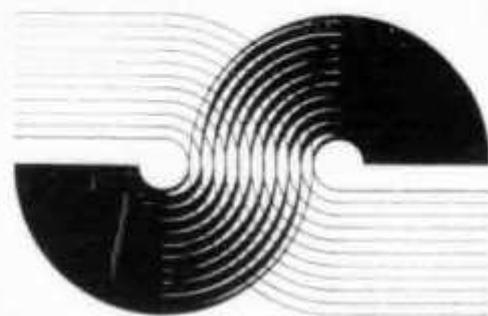
für die Leitung der Abteilung **Uebermittlung und Elektronik Dienst**

Anforderungen: Abgeschlossene Berufslehre und Meisterprüfung als Radioelektriker, mehrjährige Berufserfahrung und gute Kenntnisse der HF-Technik. Eignung zum Vorgesetzten.

Aufgabenbereich: Leitung der Abteilung Uebermittlung und Elektronik Dienst. Personaleinsatz- und Arbeitsplanung. Instruktion des ihm unterstellten Personals. Verkehr als Sachbearbeiter mit Dritten.

Interessenten melden sich schriftlich oder telefonisch an die

Eidg Radar-, Elektronik- und Uebermittlungswerkstätten Zweisimmen, 3771 Blankenburg
Tf Nr 030 2 24 12



radio-schweiz ag telekommunikation
flugsicherung

Für die Ueberwachung, den Unterhalt und die Reparatur unserer Kurzwellen-Sendestation in **Münchenbuchsee** suchen wir

FEAM **Radioelektriker** **Elektronik-Mechaniker**

oder **Mechaniker/Feinmechaniker** mit guten Kenntnissen auf dem Gebiete der Elektronik oder der HF-Technik.

Eine Stelle mit ähnlichem Aufgabenbereich ist in **Bern** zu besetzen.

Interessenten bitten wir, Herrn A. Scheidegger anzurufen, der Ihnen gerne weitere Auskünfte geben wird.

RADIO-SCHWEIZ AG
Telekommunikation und Flugsicherung
Technische Abteilung
Postfach
3000 **Bern 14**
Telefon 031 65 91 11

HAM-KLINIK

HB9ADP ex 5A1 TY

Service und Reparatur aller Fabrikate durch den
SSB-Spezialisten

Erik Seldi, Unterwilrain 52, 6014 Littau
Telefon 041 239983, Abends ab 19.00 Uhr

HAM-KLINIK	R. L. DRAKE	KENWOOD TRIO	ROBOT SSTV
	R-4C 1825.—	LF-30 50.—	
	T-4XC 1925.—	JR599D 1195.—	
	TR-4C 2225.—	TX599S 1475.—	
	AC-4 395.—	TS515 + PS 1975.—	
	RV-4 475.—	TL911 1500.—	Monitor 1275.—
	SPR-4 2200.—	TR2200 600.—	Camera 1275.—
Tel. 041 23 99 83			



GITTERMASTE VERSATOWER

Jetzt auch in HB erhältlich

Endlich vorbei mit all den Kletterübungen am Antennenmast,
«VERSATOWER machts möglich» hi!

- Antenne am Boden montieren
- Mast hochkippen
- Mast ausfahren

und schon ist die Antenne auf 12 bis max. 36 m je nach Masttyp.

Die Towers sind feuerverzinkt und werden mit Winden, Seilzügen und Mastkopfteil geliefert.

Hier zwei Beispiele:

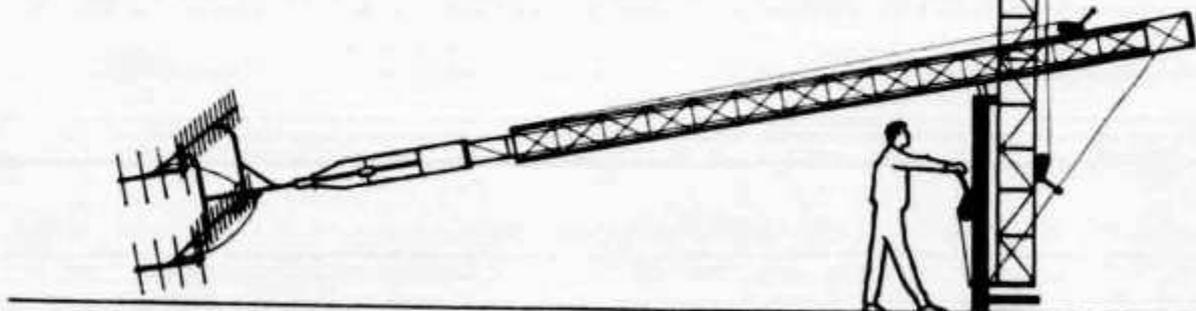
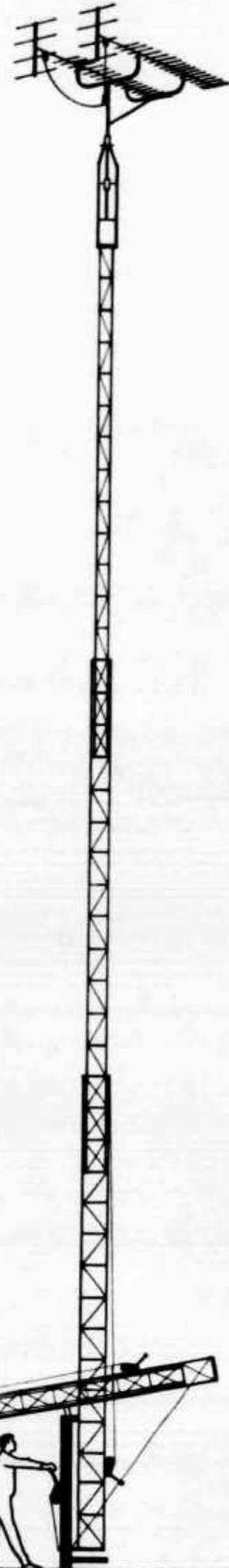
Modell: P-40. Höhe: 12 m. Spitzenzug, freistehend: 83 kg. Spitzenzug abgespannt: 136 kg. Preis frei Schweizergrenze: Fr. 1650.—.

Modell: BP-60. Höhe: 18 m. Spitzenzug freistehend: 56 kg. Spitzenzug abgespannt: 136 kg. Preis frei Schweizergrenze: Fr. 2060.—.

Der BP-60 kann bei HB9AFM besichtigt werden.

**MEGEX-ELECTRONIC AG,
8048 Zürich**

Badenerstrasse 582, Telefon 01 52 78 00.



elektronik selbst gebaut

Mess- und Prüfgeräte / Digital-Messtechnik / Kurzwellen- und Spezial-Empfänger / HiFi-Stereo-Geräte / Gegensprechanlagen / Prüfgeräte für Automotoren / Metall-Suchgeräte / Modell- Funkfernsteuerungen



GR-78
Allwellen-
Spezial-
empfänger
Bausatz kompl.
Fr. 790.-

Einfacher Zusammenbau dank der berühmten HEATHKIT-Schritt-für-Schritt-Methode. Lehrreich, sparsam, wertbeständig.

Schlumberger

Show-Room – Beratung – Vorführung – Service
Schlumberger Messgeräte AG / Abteilung HEATHKIT
Badenerstr. 333, b. Albisriederplatz, 8040 Zürich, Tel. 01-52 88 80

Name

Strasse

PLZ/Ort

coupon
für Gratis-Farbkatalog

O/GR

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 μ A ... 5 A—DC
4 Bereiche	250 μ A ... 5 A—AC
6 Bereiche	0 Ω ... 100 M Ω

NEU: TS-160 40'000 Ω / VDC



ab Lager lieferbar Fr. 98.—

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**