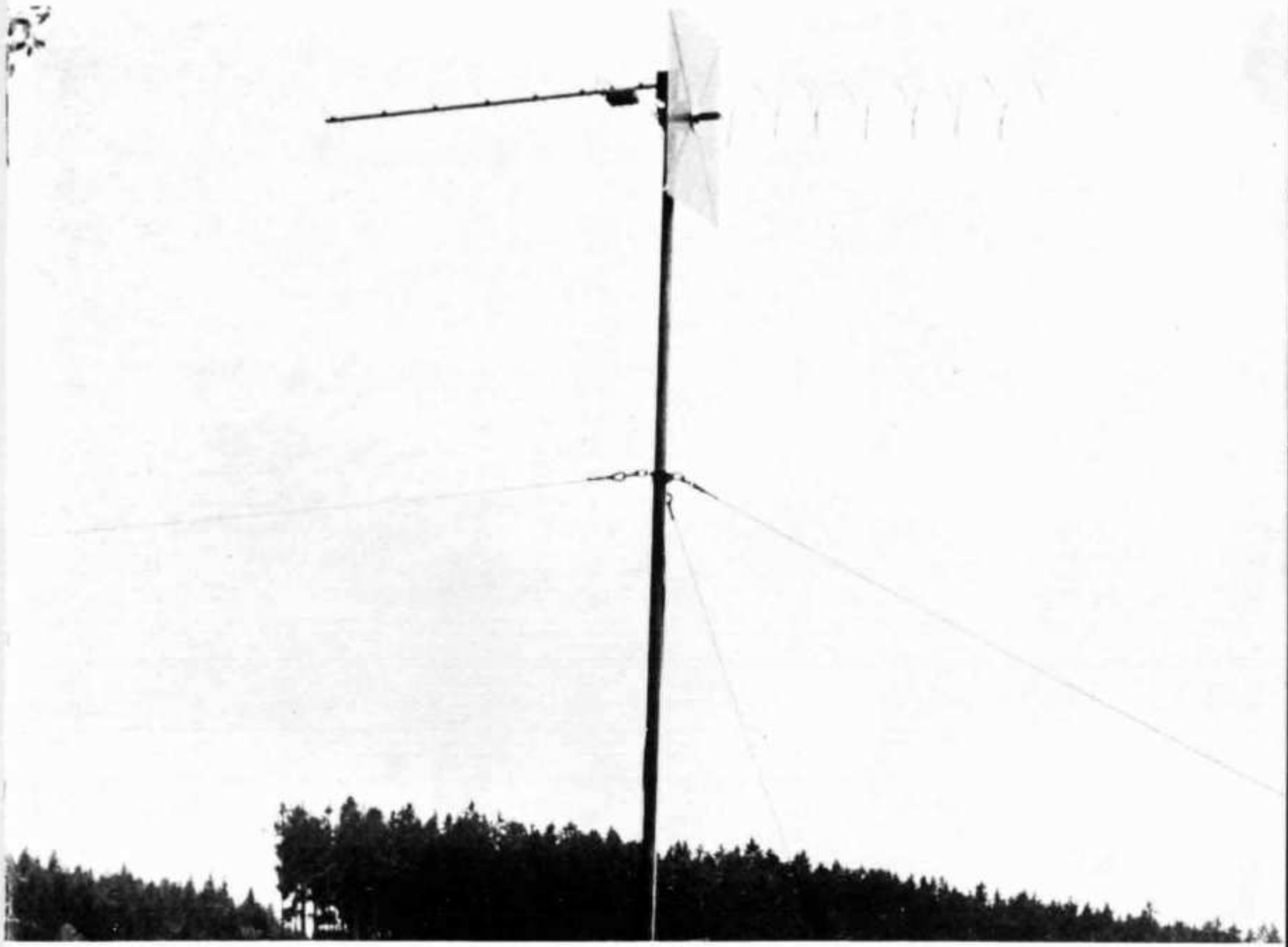
OLD MAN



3

1973

Bulletin of Union of Swiss Short Wave Amateurs

NEU!

Mit Synthesizer!
Top Performance!

Jetzt kurzfristig lieferbar
Amateur net: Fr. 9900.—

DRAKE DSR-1 RECEIVER

Specifications

Frequency Range	10 kHz to 30.0 MHz.
Modes of Operation	USB, LSB, CW, RTTY, AM, ISB.
Frequency Readout	Complete to 100 Hz on six NIXIE tubes.
Frequency Selection	10 MHz, 1 MHz, 0.1 MHz switch selected. 0 to 0.1 MHz continuously variable.
Frequency Stability	Drift does not exceed 150 Hz in any 15 minute period with a temperature change of 7° C per hour.
Sensitivity	0.5 microvolt for 10 dB SINAD at 2.4 kHz SSB mode. 1.0 microvolt for 10 dB SINAD at 6 kHz AM mode.
Image Rejection	Greater than 70 dB relative to 1 microvolt.
Blocking	Greater than 100 dB relative to 1 microvolt.
Cross Modulation	Greater than 90 dB relative to 1 microvolt.
Intermodulation	Greater than 80 dB relative to 1 microvolt.
Opposite Sideband Suppression	Greater than 60 dB at 500 Hz into the opposite sideband.
I. F. Bandwidth	Selectivity —6 dB —60 dB 8 kHz 8 kHz 16 kHz 2.4 kHz 2.4 kHz 4.3 kHz 1.2 kHz 1.2 kHz 2.4 kHz 0.4 kHz 0.4 kHz 0.8 kHz
I. F. Outputs	50 millivolts into 50 ohms at 1 st I. F. 5.05 MHz and 2nd I. F. 50 kHz
Automatic Gain Control	Audio Output rises less than 3 dB for RF input change of 1 microvolt to 100 millivolts. Attack time: 100 microseconds. Release time: 750 milliseconds (Slow AGC) 25 milliseconds (Fast AGC)
Antenna Input Impedance	10 kHz to 500 kHz 1000 ohms. 500 kHz to 30 MHz 50 ohms.
Audio Output	3 watts at 5% maximum distortion into 3.2 ohm load. 1 volt maximum into 600 ohm output line. 3.2 ohm unbalanced and two 600 ohm balanced outputs. ISB output is one of the two 600 ohm balanced outputs.
Audio Hum and Noise	Greater than 60 dB below rated output.
BFO	Derived from standard clock or variable over a ± 3 kHz range from front panel.
Power Requirements	115/230 volts ± 10% single phase 50-420 Hz 15 watts. 12 or 24 VDC supply optional.
Dimensions	13.3 cm H x 48 cm W x 38 cm D
Weight	7.7 kg

Generalvertretung für die Schweiz und Liechtenstein sowie autorisierte Servicestelle

Radio Jean Lips (HB9J)

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

OLD MAN 3

41. Jahrgang **März 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 771606 — Correspondant romand: B. H. Zweifel (HB9RO), Rte. de Morrens 11, 1033 Cheseaux VD — Corrispondente Ticino: Fabio Rossi (HB9MAD), Box 27, 6962 Viganello — Inserate und Hambörse: Josef Keller (HB 9PQ), Postfach 21, 6020 Emmenbrücke 2, Tel. 041 533416 — 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 Estel, 8607 Seegräben — TM: René Oehninger (HB9AHA), Im Moos, 5707 Seengen — UKW-TM: Dr. H. R. Lauber (HB9RG), Postfach 114, 8033 Zürich — Verbindungsmann zur IARU: Dr. Etienne Héritier (HB9DX), Grellingerstr. 7, 4153 Reinach BL — Verbindungsmann zur PTT: Albert Wyrsch (HB9 TU), Kirchbreite 1, 6033 Buchrain LU.

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

QSL-Service: Franz Acklin (HB9NL), Sonnenrain 188, 6233 Büron, Tel. 045 38362, Postcheckkonto 60-3903, Luzern — Bibliothek: Heinz Genge (HB9 KI), 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.—

Vers un «droit à l'antenne» en Suisse?

En France il existe un droit à l'antenne (documents du REF B9-02-1 à B9-02-6, octobre 1968). En résumé, chaque amateur-émetteur peut ériger une antenne sur le toit de la maison où il habite: «le propriétaire d'un immeuble ne peut s'opposer sans motif sérieux et légitime, à l'installation, au remplacement ou à l'entretien des antennes individuelles, émettrices et réceptrices, nécessaires au bon fonctionnement des stations du service amateur . . .»

Devant les difficultés, voire les impossibilités rencontrées dans ce domaine par un nombre croissant d'amateurs suisses, j'ai pensé qu'il nous fallait défendre nos droits. HB9MBP et HB9 MDX ont bien voulu m'aider à rédiger un mémoire qui a été repris sous forme de petite question au Conseil Fédéral grâce à l'amabilité de Monsieur Duvanel, conseiller national. Voici la question:

Les radio-amateurs consacrent leurs loisirs à l'étude de la technique radio et établissent des contacts nationaux et internationaux. Si lors des débuts de la radio, ils ont largement contribué à son développement, ils rendent actuellement d'importants services dans de nombreux cas.

Notre armée se réjouit de pouvoir recruter d'excellents radiotélégraphistes préparés par l'USKA (Union suisse des amateurs d'ondes courtes). D'autres radio-amateurs sont employés par la Croix-Rouge internationale pour assurer les liaisons avec ses missions à l'étranger. A Genève, les radio-amateurs collaborent avec la protection civile. Lors du sabotage d'un central de quartier de la ville de Zurich, le groupe de radio-amateurs local a mis à la disposition de services publics importants, tels que ceux des hôpitaux et des médecins, son réseau UHF (ondes «ultracourtes»).

Dans son numéro d'octobre 1971, le Journal des Télécommunications, organe officiel de l'UIT, introduit une nouvelle rubrique initulée «Radioamateuers». Le comité de rédaction y fait sien le document no. 315 présenté par le Royaume-Uni à la dernière conférence administrative mondiale des télécommunications spatiales, dans lequel on peut lire: «Ces services bénévoles fournis par des milliers de particuliers dans le monde entier bénéficient à l'humanité et contribuent au progrès des connaissances scientifiques dans une mesure qui ne saurait être comparée aux contri-

butions d'un seul pays, quel qu'il soit.» Pour l'exploitation normale d'une station, la Direction générale des PTT recommande l'installation d'une antenne extérieure et bien dégagée; cette dernière est d'ailleurs indispensable; en aucun cas les radio-amateurs ne peuvent se raccorder sur une antenne collective, qui ne convient pas et serait endommagée en période de transmission. Les radio-amateurs locataires éprouvent des difficultés croissantes pour obtenir des propriétaires l'autorisation d'installer une antenne extérieure.
En France, les radio-amateurs sont reconnus comme étant «d'utilité publique», et un droit à l'antenne leur est accordé depuis 1966. C'est à dire qu'un propriétaire ne peut s'opposer sans motif sérieux et légitime à l'installation d'une antenne par un radio-amateur titulaire d'une concession d'émission. Le nombre des radio-amateurs s'élève à mille environ en Suisse.
Question: Le Conseil Fédéral pense-t-il qu'un droit à l'antenne pourrait être accordé aux radio-amateurs suisses?»
Réponse du Conseil Fédéral: L'établissement et l'exploitation de stations radioélectriques émettrices et réceptrices ressortissent à la régale des télécommunications de la Confédération. A cet effet, l'entreprise des PTT accorde, lorsque les conditions nécessaires sont satisfaites, des concessions autorisant leur titulaire à établir et exploiter une station émettrice et réceptrice, y compris l'antenne, selon les prescriptions techniques en vigueur. Par contre, la concession ne confère aucun droit d'utiliser la propriété mobilière ou immobilière d'un tiers. Cela étant, le titulaire de la concession doit acquérir lui-même et à ses propres frais les autorisations nécessaires à l'utilisation de la propriété d'autrui et s'entendre directement avec les ayants droit sur le paiement d'indemnités. Si le bail à loyer ne règle pas l'établissement d'une antenne, on peut présumer, en se fondant sur les dispositions du code des obligations, que le preneur a le droit d'installer une antenne intérieure ou de balcon sans l'assentiment exprès du bailleur. En revanche, il est indispensable de requérir le consentement du bailleur pour établir une antenne sur toit, sans laquelle les installations radioélectriques émettrices et réceptrices ne peuvent généralement pas fonctionner efficacement. Cependant, le preneur a la possibilité de régler l'établissement d'une antenne extérieure déjà dans le bail ou de conclure avec le bailleur un contrat d'antenne particulier.
Le Conseil Fédéral a pleine compréhension à l'égard de la requête des amateurs-émetteurs et reconnait les services rendus en cas de catastrophe. C'est pourquoi il partage l'avis que les propriétaires d'immeubles ne devraient pas, sans motifs impérieux, refuser l'établissement d'une antenne extérieure. Par contre, dans les conditions juridiques actuelles, il ne voit pas la possibilité d'accorder aux amateurs-émetteurs un «droit à l'antenne».
Si la réponse peut paraître négative, il faut relever l'avant-dernière phrase qui donne une caution de poids aux amateurs en difficultés. Cependant le travail ne fait que commencer. Nous pouvons tous être concernés, une fois ou l'autre, par ce problème. Mettons tout en œuvre pour être reconnus comme étant «d'utilité publique» (par tous ceux que cela peut concerner à défaut d'une consécration juridique n'existant pas en Suisse — ndlr). Nos difficultés doivent être révélées aux autorités qui répondront avec bienveillance mais qui ne sont pas sensibilisées par nos problèmes parce que nous sommes une minorité. Une loi défendant nos droits verra-t-elle une fois le jour? Pourquoi pas? A chaque OM de faire connaître ses idées et de les défendre.

Michel Dupertuis, HB9ARU

Communication du comité

Le comité a consacré la plus grande partie de sa séance du 13 janvier 1973 à la préparation de l'assemblée ordinaire des délégués. Les sections recevront les documents nécessaires.
La Direction générale des PTT communique que les prescriptions modifiées concernant les concession pour les stations d'amateurs entreront de vigueur dans le courant de 1973. Les autorités concédantes ont heureusement pu agrandir l'attribution au service amateur dans la bande de 70 cm, selon la demande de l'USKA; celle-ci, selon le plan des fréquences de l'art. 5 du règlement, sera de 430 à 440 MHz, cette modification n'entrant toutefois en vigueur que dans le courant de 1973. Les nouvelles prescriptions prévoient en outre une augmentation de 20% des taxes de la concession et une adaptation des droits pour l'examen.
La Direction générale des PTT a pu accéder au désir de l'USKA, que lors de l'attribution de concessions de durée limitée, il ne soit plus attribué le même indicatif à diverses personnes dans un intervalle rapproché.
La Direction générale des PTT présente pour approbation une demande de la section de Berne pour l'installation d'une station relais FM à Utzigen (canal R2); il est recommandé de concessionner cette installation.

Unser Titelbild: 70 cm-Antenne der Leitstation HB9AIR am Zürcher Mobil-Rallye 1972 (Foto HE9EZA)

La section d'Argovie présente ses nouveaux statuts, qui sont acceptés sous réserve d'une modification mineure.
La section de Berne s'est déclaré prête à organiser le Hamfest de l'USKA, annonce qui lui vaut notre gratitude.

HB9DX/RO

DX-News

(Alle Zeitangaben = MEZ)

Die DX-Tätigkeit konzentrierte sich im Berichtsmonat eher auf die «tieferen» Bänder. Allerdings wurde dabei das 1,8 Mc-Band durch einen hohen QRN-Pegel benachteiligt. Es waren auch nur zwei Expeditionen für diese Zeit angesagt; nämlich YVØAA ab 10. Januar, die aber scheinbar von niemandem gehört wurde und OHØMA, Market Reef von der 2. Hälfte Januar bis 5. Februar. Die Bedingungen während des CW-Teiles des REF-Contests vom 27./28. Januar konnten im allgemeinen befriedigen, nur das 28 Mc-Band war noch nicht richtig offen. Es konnten auch nur wenige rare Prefixe beobachtet werden, wie CI (Prince Edward Isl.), A4 (ex MP4M), 9C9 (EP), ICØ und GB.
Von DJ2YE wird auf die Morsesendungen des DARC aufmerksam gemacht, die jeden Samstag von der Station DLØXX um 16 HBT auf 3510 kHz mit Tempo 60 ausgesandt werden. Ferner wird vom DARC, Distrikt Nordrhein ein CWSC genanntes Diplom für einwandfreie Aufnahme eines Morseübungstextes herausgegeben. Die Bedingungen können beim Unterzeichneten gegen SASE bezogen werden. Diese Sendungen seien den angehenden HB9ern angelegentlich empfohlen.
DJ8OT orientiert über ein sicher manchen DXer interessierendes Unternehmen, nämlich die DIPLOM INTERESSENTEN GRUPPE (DIG). Sie verfügt über ein eigenes Diplom-Programm, veranstaltet wöchentlich DIG-Runden, gibt DIG-Mitgliederlisten, -Rundbriefe und QSLs heraus, führt eine Auskunftsstelle über alle Diplome und trifft sich jährlich an DIG-Treffen. Die umfangreiche Dokumentation über DIG kann ebenfalls beim Unterzeichneten gegen SASE erhalten werden.
Wir erfahren verspätet mit tiefem Bedauern vom Hinschied von W2CTN. Jack Cummings hat während vielen Jahren als QSL-Manager von über 200 DX-Stationen gewirkt und sein Service bleibt unvergessen.
HB9AIJ figuriert nun mit 104 Bestätigungen in der JOTA CC HONOR ROLL (Inseldiplom). HB9ARL hat das WPX SSB Nr. 713 erhalten. Im WAEDC 1972, Phonieteil hat HB9APF 30149 und HB9DX 98 Pkt. erreicht. HB9NL hat 12896, HB9QA 4435 und HB9UD 2032 Pkt. im 160-Meter-Wettbewerb des CQ 1972 erarbeitet. Wir gratulieren zu diesen Erfolgen. Zum Schluss machen wir auf den CQ WW WPX SSB-Contest 1973 vom 24. März 0100 bis 26. März 0100 aufmerksam. Dieser Contest ist jeden Frühling einer der interessantesten für den DXer.

Vy 73 gd dx es cuagn de HB9MO

DX-Log

1,8 Mc-Band: 0600—0700: KP4AST **2100—2200:** 4W1AE, KV4FZ
3,5 Mc-Band: 0200—0400: UW9AF (620), UI8OM (605), EP2WB (796) **0500—0600:** W1, 2, 4, 9, (CW), W2 (s), VE3GSY (795), YV5BTS (792), KZ5BB (602) **0600—0800:** W1, 2, 3, 4, 8 (CW, s), VE3BBN (790), VE8RCS (775), CO2AA (799) **0800—1000:** W3, 8 (s), ZL2LA (501) **1900—2000:** OHØMA (789) Market Reef, 5R8BF (772), EL7R (792), ST2SA (796), ET3 DS (790), 5X5NK (792), MP4TDM (793), 4Z4JT (790), EP2TW (793), ZL4KE (792) **2000—2100:** OH ØMA (792/8), EA6BJ (792), 5U7AX (798), UWØ XXT (514), UH8BL (603), VK2NS (514) **2100—2200:** FL8OM (790), 5X5NK (789), 7X2MD (792), OD5LX (795) **2200—2300:** 3A2BB (770), 6W8DY (799)
7 Mc-Band: 0000—0100: 6Y5SR (002), KZ5BH (002) EL2DK (012), JA1DUH (001), JA1BRK (007), JA3 RQ (001), JA3EA (001), UAØLAF (007) **0100—0300:** UO5OBD (005), PY7PO (010), PY7CDE (012), TI2 PZ (002), 6Y5SR (003), KZ5BB (008), KP4UW (007), KZ5KP (002), CR4BS (002), UJ8AQ (005) **0700—0800:** UO5BR (001), PY4BTU (001), YV5AYV (002) **0800—1000:** SV1GA (095), CT3AS (008), YN9MQ (083), ELØR (010), ZL1AMO (011), ZL1OM (001), VK7GK (087), ZL4CA (011) **1600—1900:** OX3ZO (001), GB2SM (082), VR4BS (002), FB8XX (001), 4Z4HF (087), VS6AW (001) **1900—2000:** OX3ZO (004), ZS3KT (001), OD5HF (084), VS6DO (085), VK2BQQ (001), ZL1AMQ (002) **2000—2200:** CR7IZ (001), CR6AL (004), ET3USA (085), 4S7NG (002), UL7NG (005), UL7HD (005), JA5EXW (004), VK2 EO (001/5), VK2NS (005), VK3MR (007) **2200—2300:** PY4BTU (002), CR4BS (002), JA1MML (007), HZ1 HZ (001) **2300—2400:** JA1MCU (007), JA1SJT (003), JA1OYN (004), JH1OTZ (003), JA2XIT (002), JA5 PL (004)
14 Mc-Band: 0700—0900: 5U7AZ (105), 5T5CJ (010), 6W8EM (015), YJ8XX (175), YJ8BD (105) **0900—1100:** HL9WR (275), KA6EZ (220) Okinawa, VK9HB (250) Papua **1200—1300:** HC2HV (110) **1400—1600:** SU1MA (300), TR8MC (110), HZ1AB (240), YBØABB (250), 9C9SW (300), FO8CS (105) **1600—1700:** SVØWWW (075), ZB2CO (260), CT2 AK (220), CT3BA (155), FL8AG (020), VQ9HCS (285) Aldabra, ET3USE (265), 5Z4OA (265), VQ9 DC (170), 5R8CO (110), JY9VO (275), YA1DT (185), VK1AC (275) **1700—1800:** OY2EL (225), VE8YI (140), Resolution Isl., TJ1BG (185), 5T5DY (235),

5R8CO (115), A4FE (165) Oman, VU2PKK (190) **1800—2000:** SVØWH (020), CT3AR (225), VP9GE (160), 5Z4NO (140), CR6OZ (000), FR7AR (120), FL8DS (030), TU2BQ (045), VK9XK (070) Xmas Isl.

21 Mc-Band: 0900—1000: 5U7AW (255), ZD8RR (280), FL8AG (002), CR6AI (015), ET3USE (065), DU1CM (250) **1000—1200:** ZS6AD (270), 5X5NK (220), ZD8US (320), TY3ABF (250), DU1GJM (290) **1400—1500:** 5R8BF (045), HC2HM (215), MP4TDM (270), 5B4AM (275), HZ1HZ (015), HS4AGN (050) **1500—1600:** TF3AW (235), TI2KF (280), HI3XGV (300), CI1ADV (250/255) Prince Edward Isl., 8R1 UGF (230), FB8XX (040), TU2BQ (040), 6W8AL (040) **1600—1700:** ICØTRA (345), M1C (290), 9Y4 HY (230), KV4FC (275), HC2HM (220), K4VMA/VP7 (235), 5R8BD (005), 3B8DA (040), FL8DS (015) **1700—1900:** CO2PZ (215), VP9AT (235), FP8DH (255), VP2AC (200), VP2VAP (205/210), ZF1JA (210)

28 Mc-Band: 9H4CM (025), 5X5NK (540/580), CR6 TP (055), 5R8BF (070), 4X4BS (560) **1200—1400:** ST2SA (560), ET2DS (525), 7Q7RS (530), 9J2XP (020), FG7TG (020), 4Z4ME (565) **1600—1700:** OA4 CBU (505)

Logauszüge von HB9AOU, HB9NL, HB9UD, HB9 MO, HE9FED, HE9HIJ, HE9HUC und HE9IHA.

Bemerkenswerte QSL-Eingänge: HB9AOU: 5X5 NK, C21TL **HB9NL:** KP4DLW, **HB9UD:** FL8OM, 4W 1AF, FR7AK, VK9HB **HB9MO:** EA9EU, CE6CA/Ø, HS3AET, 3B8CV, CW8CZ, WA6FSC/HC8, CX6AM, 9V1QK, DU2EL, PW2BZD **HE9FED:** YA1AH, YA1 OS, CR4BC, IG9MEC, 9J1JK **HE9HIJ:** ZS3AK, UI8 OM **HE9HUC:** TY3ABF, ZL1BGC, TI2IO.

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

DX-Calendar

Cameroun, TJ1BG, 14210, 1900. QSL via K4WQS. **Formosa,** BV2A, oft auf 14022, 1245. **India,** VU2CK, und VU2BX sind täglich CW/SSB auf 3685 bis 3695 von 0200 bis 0300 zu arbeiten. **West Malaysia und Far East,** 9M2DQ oft 3795 ab Mitternacht zusammen mit VS6DO, YA1AH, YA1SO, FL8OM und anderen. **Australia,** VK6CT ist jeweils Freitag, Samstag und Sonntag QRV auf 3510, 3645 oder 3695 CW oder SSB von 2200 bis Mitternacht. **Muscat und Oman,** A4FA, 14155 1000. QSL via Box 602, Muscat. A4FE ex ZC4MO, QSL via Box 981, Muscat. A4FD, 14157, 1640. **Tokelau,** ZM7AKD, 14285, 0930. **Western Caroline Islds.** KC6SK, 14285, 0950, 3879, 2150. QSL via Box 55, Colonia, Yap Island, 96943. **Chagos,** durch WA1RDH/VQ9, 21280, 1300, 21328, 1730. QSL via W4WFL. VQ9DW, 14270, 1600. **Togo,** 5V7GE, 14212, 2300. QSL via Box 2, Bassari, Togo.**Sudan,** ST2SA, 14270, 0750, 14247, 1630, 3796, 2130. QSL via K3RLY. **Niue Isld.** ZK2BD, 3797, 0845, oft schon ab 0700, 14203, 0600. **Guyana,** 8R1UGF, 21356, 1900, 14189, 1930, 28544, 2030, 14175, 2130, 3795, 0200. QSL via Box 841, Georgetown. 8R1J, 2110/115, 1245 am Samstag. **Rwanda,** 9X5JC, 14115, 1700, 14130 oder 14186, 2000. QSL via Box 189, Kigali. **Gilbert Isld.** VR1AA, 14225, 0630, 7084, 0700, 3785 bis 3800, 0730.**Revilla Gigedo Isld.** XF4, durch XE1J, XE1IJ vom 15. bis 21. März, 1973. QRV auf allen Bänder von 10 m bis 160 m. **Eastern Caroline Islds.** KC6JC, 14220, 1050, 14260, 1200, 3802, 1705. QSL via W2GC. **Fr. Somaliland,** FL8OM, 28550, 1245, 3790, 2150. FL8OM/4WI, 3795, 2300. **Macquarie Isld.** VKØWW, 14120, 0830, 14185, 1600. QSL via VK3FF.**Botswana,** A2CCY, 21325, 1830, am Wochenende meistens auf 21260, 1900. QSL via K4 CDZ. A2CEW, 14165, 1930, 21325, 1940, 14210, 2200, 14035, 2200 bis 2300. QSL via VE4SW. **Ogasawara Isld.** JD1ACF, 1000. QSL via JA1OAF, 2-19-21, Tabakan, Meguro, Tokyo, Japan.

QSL-Adressen

XU1AA, Wer noch keine Karte bekommen hat, schreibe an seine Heimadresse: Tony Kathro, 10 Erw Wen, Rhiwibana, Cardiff, Wales, England. — **VP2DAI,** via Box 138, Roseau Dominica Isld. — 5H1LV, 5H3LV, 5Z4LV via G. A. Hamilton, 123 Glercairn Ave. Toronto, 310 Ontarion Canada. — **VP 5RF,** via Box 78, Grand Turk Isld. B.W.I. — **FP8AA** via K20JD — **FP8CZ** via W2IEG — **FPØMB** via F6BFH — **ZF1PL** via W1RFW — **ZF1SF** via WB4 SHB oder W4HAW — **ZF1VD** via W4ZMQ — **JY9VO** via W7JHO seit 1. Januar 1973 — **PW4AP, ZZ4AP,** via PY4AP — **ZS1ANT** via ZS6GE — **1S1A** via W1YRC — **VQ9HCS** via WA1HAA — **VR1PA** neuerdings viaWA6AHF.

73 es best DX de HB9MQ

Calendar

10./11. März	BERU-Contest
17./18. März	ARRL DX-Contest
24./25. März	CQ WPX-Contest (SSB)
24./26. März	BARTG RTTY-Contest
8. April	3,5 MHz QRP-Contest
21./22. April	Bermuda-Contest (A3)
5./6. Mai	**H22-Contest**
5./6. Mai	Bermuda-Contest (A1)
19. Mai	**USKA-Hamfest, Bern**
2./3. Juni	**National Field Day (A1)**
15. Juli	**National Mountain Day (A1)**
1./2.September	IARU VHF-Contest
6./7. Oktober	IARU UHF-Contest
3./4. November	VHF/UHF-Contest (A1)
2. Dezember	XMAS-Contest (A3)
9. Dezember	XMAS-Contest (A1)

Swiss DX Century-Club Members (DXCC)

(offizieller Stand, November 1972)

HB9J	350
HB9MQ	344
HB9TL	333
HB9KB	332
HB9EU	325
HB9EO	322
HB9PL	321
HB9DX	311
HB9JG	307
HB9MO	302
HB9AHA	296
HB9MD	282
HB9X	279
HB9NL	264
HB9UL	264
HB9AAF	261
HB9IK	252
HB9MX	250
HB9NU	249
HB9TT	246
HB9ET	240
HB9KC	239
HB9AIJ	230
HB9QO	226
HB9AT	225
HB9TE	222
HB9TU	221
HB9YL	221
HB9T	220
HB9UD	204
HB9RX	202
HB9BJ	200
HB9US	198
HB9OA	193
HB9AOU	191
HB9RB	183
HB9CX	182
HB9ADP	179
HB9QU	172
HB9ADD	170
HB9FU	167
HB9MU	165
HB9AAW	165
HB9ZE	162
HB9ZT	162
HB9IM	161
HB9DO	161
HB9HZ	160
HB9AMO	159
HB9NT	153
HB9UE	151
HB9CE	148
HB9AGO	143
HB9PQ	140
HB9ABN	140
HB9ANR	140
HB9DK	139
HB9ACQ	139
HB9DB	137
HB9AHF	134
HB9RS	130
HB9DI	129
HB9NY	129
HB9IX	126
HB9P	125
HB9ANZ	125
HB9AAH	123
HB9ALE	123
4U1ITU	123
HB9ADC	122
HB9AGI	122
HB9AHL	121
HB9FE	120
HB9RM	119
HB9ADM	119
HB9ASK	113
HB9IL	112
HB9MC	111
HB9FI	110
HB9OD	109
HB9EI	109
HB9KO	109
HB9FT	108
HB9GN	108
HB9AIM	108
HB9AQF	108
HB9IH	107
HB9MW	107
HB9PM	107
HB9ALB	107
HB9CS	106
HB9KP	106
HB9ADO	106
HB9AFI	106
HB9AC	105
HB9FD	105
HB9BZ	105
HB9PV	105
HB9ABU	105
HB9E Q	104
HB9SJ	104
HB9PP	104
HBAHS	104
HB9AED	104
HB9AAX	104
HB9HC	103
HB9NO	103
HB9OQ	103
HB9LN	103
HB9ABH	103
HB9ABO	102
HB9BX	101
HB9EK	101
HB9EW	101
HB9RK	101
HB9DH	100
HB9WH	100
HB9XO	100
HB9AAG	100
HB9ADM	100
HB9ARL	100

FONE

HB9J	337
HB9TL	330
H9AHA	290
HB9AAA	276
HB9ZU	249
HB9KU	236
HB9ADE	206
HB9TE	204
HB9FE	202
HB9MD	196
HB9EU	181
HB9RB	180
HB9LA	170
HB9JW	146
HB9NT	144
HB9AKQ	141
HB9FU	131
HB9RS	131
HB9ACQ	127
HB9ALE	124
HB9VJ	121
HB9BR	120
HB9DY	120
HB9AMV	120
HB9X	112
HB9US	112
HB9ASK	112
HB9CX	109
HB9DT	109
HB9JZ	107
HB9AQF	106
HB9HM	102
HB9LF	101
HB9ALB	101
	(HB9MQ)

Deutsche Fuchsjagd-Meisterschaft 1973

29. April in Lahr/Schwarzwald

Der Ortsverband Lahr des DAC lädt auch alle Peilsportinteressierten aus HB zu diesem Anlass ein. Dieser beginnt am Vortage mit einem Anfahrtwettbewerb auf 144 und 430 MHz und gemütlicher Runde am Abend.

Am Sonntag wird zur 80m- und 2m-Fuchsjagd gestartet. «Siegerehrung» und bunter Abend beschliessen diesen Tag. Näher Auskünfte erteilt der OV Lahr, Box 2233, D-763 Lahr.

«cq-DL»

Die Geschäftsstelle des DAC teilt uns mit, dass die Clubzeitschrift «cq-DL» von OMs, die nicht in Deutschland wohnen auch im Abonnement erhältlich ist. Der Abonnementspreis beträgt DM 16.— (inkl. Versandkosten als Drucksache), zahlbar auf Postscheckkonto Hamburg 35611-201, Deutscher Amateur Radio Club e. V., D-3501 Baunatal.

Adressen und Treffpunkte der Sektionen
Adresses et réunions des Sections

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

Associazione Radioamatori Ticinesi (ART)
Rolando Covelle (HB9JE), Via Malmera 6, 6500 Bellinzona.
Ritrovi: Gruppo Bellinzona, tutti i sabato alle ore 14, Caffé-Bar Ramarro, Via F. Zorzi, Bellinzona.
Locarno, ogni giovedi 20.30, Ristorante Oldrati au Lac. Lugano, ogni mercoledi 20.30, Ristorante Tivoli, Breganzona. Mendrisio e Chiasso, ogni mercoledi 20.00, locale del gruppo, Tremona.

Basel
René Hueter (HB9ATX), Neuwillerstrasse 5, 4153 Reinach BL.
Restaurant Helm, jeden Freitag um 20.30. Monitorfrequenzen: 29,6 MHz und Kanal S 24. FM-Relaisstation: Kanal R 70, Rufton 1435 Hz.

Bern
Carlo de Maddalena (HB9QA), Riedliweg 9, 3053 Münchenbuchsee
Restaurant Schanzenegg, letzter Donnerstag des Monats 20.30, Monitorfrequenz: 29,6 MHz

Biel-Bienne
Ernst Klein (HB9AMK), Bielstrasse 40, 2560 Nidau
Rest. Rebstock, Neumarktstrasse 46, Biel.
Jeden 2. Dienstag des Monats um 20.00

Fribourg
Claude Oechslin (HB9XT), 1530 Payerne
Café des Chemins de fer à Fribourg, Café de l'Aviation à Payerne, le mercredi soir, alternativement.

Genève
R. Ganty (HB9ASA), 23, Ave. Ste. Cécile, 1217 Meyrin.
Centre Marignac, 28 av. Eugène Lance, Grand Lancy (autobus no 4) chaque jeudi dès 20.30

Jura
Edmond Fell (HB9MDV), Rue Auguste Quiquerez 70, 2800 Delémont. Réunion mensuelles selon convocations personelles.

Lausanne
Michel Vonlanthen (HB9AFO), Rue de Lausanne 8, 1030 Bussigny
Le Cazard, rue Pré du Marché 15—17, Lausanne, chaque vendredi dès 20.30.

Luzern
Max Rüegger (HB9ACC), Studhaldenstrasse 13, 6000 Luzern.
Restaurant Schweizerheim, Ebikon, jeden 3. Mittwoch d. M. um 20.00 Monatszusammenkunft, übrige Mittwoche d. M. freie Zusammenkunft

Radio Club Ticino (RCT)
Gianni Mandelli (HE9HCC), Via del Tiglio 31, 6900 Cassarate.
Ritrovo: Ogni mercoledi e venerdi 20.30. Sede sociale, Via Concordia, Cassarate.

Rheintal
Jak. Schaub (HB9AHY), Schläppiweg 10, 9474 Räfis SG. Hotel Stadthof Chur, 4. Donnerstag des Monats 20.00. Hotel City Buchs, 2. Freitag d. M. 20.00. Sked: jeden Montag 21.00 auf 145,6 MHz.

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

St. Gallen
Walter Rohrer (HB9UQ), Viktor-Hardung-Strasse 41, 9011 St. Gallen
Hotel Montana, Rosenbergstrasse 55, 1. Dienstag des Monats.

Solothurn
Ernst Schneider (HB9ABT), Ursprungstrasse 36, 4912 Aarwangen
Restaurant Fuchsenhöhle, jeden Mittwoch. Offizieller Stamm letzter Mittwoch des Monats.

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

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

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

Zug
Armin Donauer (HB9MEO), Euw, 6314 Unterägeri ZG
Fischerstube 1. Stock (Altstadt), 1. Donnerstag und 3. Mittwoch des Monats.

Zürich
H. Stegmann (HB9AFG), Hofwiesenstr. 89, 8057 Zürich.
Clublokal «Freizeitanlage Pro Juventute», Bachwiesenstrasse 40, 8047 Zürich. Öffnungszeit des Clublokals, jeden Dienstag ab 20.00. Monatsversammlung jeden 1. Dienstag des Monats um 20.00.

Zürichsee
Ulrich Hofer (HB9ALQ), Rankstrasse 39, 8703 Erlenbach
Hotel Sonne, Küsnacht ZH, jeden 2. Freitag des Monats um 20.00

Neue SSB- und CW-Entwicklungen

Von Helmut Spieler, DL 6 FY, 8 München 21, Friedenheimer Str. 123 B

Die folgenden Empfängerschaltungen eignen sich besonders gut für Geradeausbetrieb. Sie sind trotzdem oder vielleicht gerade deswegen in mancher Hinsicht leistungsfähiger als Superhetschaltungen.

CW-Zweiphasen-Empfänger

Wenn man eine ankommende Empfangsschwingung gleich nach dem Antenneneingang oder nach geringer Vorverstärkung in einem Mischer mit einer Oszillatorschwingung gleicher Frequenz mischt, entsteht im Ausgang des Mischers die Frequenz Null, d. h. eine Gleichspannung in Höhe von z. B. wenigen Mikrovolt. Wird die Empfangsschwingung getastet, erscheinen am Mischerausgang entsprechende Gleichspannungs-Telegrafie-Zeichen in Mikrovoltstärke. Ein Tiefpaßfilter **(Abb. 1)**

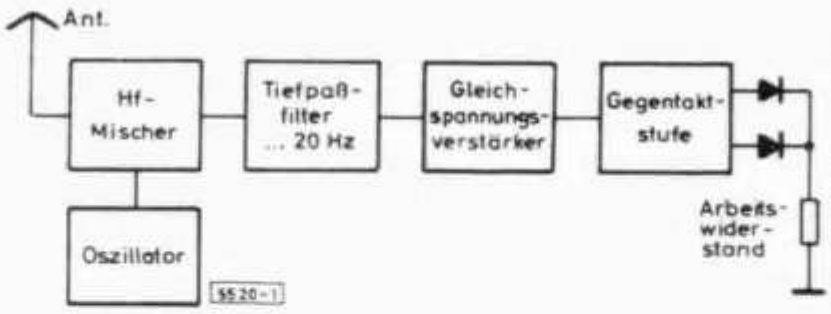


Abb. 1. Eine Überlagerung von Schwingungen gleicher Frequenz und übereinstimmender Phase liefert Gleichspannungen verschiedener Polarität, die mit Hilfe einer Gegentakt-Gleichrichterstufe zu einer Spannung einheitlicher Polarität umgeformt werden

siebt anschließend alle Frequenzen aus, die höher als die zu übertragende Impulsfrequenz sind. Bei normaler handgetasteter Telegrafie kann also das Tiefpaßfilter eine obere Grenzfrequenz von 20 Hz haben. Damit werden zugleich alle störenden Hf-Empfangsfrequenzen beseitigt, die weiter als ±20 Hz von der Oszillatorfrequenz abliegen, das ergibt also einen Verkehrskanal von 40 Hz Breite. Da das Tiefpaßfilter mit fast beliebig steilen Flanken hergestellt werden kann und diese Siebung schon im Mikrovoltbereich geschieht, sind Trennschärfe und Störsicherheit sehr hoch. Allerdings muß man die Mikrovolt-CW-Gleichspannungssignale noch verstärken und hörbar machen, was aber nicht so schwierig ist. Ein viel größeres Hindernis besteht darin, daß die CW-Zeichen mit positiver oder negativer Polarität in den Mischern nur dann entstehen, wenn die Phasenlage zwischen Empfangs- und Oszillatorschwingung 0° oder 180° beträgt. Ist sie aber 90° oder 270°, so entsteht überhaupt nichts und in den Zwischenlagen ist die Signalstärke entsprechend herabgesetzt. Um diesem Nachteil abzuhelfen, verwenden wir einen zweiten, völlig gleichen Empfangsweg, in dem der Oszillator mit einer Phasenverschiebung von 90° gegenüber dem anderen Oszillator arbeitet. Mithin entsteht in dem einen Empfangszweig immer dann ein maximales Signal, wenn es im anderen Zweig völlig aussetzt. Wir brauchen dann die Gleichspannungsimpulse nach ihrer Verstärkung in jedem Zweig nur noch auf einheitliche Polarität zu bringen und sie einem gemeinsamen Summierwiderstand (z. B. einem Relais) zuzuführen. Das Telegrafiezeichen an diesem Summierwiderstand wird also abwechselnd von den Zweigen geliefert und zwar im Takt der (geringen) Frequenzabweichung zwischen Empfangs- und Oszillatorschwingung. Das Blockschaltbild einer solchen Anordnung (mit gemeinsamem Oszillator) zeigt **Abb. 2.**

Anstelle der Gleichspannungsverstärker kann man auch einen Chopper einsetzen, also einen hochwertigen Zerhacker, der die Gleichspannungssignale in Tonfrequenzen umformt und komplex zu einem einheitlichen Tonsignal zusammensetzt, das leicht verstärkt werden kann.

Die Schaltung kann zu einem Transceiver ergänzt werden durch Anfügen eines Geradeaus-Leistungsverstärkers mit Steuerung aus dem Empfängeroszillator. Das ergibt bei Ein-Kanal-Betrieb im QSO auch bei nicht ganz frequenzstabilen Oszillatoren eine gegenseitige Nachführung, so daß sich die Stationen nicht verlieren können.

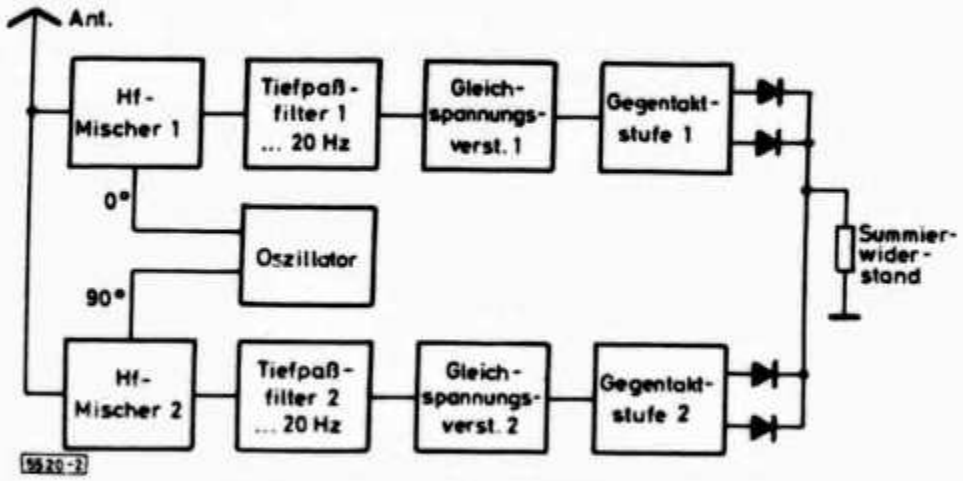


Abb. 2. Telegrafie-Zweiphasen-Empfänger

Es ist nicht besonders schwierig, im Oszillator eine frequenzunabhängige Phasenverschiebung von 90° zu erzielen. Am einfachsten geht das mit einer rein kapazitiv belasteten Pufferstufe, wobei die Kapazität pro Band so groß gewählt wird, daß sich eine Verstärkung von etwa Eins ergibt. Da die Amateurbänder nur schmal sind, muß diese Kapazität beim Durchstimmen nicht verändert werden.

SSB-Zweigempfänger

Wenn man in der Blockschaltung nach Abb. 2 den Durchlaßbereich der Tiefpaßfilter auf z. B. 1,5 kHz erweitert, hat man einen SSB-Empfänger für Sender mit ausgestrahltem Träger. Angenommen, man will das obere Seitenband eines AM-Senders empfangen, dessen Träger 3 700 kHz und dessen höchste Modulationsfrequenz 3 kHz beträgt. Dann stellt man den Oszillator auf die Mitte des oberen Seitenbandes ein, also auf 3 701,5 kHz. Der Sender soll zunächst unmoduliert sein. Aus den Hf-Mischern kommt dann ein Ton von 1,5 kHz, der einem Nf-Träger entspricht. Da er in den Zweigen auftritt, werde er Zweigträger genannt. Er hat von Zweig zu Zweig 90° Phasenunterschied, weil auch die Oszillatorschwingung diesen Phasenunterschied aufweist. Nach Durchlaufen der Tiefpaßfilter und kräftiger Verstärkung wird diese Zweigträgerschwingung in jedem Zweig durch die Gegentaktstufe mit den anschließenden Dioden zu Halbwellen gleichgerichtet. Da die Halbwellen des einen Zweiges zwischen denen des anderen Zweiges liegen (wegen der 90°-Verschiebung) entsteht am gemeinsamen Summierwiderstand eine Trägergleichspannung, überlagert von einer geringen Restwelligkeit, deren tiefste Frequenz (vierfache Zweigträgerfrequenz) weit außerhalb des Übertragungsbereichs liegt. Wird nun der ankommende Sendeträger (3 700 kHz) moduliert, so schwankt auch die Trägergleichspannung am Summierwiderstand im Takt der Modulation. Diese kann man dann einfach über einen Kondensator abnehmen.

Die Tiefpaßfilter mit einer Grenzfrequenz von 1,5 kHz sieben alles aus, was bei der Mischung mit der Oszillatorschwingung höhere Frequenzen als 1,5 kHz ergibt, das ist also alles, was mehr als 1,5 kHz über oder unter der Oszillatorfrequenz liegt. Mithin wird nur das obere Seitenband samt Sendeträger durchgelassen. Dreht man nun den Oszillator auf die Mitte des unteren Seitenbandes, also auf 3 698,5 kHz, so ändert sich an der beschriebenen Wirkungsweise gar nichts, außer daß der Durchlaßbereich eben nur das untere Seitenband samt Sendeträger überdeckt. Es ist also weder eine Seitenbandumschaltung nötig, noch treten Tonverfälschungen durch ungenaue Abstimmung auf. Das ändert sich auch nicht, wenn der Sender neben dem Träger nur ein Seitenband ausstrahlt.

Daß bei diesen Vorgängen keine Verzerrungen auftreten, ist den Frequenz- und Phasenverhältnissen in den Zweigen nach den Regeln der sogenannten Dritten Methode zuzuschreiben. Diese Regeln besagen, vereinfacht dargestellt, folgendes:

a) Zwei Mischer, an deren Eingängen eine gleichphasige Schwingung fe liegt und die mit einer Oszillatorschwingung fo von 90° Unterschied gesteuert werden, liefern an ihren Ausgängen Überlagerungsschwingungen mit der Summenfrequenz fs = fe + fo und mit der Differenzfrequenz fd = fe − fo oder fo − fe, deren jede von Zweig zu Zweig auch 90° Phasenverschiebung aufweist, und zwar in der gleichen Richtung wie die Oszillatorschwingung. Nur wenn fe größer als fo ist, kehrt sich die Richtung der Phasenverschiebung nur für fd um.

b) Wird zusätzlich auch fe zwischen den Eingängen um 90° verschoben, so erhält auch fs und fd eine zusätzliche Phasenverschiebung von 90°, und zwar in

der gleichen Richtung wie fe. Nur wenn fe kleiner als fo ist, kehrt sich die Richtung der zusätzlichen Phasenverschiebung nur für fd um.

Wenn beispielsweise der genannte AM-Sender (3 700 kHz) mit einem Ton von 800 Hz moduliert wird, entstehen die Seitenbandfrequenzen 3 699,2 und 3 700,8 kHz. Bei Einstellung des Oszillators auf die Mitte des oberen Seitenbandes (3 701,5 kHz) und einer Oszillatorphasenverschiebung von +90° zwischen Zweig 1 und 2 entstehen in den Hf-Mischern die Frequenzen:

Untere Seitenbandzweigfrequenz	2,3 kHz mit +90° nach Satz a)
Zweigträgerfrequenz	1,5 kHz mit +90° nach Satz a)
Obere Seitenbandzweigfrequenz	0,7 kHz mit +90° nach Satz a)

Die untere Seitenbandzweigfrequenz wird durch das Tiefpaßfilter (Grenzfrequenz 1,5 kHz) entfernt. Die beiden anderen mischen sich nach ihrer Verstärkung in jedem Doppelweggleichrichter, wobei die Schwingung mit der größten Amplitude (1,5 kHz) die Öffnungszeiten der Dioden bestimmt und somit als „Oszillatorschwingung" anzusehen ist. An den Gleichrichterausgängen entstehen also die Frequenzen:

2,2 kHz mit +90° nach Satz a) und +90° nach Satz b) = 180°
0,8 kHz mit +90° nach Satz a) und −90° nach Satz b) = 0°.

Da die Mischgleichrichterausgänge unmittelbar zusammengeschaltet sind, hebt sich die inverse Frequenz 2,2 kHz auf, wenn ihre Amplituden in beiden Zweigen genau gleich sind.

Wer sich für die technische Ausführung dieser Schaltungsform interessiert, sei auf die Veröffentlichung in der Funkschau hingewiesen (siehe Literaturverzeichnis). Für Amateurzwecke ist diese Ausführungsform weniger geeignet, weil sie einen doch ziemlich starken Sendeträger benötigt. Zwar kann man damit auch senden, wenn man die Vorgänge umgekehrt ablaufen läßt, wegen der nötigen Zusatzeinrichtungen ist aber dann die im nächsten Abschnitt beschriebene Ausführungsform besser.

SSB-Empfang ohne Träger

Wenn der Sender keinen Träger ausstrahlt, fällt in den Zweigverstärkern der Zweigträger weg. Man kann ihn ersetzen durch eine Nf-Generatorschwingung gleicher Frequenz mit ebenfalls 90° Phasenverschiebung von Zweig zu Zweig. Die Modulationsfrequenzen werden dabei genau so verarbeitet wie oben beschrieben, lediglich der Zweigträger bildet kein Maß für die Feldstärke mehr, man kann ihn also überhaupt wegfallen lassen durch Verwendung von Balancemischern anstelle der Diodengleichrichter.

Das Blockschaltbild einer solchen Anordnung zeigt **Abb. 3.** Wir haben hier also einen SSB-Empfänger für Sender mit unterdrücktem Träger. Man braucht deshalb auch keinen Durchlaßbereich von ±1,5 kHz mehr, es genügen vielmehr ±1,2 kHz, wodurch dann nur die Sendermodulationsfrequenzen 300...2 700 Hz erfaßt werden, was für Amateurzwecke gerade richtig ist.

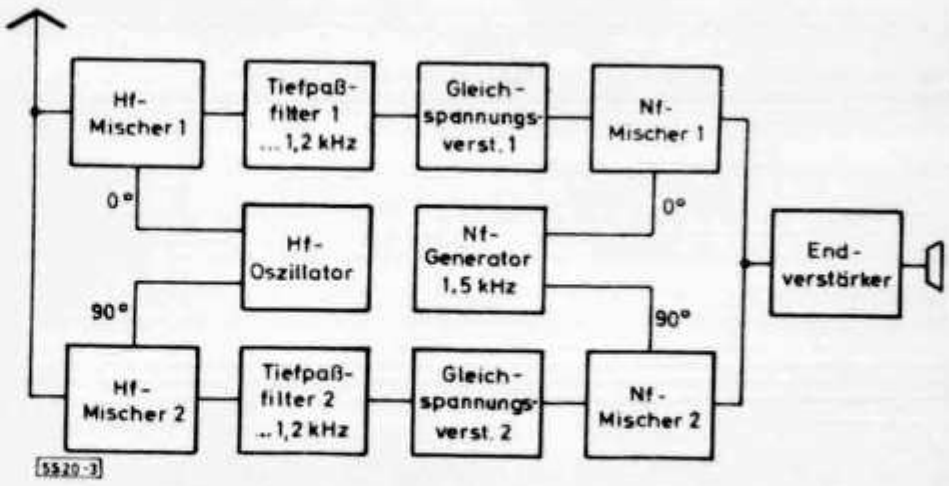


Abb. 3. Telefonieempfänger nach der Dritten Methode für SSB-Sender mit unterdrücktem Träger

Nachdem hier allerdings der „Zweigträger", jetzt Nf-Generatorschwingung, nicht mehr automatisch beim Seitenbandwechsel die Phase ändert, muß man diese wie-

der von Hand umschalten (durch Umpolen des Nf-Generators). Auch ist die Abstimmung wieder sehr genau, weil sich die Generatorfrequenz nicht automatisch mit der Abstimmung ändert. Dies macht im Amateurbetrieb wenig aus, weil man wegen CW sowieso eine sehr genaue Abstimmung braucht.

Diese Ausführungsform entspricht nun ziemlich genau den Prinzipien der in der Literatur beschriebenen Dritten Methode von Weaver, allerdings in weiterentwickelter Form. Dementsprechend ist die Schaltung auch zum Senden geeignet, indem man die Vorgänge in umgekehrter Reihenfolge ablaufen läßt.

Die guten Eigenschaften bleiben auch beim Senden erhalten, es können also keine nebeneinanderliegenden Seitenbänder auftreten, mithin gibt es keine sogenannte „Seitenbandunterdrückung". Statt der im Blockschaltbild gezeichneten Gleichspannungsverstärker sind auch gewöhnliche Nf-Verstärker möglich, zum Beispiel mit einer unteren Grenzfrequenz von 50 Hz. Es bildet sich dann in der Mitte des Übertragungsbereichs eine Lücke von 100 Hz Breite aus, die aber praktisch nicht bemerkbar ist. Auch CW ist mit dieser Schaltung zu empfangen, wenn man das Tiefpaßfilter auf 20 Hz einengt und im Falle der Verwendung von Nf-Verstärkern die Übertragungszeitkonstante auf ca. 5 Sekunden erhöht.

Frequenzumtastung

Beim Durchgang der Empfangsfrequenz durch die Oszillatorfrequenz ergibt sich ein Phasensprung der Zweigfrequenz, der zur Abstimmungsanzeige und zur Frequenzumtastung ausgenutzt werden kann. Zu diesem Zweck schließt man an die Ausgänge der Zweigverstärker zusätzliche Äste mit 90°-Phasenschiebern gleicher Schieberichtung an (90° für die jeweils verwendete Hubfrequenz) und verbindet die Ausgänge kreuzweise mit Arbeitswiderständen (**Abb. 4**). Wenn die Empfangsfrequenz über der Oszillatorfrequenz liegt, spricht der eine Arbeitswiderstand an, wenn sie darunter liegt, der andere. Das Senden von Umtastfrequenzen geschieht mit einer Schaltung nach Abb. 3. Den Nf-Mischern wird eine konstante Tonfrequenz zugeführt, wodurch der Sender eine Schwingung neben der Mittenfrequenz ausstrahlt. Die Umtastung erfolgt durch Umpolen der Zweige. Der Oszillator schwingt dabei auch während der Umtastung immer mit der gleichen Frequenz (Mittenfrequenz) und kann diese auch während der Tastung kontinuierlich ausstrahlen. Auch können mehrere Umtastfrequenzen gleichzeitig und unabhängig voneinander arbeiten.

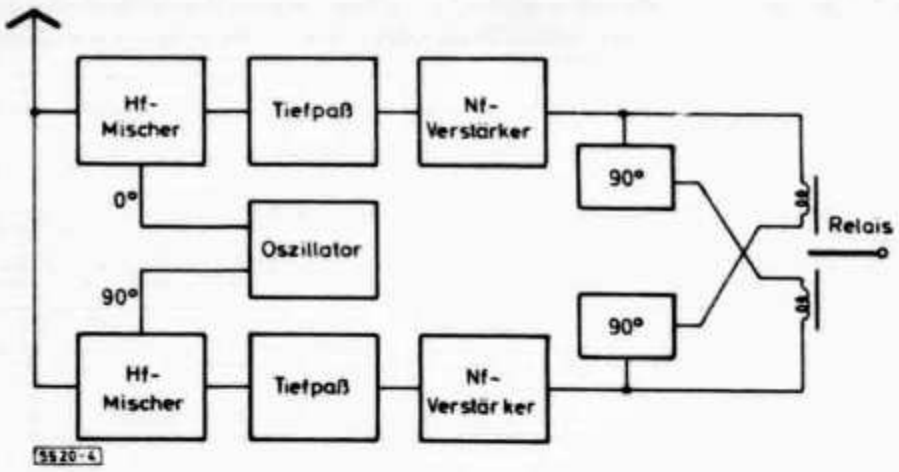


Abb. 4. Abstimmanzeige oder Frequenzumtastung durch Ausnutzung des Phasensprungs beim Schwebungsnull-Durchgang

Praktische Ausführung

Für jede der beschriebenen Grundschaltungen gibt es zahlreiche Variationen, die in dieser groben Übersicht nicht angeführt werden konnten. Der Gesamtkomplex ist so umfangreich, daß es dem Verfasser unmöglich war, alles experimentell durchzuarbeiten. Am intensivsten erprobt wurde die CW-Zweiphasen-Empfängertechnik. Das jetzt vorhandene Versuchsgerät mit Chopper liefert sehr gute Ergebnisse, obwohl als Filter nur drei gewöhnliche RC-Glieder pro Zweig eingesetzt sind. Der Oszillator schwingt frei auf 80 m und hat auch bei diesen schmalen Bandbreiten eine völlig ausreichende Frequenzkonstanz. Es sei aber darauf hingewiesen, daß die Herstellung eines solchen Gerätes eine ausgeklügelte Schaltungs- und Aufbautechnik erfordert und den Besitz einer guten Laborausrüstung (hochohmiges Universalinstrument, Meßsender, Oszillograf und Nf-Generator) voraussetzt.

Die Grundschaltung nach Abb. 2 ist ebenfalls soweit entwickelt, daß die wesentlichen Probleme beherrscht werden. Von der Form nach Abb. 4 wurden mehrere Versuchsempfänger für die Bänder 80 bis 20 m, mit LC- oder RC-Filtern, gebaut. Diese Grundform ist ebenfalls voll brauchbar, obwohl dafür auch das oben Gesagte bezüglich der Herstellung gilt. Sie ist sogar unproblematischer als die nach Abb. 2, weil wegen des fehlenden Zweigträgers die Symmetrie der Zweige nicht übertrieben hoch sein muß. Problematisch war aber die gleichzeitige Verwendung der Empfängerstufen zum Senden, weil die Umschaltung sehr kompliziert war und die umgekehrten Funktionen zum Teil nicht in der gewünschten Weise abliefen. Mit besser geeigneten Einzelteilen als sie der Verfasser hatte, müßte sich aber auch hier ein gutes Ergebnis erzielen lassen.

Literatur

[1] Weaver, Donald K.: A third method of generation and detection of single-side-band signals. Proc. Inst. Radio Engs. 1956, Bd. 44, Nr. 12, S. 1703.
[2] Alfke, P.: Ein neuer Einseitenbandmodulator. Funktechnik 1958, Nr. 6, S. 169.
[3] Aspinwall, J. F. H.: The third method. Wireless World 1959, Nr. 1, S. 39.
[4] Funksprechgerät mit neuartigem Einseitenbandverfahren. Zeitschriftendienst in Funktechnik 1959, Nr. 13, S. 477.
[5] Meinke, H. und Gundlach, F. W.: Die Dritte Methode. Taschenbuch der Hochfrequenztechnik 1962, S. 1311 u. 1499.
[6] Peltz, Günther: SSB nach der Dritten Methode. DL-QTC 1963, Nr. 2, S. 50.
[7] Spieler, H.: Einseitenbandübertragungseinrichtung nach der Dritten Methode. Deutsches Patentamt, Offenlegungsschriften Nr. 1616312, 1801855, in Vorb.: 2062012, 2150617.
[8] Spieler, H.: Einseitenband-Rundfunkempfänger mit ungewöhnlichen Eigenschaften. Funkschau 1972, Heft 14, Seite 485.

„cq-DL"

Linear- PA III nach DL 9 AH

Von Arno Weidemann, 464 Wattenscheid, Blücherstraße 69

Die Schriftleitung weist ausdrücklich auf die Gefahren hin, die bei Betrieb eines solchen Verstärkers direkt am Netz bestehen. Solche Geräte sind nach VDE unzulässig. Es wird empfohlen, einen derartigen Verstärker nur über einen entsprechend großen Trenntrafo zu betreiben.

Ausgehend von dem Grundgedanken „Viel Leistung für wenig Geld" entwickelte DL 9 AH vor einigen Jahren eine Linear-Endstufe, die mit Gestehungskosten von ca. 150 DM, einschl. Netzteil, einen „Output" von ca. 700 W erbrachte.

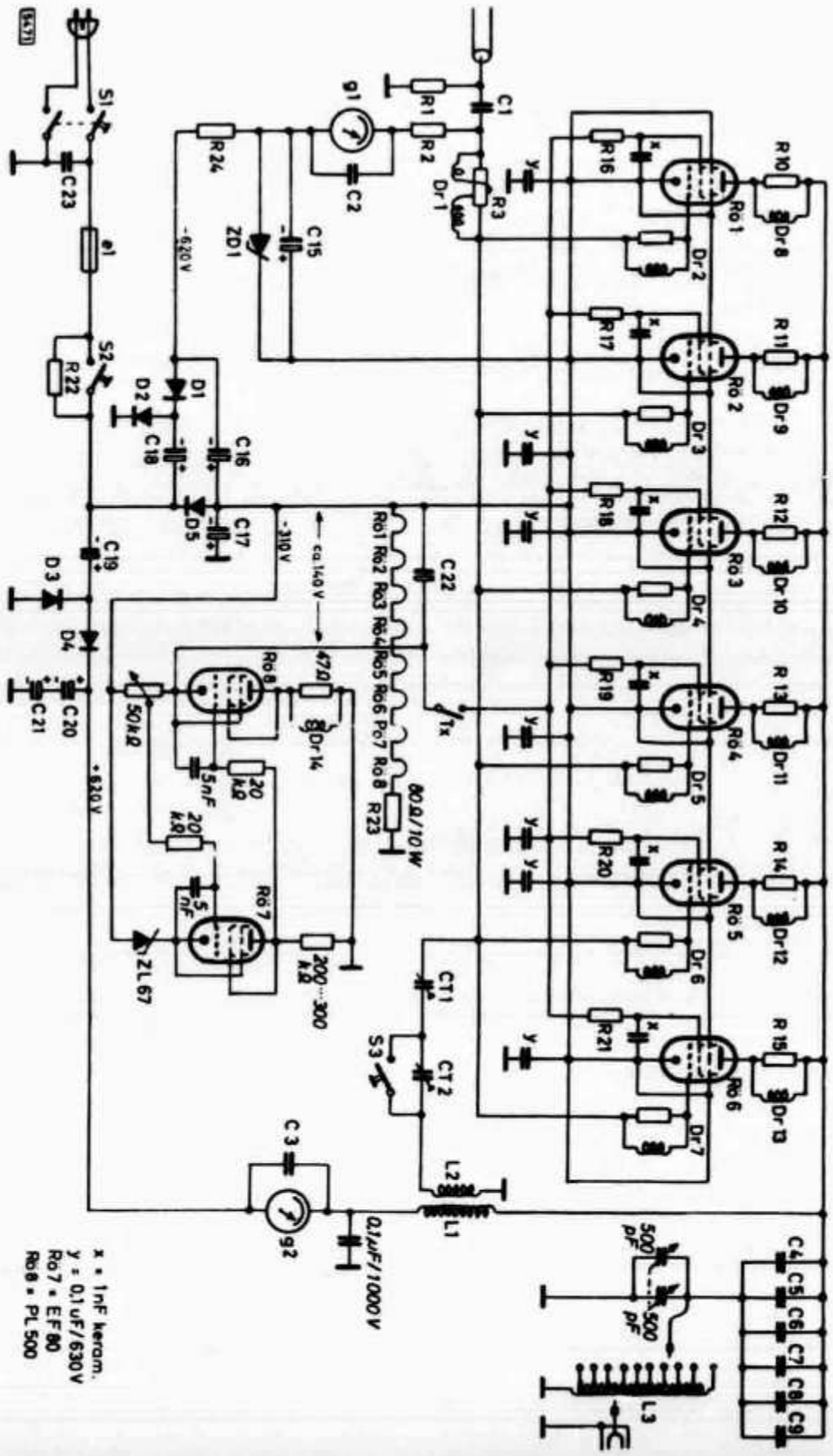
Es handelte sich prinzipiell um die Parallelschaltung von sechs Zeilenendröhren PL 505 (PL 509). Durch einige Besonderheiten war schon bei der ersten Ausführung, die im DL-QTC Heft 10/69 beschrieben wurde, der Wirkungsgrad so hoch, daß der Verfasser sich veranlaßt sah, die grundsätzlich gleiche Anordnung durch Erhöhung der wirksamen Anodenspannung zu einer größeren Ausgangsleistung bei gleichen Gestehungskosten zu treiben. Da aus Gründen der Spannungsstabilität und des einfachen Aufbaues eine Direktgleichrichtung aus dem Netz angestrebt wurde, ergab sich die Schaltung der Linear - PA II, die im Heft 11/70, DL-QTC, veröffentlicht wurde. Um auf eine Betriebsspannung von 900 V zu kommen, wurden hier die Katoden auf −300 V hochgelegt und die Anoden gegenüber Masse mit +610 V aus einer unsymmetrischen Spannungsverdopplung versorgt.

Im Zuge des vereinfachten Aufbaues und aus anderen Gründen bot es sich an, Gleichstromheizung zu benutzen. Die Heizfadenkette einschl. des notwendigen Vorwiderstandes wurde von den bereits vorhandenen −300 V gespeist und stellte jetzt einen relativ niederohmigen Spannungsteiler dar, so daß auf einfachste Weise zwischen den einzelnen Heizfäden die notwendige Schirmgitterspannung abgegriffen werden konnte. Die dabei erreichte Spannungsstabilität war ausreichend und ergab einen Output von etwa 1 100 W_{eff} auf 80 und 40 m. Da trotz des Heizquerstromes von 300 mA aber die g2-Spannung bei unterschiedlicher Ansteuerung (SSB) um ca. 15 V schwankte, traten zwei Effekte auf, die verbesserungsfähig erschienen. Zunächst wurden bei längerer Vollast durch den g2-Strom zwei Röhren leicht überheizt, was praktisch allerdings bedeutungslos war. Zum anderen kam es aber bei diesen Röhren mit der besonders hochliegenden Schirmgitterstellheit zu einer ständigen, wenn auch leichten Arbeitspunktverschiebung. Im wesentlichen des letzten

Punktes wegen, um den Verzerrungsabstand noch weiter zu verbessern, wurde bei dieser hier abgebildeten dritten Version die Schirmgitterspannung elektronisch stabilisiert.

Der zusätzliche Materialaufwand von ca. 10 DM erscheint gerechtfertigt, wenn man bedenkt, daß man nun neben einem außerordentlich gutem Verzerrungsabstand bis zu 15 % mehr Output, daher etwa 1 300 W_{eff} erreichen kann. Im Interesse langer Dauerreden, und um ohne Anodenverlustleistungsüberschreitung längere Zeit Oberstrich fahren zu können, wurde die Schirmgitterspannung mit 140 V so gewählt, daß sich etwa 1 100 bis 1 200 W Output bei sehr hohem Wirkungsgrad ergeben (über 80 %). Auf 20 m ergeben sich dann etwa 1 000 W_{eff}, und auf 15 m etwa 800 W_{eff} Output.

Wie aus der **Abb.** zu ersehen ist, arbeitet die Schirmgitterspannungsstabilisation nach dem üblichen Prinzip des elektronisch geregelten Vorwiderstandes, in diesem Fall dargestellt durch die Röhre 8 (PL 500/504). Die notwendige Ansteuerung dieser



Die Schaltung der Linear-Endstufe

Langsröhre erfolgt über die als Gleichstromvorverstärker arbeitende Röhre EF 80. Da solche Regelschaltungen (auch transistorisierte!) zu „wilden Schwingungen" im Hf-Bereich neigen, sind beide Steuergitter Hf-mäßig verriegelt. Die bei dieser Schaltung verbleibende Schirmgitterspannungsinstabilität beträgt bei 0 bis 200 mA Last weniger als 1 V. Mit dem 50-kΩ-Trimmpoti ist die g2-Spannung in weiten Grenzen einstellbar, so daß jetzt hier exakt der Ruhestrom von 200 bis 220 mA eingestellt werden kann.

Während das Erreichen der angegebenen Ausgangsleistung auf 80 und 40 m nahezu problemlos ist, ist auf 20 und im besonderem Maße auf 15 m Wert auf kurze, verlustarme Leitungsführung innerhalb des Schwingkreises zu legen. Untersuchungen haben ergeben, daß Flachmaterial erheblich weniger Induktivität pro Leiterlänge hat als Rundmaterial, so daß es angezeigt ist, die Verbindung Röhrenanoden-Koppelkondensatoren-Drehkondensator aus 30 bis 40 mm breiten, dünnen Blechstreifen zu erstellen. Bei gedrängtem Aufbau und kurzen Leitungslängen kann man damit rechnen, bei 2 bis 3 Windungen an der Spule Resonanz auf 15 m zu finden.

Einzelteil-Liste

Kondensatoren:

C1	= 1500 pF/1000 V
C2 + C3	= 0,1 µF/630 V
C4 – C9	= 3300 pF/1250 V
C10 – C14	= 0,1 µF/630 V
C15/C16/C18	= 100 µF/380 V
C17/C19 – C21	= ca. 1000 µF/380 V
C22	= 300 µF/380 V oder mehr
CT1 + CT2	= 10 – 60 pF/500 V Lufttrimmer
C23	= 0,056 µF/1000 V
C10 + C11	= Rundfunkdrehko 2x500 pF mit möglichst großem Plattenabstand.

Widerstände:

R1	= 200 Ohm (bei 10 Watt Steuerleistung)
	= 60 Ohm (ab 40 Watt Steuerleistung)
R2	= 3 kOhm/2 W
R3	= 50 Ohm/2 W
R4-R15	= 50 Ohm/1 W
R16-R21	= 100 Ohm/0,5 W
R22	= 15 Ohm/8-12 W Porzellan
R23	= 80 Ohm/10 W
R24	= 25 kOhm/4 W

Sonstiges:

D1 + D2	= BY 100 oder ähnliche Parallel zu jeder Diode 1 Kondensator von 10 nF 1000 V (nicht eingezeichnet)
D3 + D4 + D5	= Je 5 parallel geschaltete BY 100 oder ähnliche
e1	= 10 A träge
g1	= ca. 10 mA Vollausschlag
g2	= ca. 2,5 A
ZD1	= ca. ZL 47 (Leistungsdiode 47 V)

Spulen:

L1	= 30 – 35 Wdg. 1,5 mm² NYA (Elektrikerdraht) oder besser NYAF 1,5 mm² (Litze). Einlagig — Wickeldurchmesser 30 mm
L2	= 12 Wdg./NYAF/einlagig auf Wickelkörper in L 1 geschoben. Bei gleichem Wickelsinn am Fußpunkt liegendes Ende an CT2
L3	= 13 Wdg. / Kupferrohr 8 – 10 mm ∅ Wickelkörper 50 mm ∅. Auf jede Wdg. 1 Stck. Kupferrohr 30 mm lang, Innendurchmesser 4 mm anlöten.
Dr.1	= Auf R3 2 Wdg., zu beiden Seiten je ein herausgebogenes Ohr von 2 cm Länge + 2 weiteren Wdg. 1,5 mm NYAF
Dr. 2 - Dr. 7	= 6 – 8 Wdg. Schießdraht
Dr. 8 - Dr. 13	= 5 Wdg. Litze NYAF 1,5 mm²

Ein großer Teil der Schwingkreiskapazität auf 15 m wird durch die Röhrenausgangskapazität dargestellt. Damit hier durch den darauf fließenden Blindstrom möglichst wenig Verluste auftreten, empfiehlt es sich, beide g3-Anschlüsse direkt an den Röhrenfassungen mit der Katode zu verbinden und von dort auf kurzem Wege jeweils einen Kondensator nach Masse zu schalten (y).

Abhängig vom mechanischem Aufbau hat es sich ergeben, daß gelegentlich noch „Barkhausen-Kurz"-Schwingungen auftreten können. Es ist zweckmäßig, gegen diesen Effekt sicherheitshalber jeweils das g2 direkt an den Röhrenfassungen mit einem Kondensator 1 nF/keramisch gegen Katode abzublocken. Zwischenzeitlich haben außer Ultron auch andere Röhrenhersteller die Anodenblechhälften punktverschweißt (z. B. PL 509), so daß jetzt auch von den übrigen Markenfabri-

Vom Elektron zum Schwingkreis (51)

Eine praktische Einführung in die Grundlagen der Amateurfunktechnik

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

Liebe OMs!

Heute fassen wir unser Wissen vom Parallelkreis in knapper Form zusammen und wollen später untersuchen, was im Parallelkreis geschieht, wenn die Speisefrequenz geändert wird. Um allen Überraschungen begegnen zu können, schauen wir uns vorher die Merksätze 114, 116, 122, 123 und 124 mit ihren Abbildungen an.

Wir merken: (128):

Parallel-L/C-Kreis

Der Strom durch L oder der Strom durch C kann größer sein als der Gesamtstrom. Der Gesamtstrom ist gleich dem Unterschied der Einzelströme.

Der kapazitive Strom muß stets vom induktiven Strom abgezogen werden. $I = I_L - I_C$

Der Gesamtblindleitwert ist gleich dem Unterschied der Einzelblindleitwerte. $B = B_L - B_C$

Wenn B_L größer als B_C ist, wirkt der Kreis induktiv und kann für diese Frequenz durch eine Induktivität ersetzt werden.

Wenn B_C größer als B_L ist, wirkt der Kreis kapazitiv und kann für diese Frequenz durch eine Kapazität ersetzt werden.

Die Resonanz im Parallelkreis

Aus verlustfreien Schaltgliedern bauen wir einen Parallelkreis auf und verbinden ihn mit einem Blindleitwertmeßgerät. Der Kreis wird von einem Durchdrehsender mit konstanter Spannung gespeist. Die Frequenz des Senders läßt sich vom Gleichstrom ($f = 0$) bis zu einer unendlich hohen Frequenz ($f = \infty$) durchdrehen (Abb. 1). Der Blindleitwert der Spule L wird mit B_L bezeichnet. Bei Gleichstrom leitet die Spule ausgezeichnet und B_L ist sehr groß. Bei Hochfrequenz leitet L nur noch schlecht und B_L wird immer kleiner. Der Verlauf von B_L wird durch die hyperbelförmige Kurve in Abb. 2 dargestellt. Weil wir die induktiven Blindleitwerte als positiv angenommen haben, liegt die B_L-Kurve über der waagerechten Achse. Unter ihr sehen wir den Verlauf des Blindleitwertes des Kondensators B_C. Bei Gleichstrom leitet C gar nicht und $B_C = 0$. Mit dem Ansteigen der Frequenz leitet C immer besser und B_C wird geradlinig größer. Wir nehmen B_C als negativ an und legen die Kurve unter die waagerechte Achse.

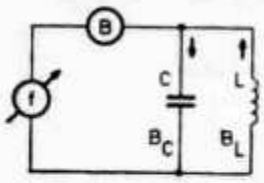


Abb. 1

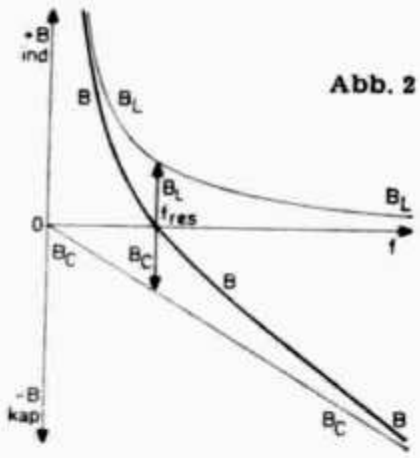


Abb. 2

Der gesamte Blindleitwert des Parallelkreises ist nach Merksatz 128: $B = B_L - B_C$. Seine Veränderung mit der Speisefrequenz wird durch die dicke Kurve dargestellt. Wir können sie erhalten, indem wir das B-Instrument von kHz zu kHz ablesen, die Ergebnisse punktweise über der entsprechenden Frequenz eintragen und durch einen Kurvenzug verbinden. Zeichnerisch könnten wir auch die Abstände der B_L-Werte von der Null-Linie um die Abstände der B_C-Werte von derselben Linie vermindern und erhielten ebenfalls punktweise die B-Kurve.

Bei unserem Versuch ergibt sich für B ein bemerkenswerter Punkt, wenn die B-Kurve die waagerechte Null-Linie schneidet.

---

katen die neueren Ausführungen Verwendung finden können. Der Spannungsabfall an R23 kann zur Speisung eines hochohmigen Antennenrelais benutzt werden. Soll diese Anordnung, oder auch andere, mit anderen Röhren oder anderen Betriebsspannungen gefahren werden, so können mit Hilfe folgender Arbeitsformeln leicht der Arbeitswiderstand Ra oder die günstigste Anodenkapazität Ca bestimmt werden (Eintakt-Halbwellen-Verstärker):

Pentode/B-Betrieb:

Hier ist B = 0. B_L und B_C sind gleich groß; daher wird $B = B_L - B_C = 0$. Wenn der Leitwert Null ist, bedeutet dies, daß keine Leitung mehr stattfindet. Der Parallelkreis wirkt bei dieser Frequenz wie eine Leitungsunterbrechung; also so, als wenn wir die Zuleitungen zum Durchdrehsender abgeklemmt hätten. Der Parallelkreis ist hier äußerst hochohmig. Er wird deswegen auch Sperrkreis genannt.

Eine Strommessung im Kreis; im L-Zweig oder C-Zweig ließe uns allerdings die Haare zu Berge stehen. Hier fließt ein gewaltiger Strom, der im verlustfreien Kreis sogar unendlich wäre. Es ist nur den um 180° entgegengesetzten Stromrichtungen zu verdanken, daß wir nach außen nichts davon bemerken. In der Praxis sorgen die unvermeidlichen Verlustwiderstände dafür, daß I_L und I_C nicht übergroß werden können. Es ist aber schon oft in Sendern passiert, daß sich durch den hohen Kreisstrom 4 mm starke Spulendrähte aus ihren Halterungen herausgelötet haben, daß Stahlfedern von Drehkos in Weißglut gerieten und andere Scherze mehr.

Die Erscheinung, daß B = 0 wird, nennt man Resonanz. Die Frequenz, bei der Parallelresonanz auftritt, heißt Resonanzfrequenz. Abschließend untersuchen wir den Verlauf der B-Kurve in Abb. 2. Vom Gleichstrom (f = 0) bis zur Resonanzfrequenz f_{res} verläuft B über der Null-Linie. B ist in diesem Bereich induktiv und der Parallelkreis könnte für eine einzelne Frequenz durch eine Induktivität ersetzt werden. Von f_{res} bis $f\infty$ liegt die B-Kurve unter der Null-Linie. B ist in diesem Gebiet negativ, also kapazitiv, und der Parallelkreis kann hier für eine bestimmte Frequenz durch eine Kapazität ersetzt werden.

Wir merken: (129):

Die Parallelresonanz

Ein Parallel-L/C-Kreis ist in Resonanz, wenn der induktive Blindleitwert und der kapazitive Blindleitwert gleich groß sind und sich dadurch gegenseitig aufheben.

$B_L = B_C \qquad B_L - B_C = 0$

Bei Resonanz ist der Blindleitwert gleich Null.

Bei Resonanz ist der Blindwiderstand unendlich groß. Der Parallel-L/C-Kreis wirkt wie eine Leitungsunterbrechung. Er heißt Sperrkreis.

$B = 0 \qquad X = \infty$

Der Parallel-L/C-Kreis ist hochohmig.

Die Erklärung mit Hilfe der Leitwerte war bequem zu verstehen. Wir wollen aber auch den Verlauf des Blindwiderstandes X untersuchen. Dazu dient der gleiche Aufbau wie in Abb. 1, nur muß statt des B-Instrumentes ein X-Instrument verwendet werden (Abb. 3). Von f = 0 bis f_{res} steigt der induktive Blindwiderstand immer stärker an, bis er bei f_{res} unendlich groß wird. Bei f_{res} ist gleichzeitig der kapazitive Blindwiderstand unendlich groß. Er nimmt ab, um bei $f = \infty$ Null zu werden. Bei f_{res} ist X gleichzeitig induktiv und kapazitiv unendlich; also ganz unbestimmt. Dieser seltsame Zustand ist aber leicht erklärlich, weil bei f_{res} der Kreis völlig sperrt und kein Speisestrom mehr fließt. Wenn kein Strom fließt, ist es auch wenig sinnvoll, von einem Blindwiderstand zu reden.

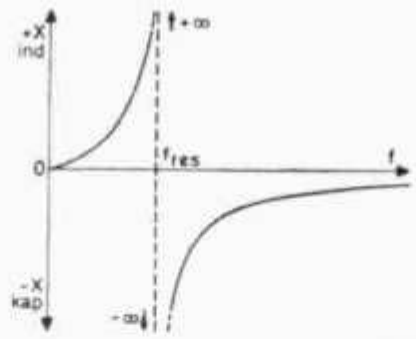


Abb. 3

Übungsfragen und Aufgaben:

1. Vergleichen Sie Merksatz 128 mit Merksatz 115! 2. Wann wirkt ein Parallelkreis als Induktivität? 3. Wann wirkt ein Parallelkreis als Kapazität? 4. Warum ist im Parallelkreis der Strom größer als der Speisestrom? 5. Ein Parallelkreis hat L = 2 H, C = 1 µF. Er liegt an 220 V, 50 Hz. a) I_L = ? b) I_C = ? c) I = ? d) Wirkt der Kreis induktiv oder kapazitiv? 6. Warum

---

$$Ra = \frac{(Ua - Ua/rest) \cdot 2}{Ia \cdot \pi}$$

$$Ca = \frac{Ia \cdot Q}{(Ua - Ua/rest) \cdot 4f}$$

Ua = Betriebsspannung
Ua/rest = Anodenrestspannung
(Bei Zeilenendröhren etwa 50 bis 70 Volt)
Ia = Anodengleichstrom
Q = Gütefaktor (üblicherweise = 10)
f = Frequenz

Die errechneten Werte haben sich in der Praxis als erstaunlich optimal herausgestellt. Abschließend ist festzustellen, daß die beim Verfasser seit einem Jahr in Betrieb befindlichen Röhren keinen erkennbaren Emissionsverlust aufweisen, so daß man mit Recht von einem robusten Betrieb reden kann.

„cq-DL"

A. BERTEMES F3NB

Au cours des dernières années, Radio-REF a publié deux articles (*) sur la propagation des ondes de très hautes fréquences (THF) dans la Troposphère.

Le fait que ces deux articles aient été particulièrement appréciés par de nombreux radioamateurs français et étrangers, nous a incité à poser à leur auteur un certain nombre de questions sur le même sujet.

Au nom de tous ceux qui s'intéressent aux THF (ils sont de plus en plus nombreux) nous remercions vivement F3NB d'avoir accepté ce travail, permettant ainsi à Radio-REF de publier un nouvel article très documenté sur la propagation troposphérique et l'influence des phénomènes météorologiques sur cette propagation.

La Rédaction.

Question 1 :

Pendant de nombreuses années, on a considéré que pour les ondes de fréquence supérieure à 100 MHz, la portée normale était limitée à l'horizon radioélectrique.

On savait néanmoins qu'il existait des périodes dites « de propagation anormale » (*DUCT*) *durant lesquelles ces ondes de très hautes fréquences permettaient subitement des liaisons DX.*

Ensuite, des expérimentateurs, amateurs et professionnels, ont commencé à mettre en évidence le fait que les ondes THF pouvaient être reçues de façon continue, *à des distances bien au-delà de l'horizon.*

Sur quels phénomènes reposent les liaisons lointaines réalisées quotidiennement par différents radioamateurs, quelles que soient les conditions de propagation ?

Réponse :

Un article précédent paru dans Radio-REF d'avril 1966, a indiqué sommairement que dans les conditions de propagation dites **« Standard » :**

a) l'affaiblissement des ondes THF augmente brusquement et de façon importante au-delà de l'horizon radioélectrique, conformément au phénomène de diffraction autour d'une terre sphérique.

Cette augmentation atteint quelques dizaines de décibels, au-dessus de la valeur donnée pour l'espace libre.

b) au-delà de cette zone, le taux d'affaiblissement prend alors une valeur beaucoup plus faible et l'on continue à recevoir **des signaux de niveau mesurable, jusqu'à de très grandes distances.**

Le caractère extrêmement variable des signaux reçus de façon permanente à grande distance d'un émetteur THF, donne à penser qu'ils sont dus aux irrégularités de l'indice de réfraction de la basse atmosphère terrestre (Troposphère).

Question 2 :

Tous les amateurs utilisant ces fréquences ont effectivement constaté les très fortes variations de niveau qui affectent les signaux reçus en THF, même parfois pour des stations situées à faible distance.

(*) Voir Radio-REF janvier 1964, pages 9 à 20 et Radio-REF avril 1966, pages 251 à 267.

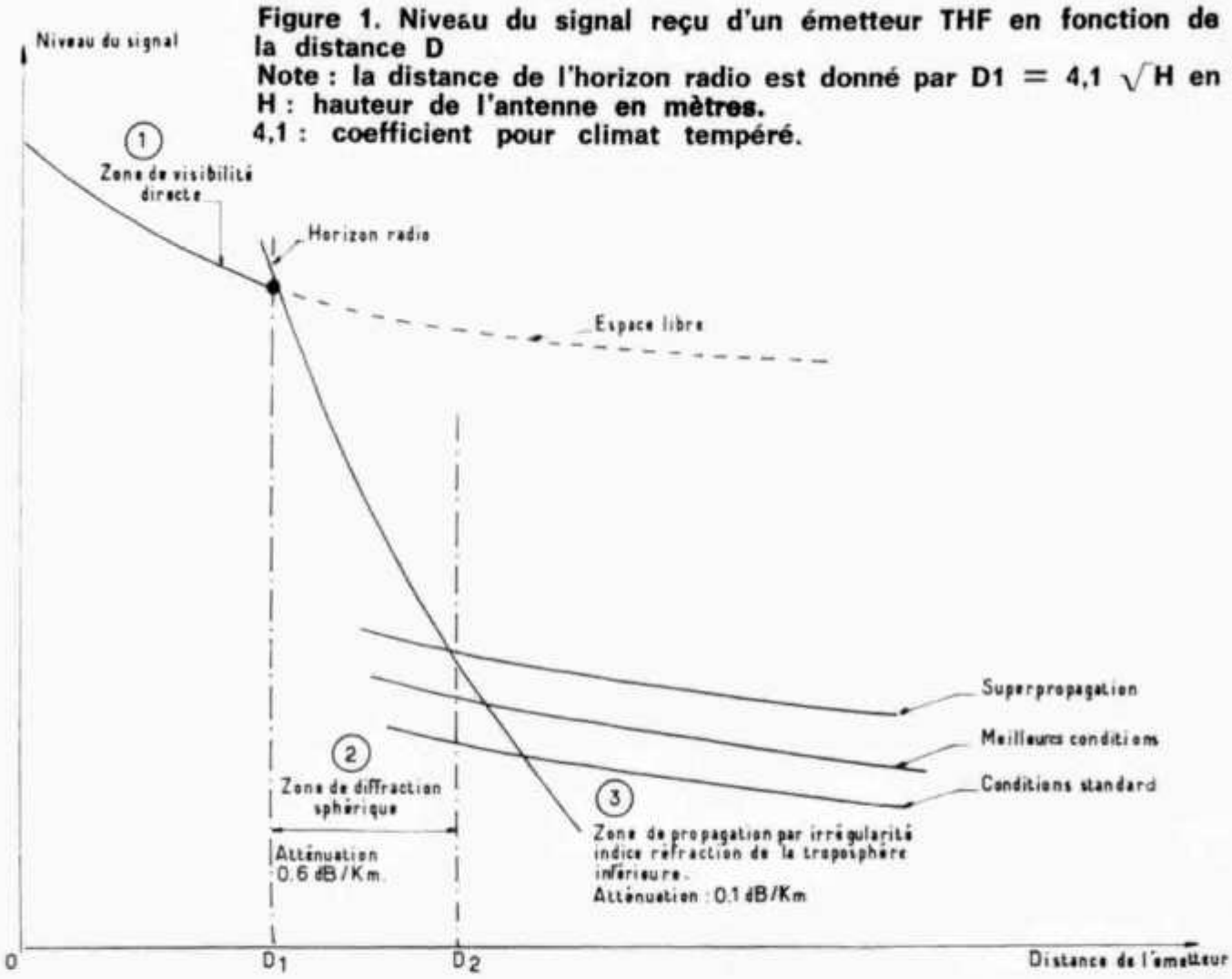


Figure 1. Niveau du signal reçu d'un émetteur THF en fonction de la distance D
Note : la distance de l'horizon radio est donné par D1 = 4,1 $\sqrt{H}$ en km.
H : hauteur de l'antenne en mètres.
4,1 : coefficient pour climat tempéré.

Quelles sont les causes principales des dites fluctuations ?

Réponse :

Il faut d'abord noter que les variations de niveau enregistrées sont de deux catégories :

— Variations instantanées.
— Variations lentes (diurnes ou saisonnières par exemple).

En règle générale, pour les liaisons **« en visibilité directe ou quasi directe »**, on note assez peu de fluctuations erratiques et rapides des signaux reçus (1), mais par contre de lentes variations de niveau dont l'**origine peut être attribuée aux changements de la réfractivité moyenne de l'atmosphère inférieure.**

Rappelons en passant que pour une antenne placée à 10 mètres au-dessus d'un sol dégagé de tout obstacle, la zone de visibilité radioélectrique est représentée par un cercle d'environ 40 kilomètres de rayon ayant l'aérien pour centre.

(1) Nous ne tenons pas compte des variations de niveau se présentant sous forme de battements rapides, de fréquence variable, dus généralement au passage d'un aéronef.

• **Pour les distances dépassant l'horizon radioélectrique** de quelques dizaines de kilomètres, dans la zone où la propagation d'une onde THF s'effectue presque exclusivement par diffraction autour de la surface terrestre supposée sphérique, les variations de niveau peuvent être très importantes.

Nous attirons en particulier l'attention des OM sur le point suivant :

Même avec un correspondant relativement proche, situé par exemple à 40 ou 50 kilomètres de votre station, le niveau de réception peut facilement différer d'une dizaine de dB, d'un jour à l'autre, voire au cours d'une même journée, rendant assez aléatoire toutes comparaisons d'équipements (antennes, émetteurs ou convertisseurs) comme celles fréquemment entendues sur les bandes 144 ou 432 MHz :

« Hier, je vous recevais S8, aujourd'hui, après votre changement d'aérien, je vous reçois S9. Vous avez donc gagné 6 dB avec votre nouvelle antenne » . C'est possible mais c'est peut être simplement la propagation qui a varié.

• Enfin, **au-delà de la zone de diffraction,** la propagation du signal s'effectue grâce aux hétérogénéités de l'atmosphère et dépend en-

tièrement des caractéristiques radiométéorologiques de la basse troposphère, ce qui explique l'amplitude des variations de niveau (QSB), affectant toute réception de stations lointaines, en dehors des périodes dites de **« propagation anormale ou de superpropagation ».**

Question 3 :

Compte tenu que les variations, instantanées ou lentes, des conditions de réception semblent dépendre entièrement des conditions météorologiques du moment, est-il possible d'avancer une théorie pour expliquer les phénomènes constatés et pour tenter au besoin d'en prévoir les caractéristiques générales ?

Réponse :

Au cours des dernières années l'étude approfondie de la propagation des ondes comprises entre 30 et 30.000 MHz, par de nombreux spécialistes du monde entier, étude recommandée et coordonnée par l'Union Scientifique Internationale de Radio (URSI) en collaboration avec le Comité Consultatif International de radio (CCIR), et l'Organisation Météorologique Mondiale (OMM), a montré clairement que la **propagation des ondes THF est fonction des conditions thermodynamiques rencontrées dans la basse troposphère** (2).

En fait, si l'on considère une liaison VHF ou UHF entre deux points E et R, situés tous deux à la surface du globe, la trajectoire suivie par le rayon radio issu de E pour atteindre R, **reste en permanence dans les basses couches de l'atmosphère.**

On sait que la courbure de cette trajectoire dépend directement du gradient d'indice de réfraction (3) et qu'elle se produit en majeure partie tout près de la surface terrestre, dans la région la plus dense et la plus changeante de l'atmosphère.

L'atmosphère terrestre étant considérée comme homogène dans le plan horizontal, seul le gradient vertical d'indice est pris en considération.

La Valeur numérique de ce gradient (3 bis) dépend de la **distribution verticale des trois paramètres météo bien connus,** à savoir :

P — la pression
H — l'humidité
T — la température.

Ce qui revient à dire que la plupart des problèmes de propagation troposphérique pourraient se ramener à des calculs de réfraction. Malheureusement ces derniers ne peuvent trouver de solution qui si l'on connait la variation de l'indice n avec l'altitude.

Le problème n'est pas simple.

Lorsque l'on étudie l'influence des conditions météorologiques sur la propagation des ondes THF il est très difficile de mettre en évidence une loi physique certaine, tout au plus peut-on dégager une probabilité de loi de nature statistique, tenant compte des paramètres météo qui caractérisent le climat d'une région.

Pour le moment, de nombreux renseignements ont été accumulés pour diverses régions du globe et aident à l'établissement de prévisions.

---

(2) Les questions posées à F3NB ne concernent volontairement que la **propagation troposphérique.** Si des lecteurs de Radio-REF en expriment le désir, nous pourrions présenter plus tard un article sur la propagation des THF par « Diffusion Ionosphérique » et par « E sporadique ».

(3) Voir Radio-REF, janvier 1964.

(3-bis) Rappelons que la refractivité de l'atmosphère est généralement exprimée par le paramètre avec T température absolue en degrés Kelvin — e tension de vapeur d'eau en mb. et P pression atmosphérique en mb.

$$N = (n - 1)\ 10^6$$

$$\text{ou } N = \frac{77{,}6}{T}\left(P + 4810\,\frac{e}{T}\right)$$

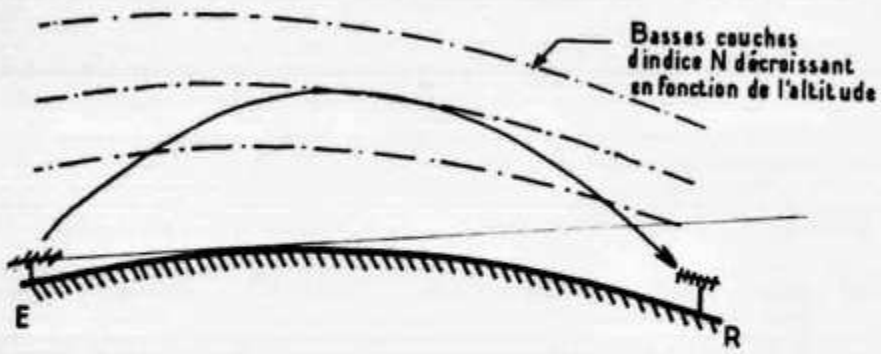


Figure 2.

(fin au prochain numéro)

Consumer integrated circuits in amateur design

by J. R. HEY, Tech (CEI), MSERT, G3TDZ*

Part 3. Audio power

IN the field of audio, the transistor, transformerless, Class B amplifier (Class AB for the purists) rules the roost. It has much to offer in that large powers can be obtained comparatively cheaply with low overall current drain.

Except for the best of hi-fi equipment, where efficiency is low in order of importance and Class A amplifiers seem the only real answer, the Class B transformerless circuit can meet most, if not all, applications, thus establishing itself as the almost universal system.

Before looking at the integrated circuit approach, some elementary discrete device circuitry will be examined. It has been said that to have seen one is to have seen them all. A beginner may find this over-simplification confusing when examining published circuits, but even though a variety of basic configurations do exist, it is true to say they all work broadly alike.

The output stage

For powers lower than about 4W, the simple complementary push-pull output stage of Fig 16(a) is easily the most popular, still making use of germanium transistors such as the AC128/176. Above this power, by far the commonest circuit of all is the quasi-complementary output configuration shown in Fig 16(b).

With germanium the one weak link was the npn transistor; now with silicon the pnp device is the more costly and likely to fail in service. Because of this, full complementary circuits like those of Fig 16(c) and Fig 16(d) are only now becoming common as more reliable devices become available.

Input circuits

From early days, working point stabilization of the whole amplifier has been achieved by enclosing most, if not all of the transistors within the same dc-connected loop.

* Armley Grange Crescent, Leeds LS12 3QL.

Three basic input stage methods are found, variations on these being recognizable when examined closely. The parallel-input stage of Fig 17(a) has the advantage of simplicity and good stability but suffers from the disadvantage of lower gain and very low input resistance due to the parallel feedback. This system still seems popular with Japanese hi-fi equipment makers.

The series circuit of Fig 17(b) is perhaps the most popular in this country, being found in many pa and hi-fi applications. Its advantages are: high gain, higher input impedance and more effective nfb, with perhaps the only disadvantage being the cost of a less popularly polarized input device.

With transistor prices now down to attractive levels, other components can be advantageously replaced by additional active devices. The input network of Fig 17(c) is now becoming very popular in power amplifiers. A similarity will be observed with operational amplifier technique where inverting and non-inverting inputs are provided; these would be the bases of TR1 and TR2. By making R1 equal in value to R4, and using a split ht supply, the mid point or centre line will follow earth or zero potential, without pre-set adjustments being necessary as in other input systems. No output capacitor is required to prevent direct current flow through the load. This differential or long-tail-pair input is found in most of the ic amplifiers to be seen.

It is not always convenient, however, to provide two ht supplies of opposing poles, in this case the centre line must be established by a potential divider across the supply; an isolating capacitor is then essential.

Practical circuits

The circuits of Figs 16 and 17 are incomplete and cannot be employed as they are. A fairly up-to-date 100W audio amplifier based on an RCA design is illustrated in Fig 18 to show what some of the additional components are for. The

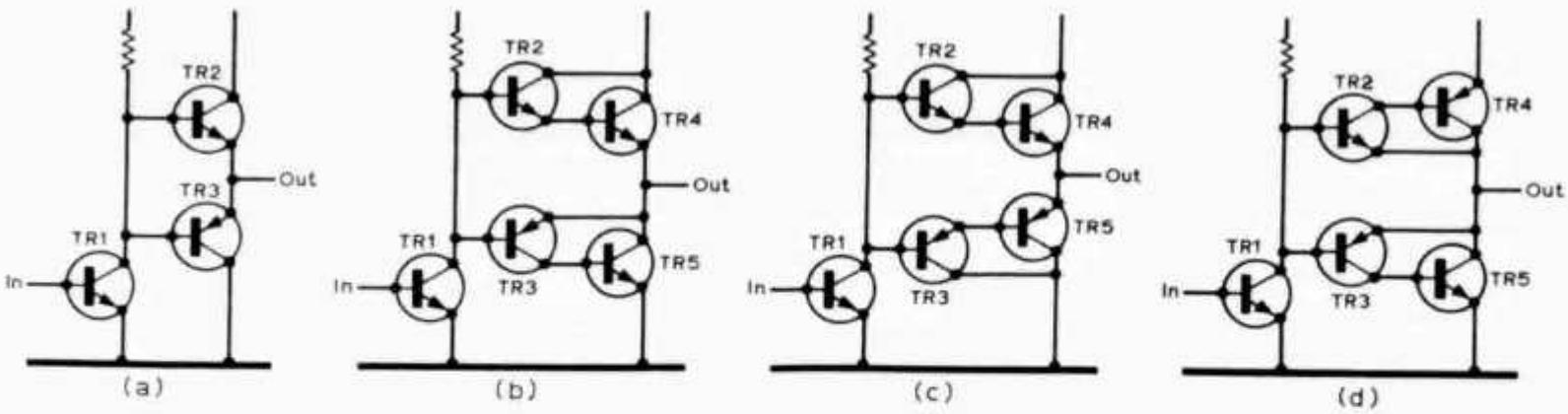


Fig 16. Various forms of complementary and quasi-complementary output stages

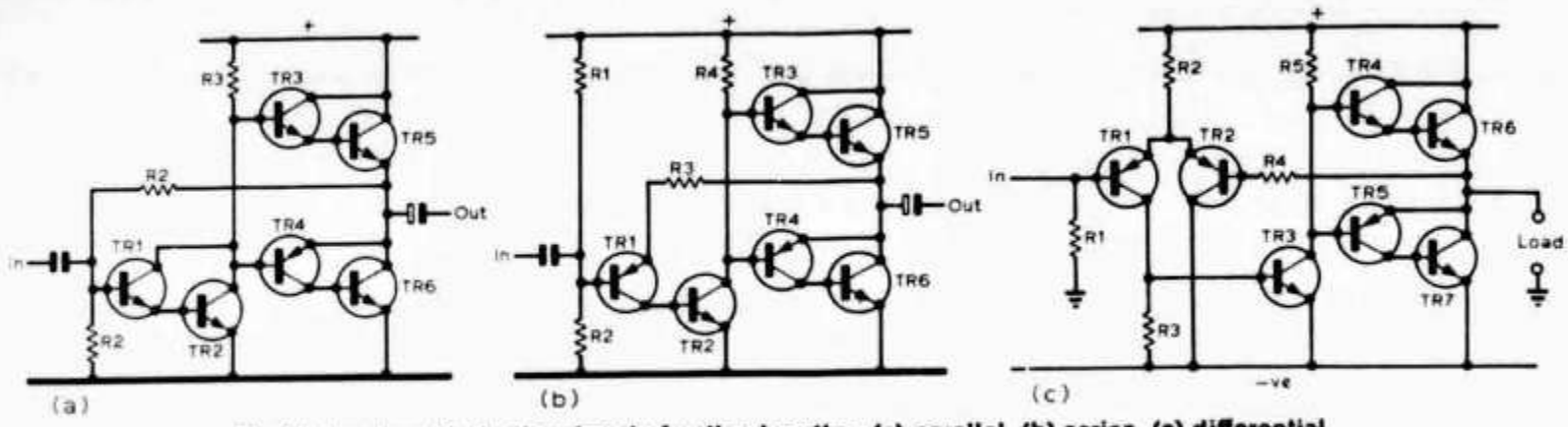


Fig 17. Input methods showing dc feedback paths; (a) parallel, (b) series, (c) differential

overload protection or safety circuit is shown separately for simplification.

As silicon transistors require about 0·6V between base and emitter before conduction can take place, to avoid a most unpleasant cross-over distortion, some forward bias is applied to the drivers TR4 and TR5. The voltage drop across D2, D3, R11 and the pre-set is adjusted so that the output devices are just turned on to a small quiescent current. R12 and R15 clamp down the bases of the output devices to control leakage current, especially when hot.

A surge limiter, R8, protects TR3 under fault conditions; likewise R13 and R14 only take effect when load current becomes excessive. An overload protection circuit senses the voltage developed across these resistors, and when it is too high causes TR8 and TR9 to conduct thus lowering the drive to TR4 and TR5. Clamped to true earth by D5 and D6, the safety circuit is both current and power limiting.

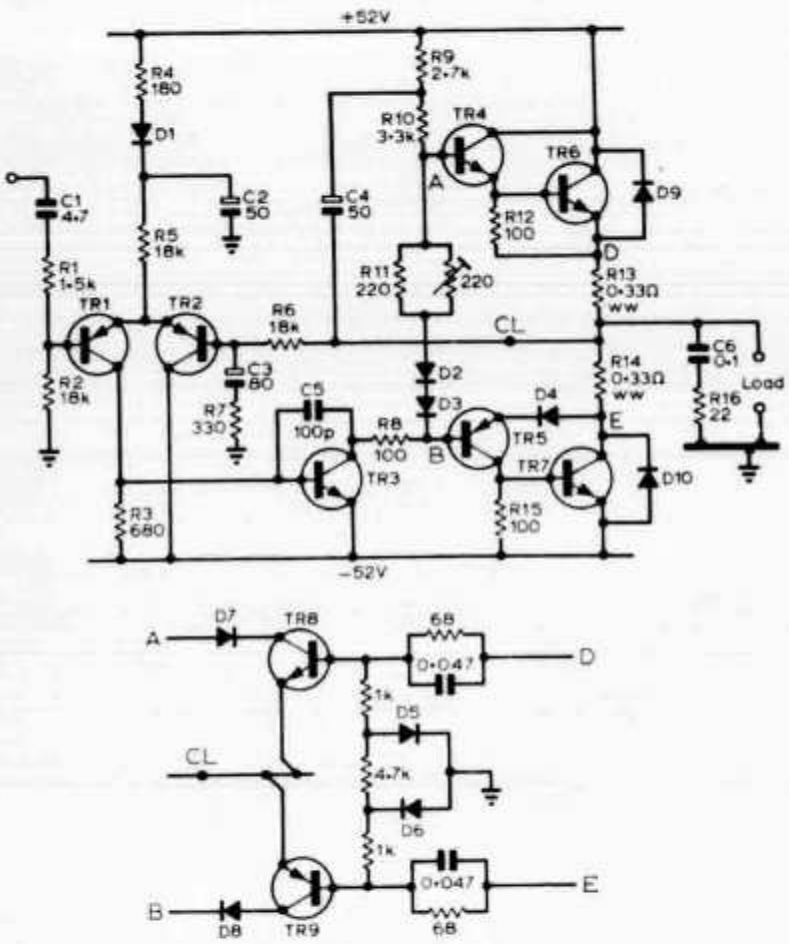


Fig 18. Theoretical circuit of modern 100W power amplifier showing protection circuit

Without C3 and R7, (R2 and R6 being equal for dc reasons), the gain would be unity. The amplifier's gain therefore can readily be set to any desired value by selection of the ratio of R6 to R7.

The load to TR3 is split in two by R9/R10, with C4 forming a bootstrap circuit to prevent current starvation of TR4. Without C4, on positive half cycles when the base of TR4 rises to almost ht value, insufficient voltage would exist to force the required current into TR4 base. C4 then acts as a store and effectively lifts the ht higher at this point, preventing a rounding-off of the upper half cycle.

Across the pre-driver or voltage amplifier, TR3, is connected a small capacitor, C5, which prevents hf instability. Likewise a step network, C6/R16, across the output maintains stability under varying load conditions.

D4 is to equalize the two halves of the output, helping to make a smoother crossover region. In most cases this may be left out without any noticeable change in performance.

Not wishing to dwell any longer on this subject, it is suggested this circuit would modulate a full legal limit pa more economically than any similarly powered thermionic circuit. Here the inductive load makes the inclusion of the two small power rectifiers across TRs 6 and 7, ie D9 and D10, advisable to absorb back-emf spikes, preventing damage to the output transistors.

—And now for the miniature stuff

If the theorectical circuits of most of the ICs listed in Table 1 are examined, a similarity with Fig 18 will be noticed. Sometimes a whole string of transistors is found in the output sections, often in unequal quantities, which looks rather odd.

Pre-drive load resistors are occasionally replaced by a constant current source, that is, another transistor. Bias and voltage references are frequently provided by groups of transistors and diodes with few resistors to be seen. If all these extras are swept from view, Fig 17(c) will be seen winking out from the electronic jungle of that tiny chip.

An idea of typical powers will be grasped from Table 1. One snag, however, with almost all af power ICs is the maximum output current possible—typically 1A. This limits their usefulness when required to work into low impedance loads such as 3 to 4Ω. Makers specify recommended loads varying from 4 to 22Ω, 16Ω being the most popular, followed by 8Ω. Very few openly recommend 4Ω, one of the exceptio .s being the ATES TBA810 illustrated in Figs 19, 20 and 21. This ic will deliver 6·5W at 16V supply

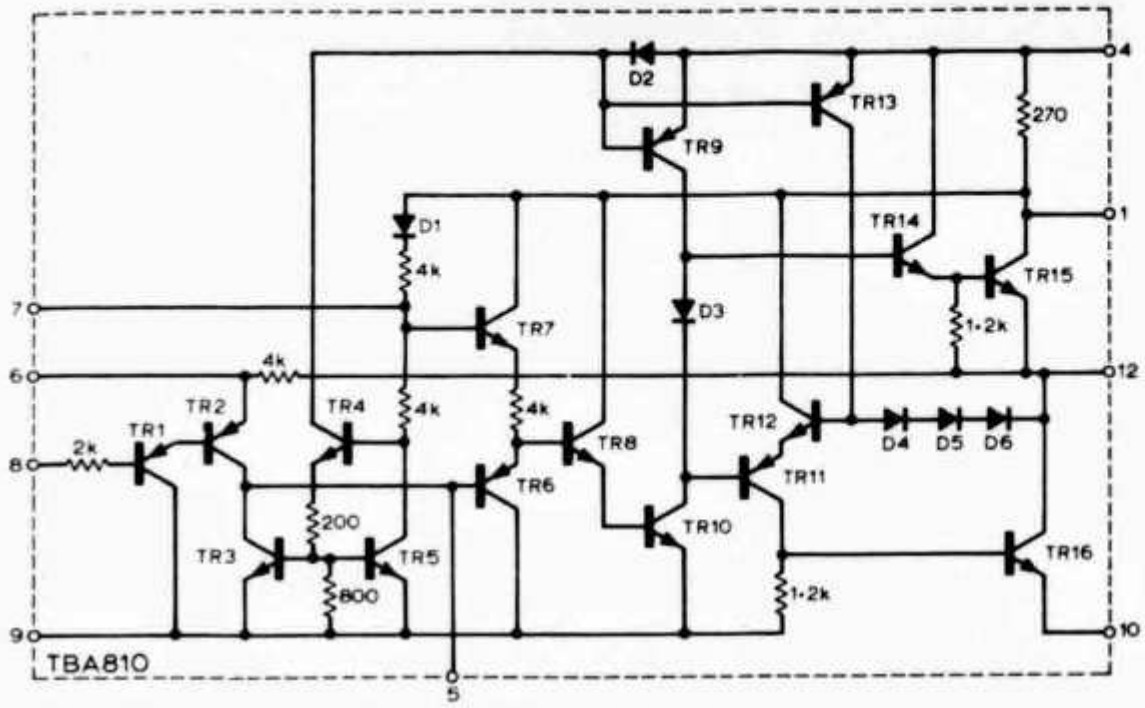


Fig 19. Theoretical circuit o TBA810

into 4Ω; 5·5W at 14·4V into 4Ω; 2·3W at 9V, again into 4Ω; 1W at 6V into 4Ω, and can work with voltages between 3·5 and 20V. A maximum current of 2·2A is quoted with peak non-repetitive current of 3A.

A simple receiver audio circuit is shown in Fig 20 and would be ideal to follow, say, the TBA651, TA7046P, or CA3088E described in Part 1 of this series.

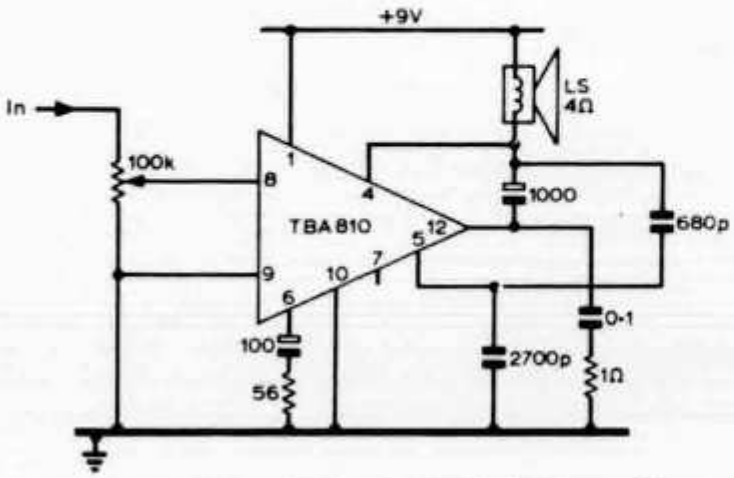


Fig 20. Simple audio circuit suitable for low voltages

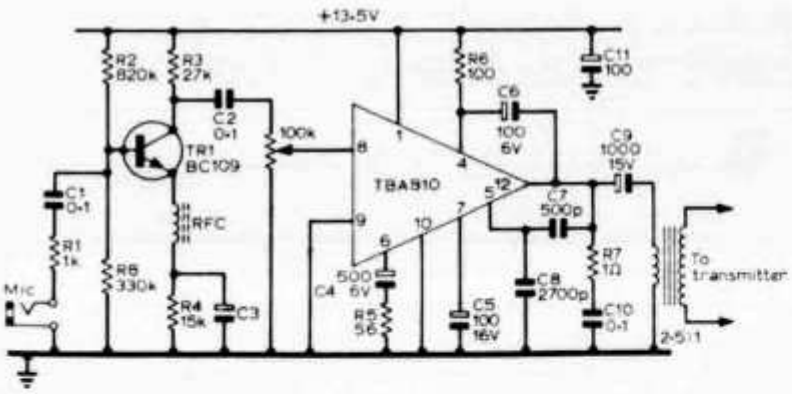


Fig 21. Modulator using TBA810 for portable or mobile transmitter

A modulator suitable for a /P or /M transmitter up to 2·5W is shown in Fig 21. If R5 is made 12Ω, the resulting 15mV sensitivity of the ic alone might be sufficient for many microphones, TR1 then not being necessary.

Another beefy device capable of delivering 8W at a Vcc of 24V into 8Ω is the Texas SN76013; circuit connections for either a receiver audio section or a transmitter modulator are illustrated in Fig 22.

One more snag found with earlier ICs was the gaggle of peripheral components seemingly necessary just to make the ic work. Many of these extras were simply to keep the ic stable, and these frequently had to be changed in value with different loads, making modulator service impossibly complicated. The cost of the ic plus all the extra components

Table 1. A selection of audio ICs, showing power handling ability, together with load and ht requirements

Maker and type number		Power (Watts)	Voltage (Volts)	Load res (Ohms)
Motorola	MFC4000	0·25	12	16
	MFC6000	0·25	12	16
General Electric				
	PA222	1	18–24	—
	PA234	1	9–25	22
Motorola	MFC8010	1	16	16
Plessey	SL402A	2	14	8
SGS	TAA621	2	18	8
Toshiba	TA7091P	2	24	16
Motorola	MFC9010	2	19	16
General Electric				
	PA237	2	9–27	16
Plessey	SL403A	3	18	8
SGS	TAA621	3	24	16
Motorola	MFC9000	4	21	16
ATES	TBA810	4	12	4
General Electric				
	PA246	5	34	—
ATES	TBA800	5	24	16
			18	8
Texas	SN76013	6	24	8/15
ATES	TBA810A	6	16	4
Toshiba	TH9013P	20	45	8
(Thick-film hybrid)				

Addendum: Toshiba have recently introduced another thick-film hybrid integrated circuit, the TH9019P. This delivers 10W into 8Ω with a 32V supply rail.

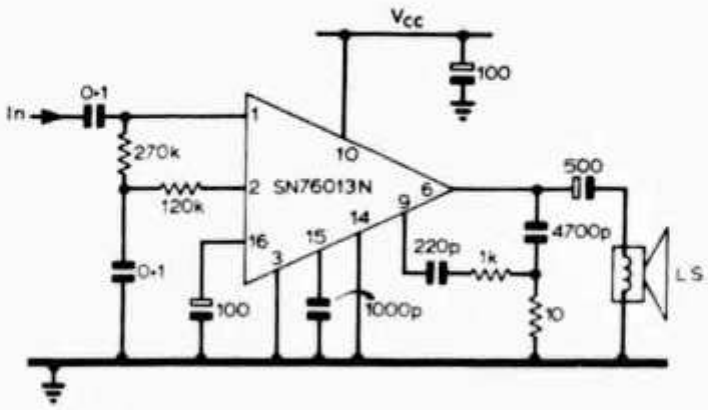


Fig 22. Receiver audio power stage using Texas SN76013N

meant that a circuit employing traditional discrete devices would be a better choice, and cheaper. Three early ICs tested by 'TDZ were not only difficult to stabilize but performed well below expectations of output and distortion.

Things have now improved, later ICs are more business-like and require few extra components. In this category are the two devices already mentioned plus the SGS TAA621. This latter one is offered in a package on a board with the various parts necessary, and called the EA1000.

Before concluding, the Toshiba TH9013P is well worth mentioning. This is not a monolithic ic but a thick-film hybrid in a flat aluminium can 2·9in × 2in and ½in thick; it delivers a thumping 20W, following the basic Fig 17(c) idea.

Conclusion

For mobile or hand portable equipment, these ICs must surely satisfy a demand most elegantly. It must be stated that the list given is only a representative selection and others are appearing all the time. (The General Electric range is no longer manufactured).

Besides complete af power ICs, there are several support devices such as pre-amps and Class A and Class B drivers.

Next in this series: a 2m and a Top Band transmitter circuit will be described which will go well with the modulator of Figs 21 and 22, making /P a practical possibility for many readers.

References

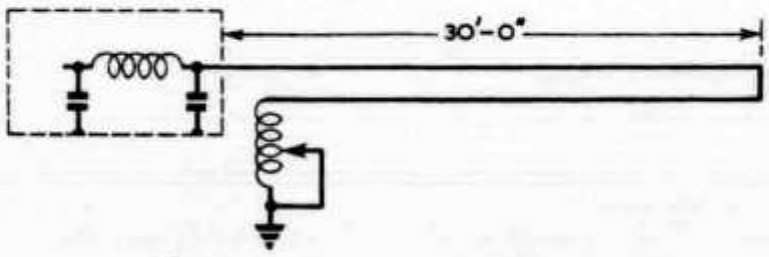
[1] D. A. Tong, "The TAD100 as a tunable i.f. system", *Radio Communication*, February 1972.

[2] J. R. Hey, "A personal portable for 2m", *Short Wave Magazine*, October, November 1971, and June 1972.

RADIO COMMUNICATION

3·5 MHz Mini-Antenna

Folding back arrangements can, of course, often be adopted in order to radiate better signals on 1·8 or 3·5 MHz from sites where only a short span of aerial can be put up. As a rather novel arrangement of this type, R. A. Lowe, ZL1AYN describes a "Mini-Antenna" (*Break-in*, May, 1968) that he has been using on 3·5 MHz although he has only 30 ft available from his shack to his aerial support. The 60 ft or so of wire is simply doubled back, spaced about 6 in with Paxolin spacers and the free-end connected to earth via an ex-ZC1 variable inductor. He reports the system as far more effective than just a 30 ft wire, or a fold-back without the variable inductor.



The ZL1AYN "mini antenna" for 3·5 MHz.

RADIO COMMUNICATION

GET READY FOR THE **USKA HAMFEST 1973**

BERN

19.MAI

THE HALF-WAVE DDRR ANTENNA

BY JOHN J. SCHULTZ,* W2EEY

The half-wave "directional discontinuity ring radiator" presents a number of advantages—both electrical and as far as construction is concerned—over the conventional quarter-wave ring antenna. The design is particularly suitable for v.h.f. operation. Constructional and adjustment details are presented in this article.

THE DDRR ring antenna or hula-hoop antenna—however you prefer to call it—has proved to be a very controversial antenna development. In its original quarter-wave form (fig. 1), it was developed to replace large quarter-wave vertical radiators on medium frequencies. Adapted to use on the high-frequency and v.h.f. bands, it can be made to perform well but proper adjustment of the antenna becomes very critical as the frequency of operation is increased and the useful bandwidth becomes very narrow. The situation is somewhat similar to a very thin wire dipole being used on v.h.f.—very small changes in physical dimensions produces very pronounced changes in operation.

Also, the physical configuration of the antenna makes it somewhat unhandy to construct and support when it is made from tubing. The ungrounded end has to be supported by some insulating material. Both the electrical and physical shortcoming of the DDRR antenna on v.h.f. are overcome nicely by a newly developed commercial design.

Basic Half-Wave DDRR

The basic half-wave DDRR can be simply visualized, as shown in fig. 2, as two conventional quarter-wave DDRR's connected back-to-back. Only one of the sections of the antenna is connected to the transmission line and a small capacitor at the mid-point of the ring—the equivalent of the capacitor at the open end of the conventional DDRR—may be necessary to tune out stray reactance for exact resonance. Since both ends of the ring are at ground potential, they may simply be combined and grounded together. Thus, a single grounded support point is all that is necessary for the antenna structure. This single support point may be connected by a metal rod to the ground plane surface or if an independent ground plane is desired, a similar ring may be connected the proper distance below the first ring—both being directly grounded to the support mast, as shown in fig. 3. The directivity pattern of the antenna is the same as that of the conven-

*1829 Cornelia St., Brooklyn, N.Y.

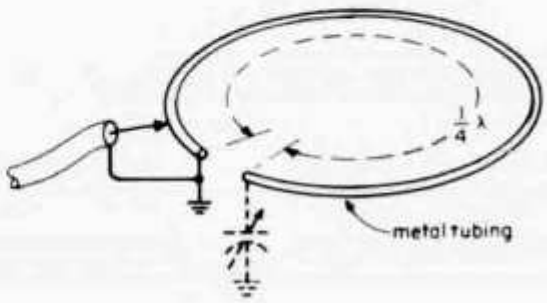


Fig. 1—Conventional quarter-wave ring antenna.

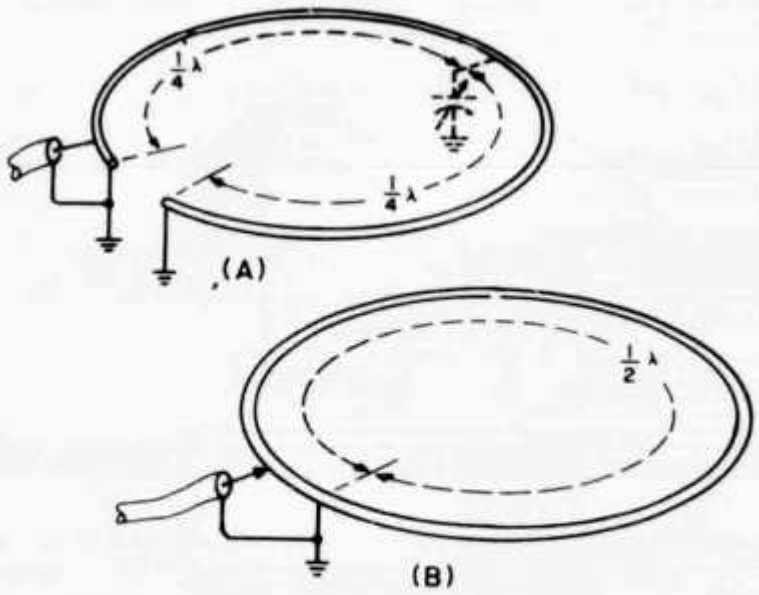


Fig. 2—Basic half-wave ring antenna (A) can be developed from two quarter-wave types but only single ground-support is actually required (B).

tional DDRR—that is, omnidirectional in the horizontal plane. A very minor gain of 1-2 db over a conventional quarter-wave DDRR is also present but this is just an added bonus and not a design objective for the antenna. Another slight bonus of the design is that its completely grounded structure provides a direct path to ground for the buildup of precipitation static charges. With proper adjustment, a half-wave DDRR will exhibit a low s.w.r. over the complete range of almost any v.h.f. band.

A 2 Meter Version

Figure 4 shows a half-wave DDRR dimensioned for operation on the 2-meter band. Because of the effect of the tubing diameter, the total circumference is not exactly a half-wavelength but somewhat reduced, the same as for a conventional dipole used on v.h.f. which is made from tubing. The tubing itself can be thin wall type of either aluminum or copper as long as the outside diameter is correct. With care and using a form, the tubing can be bent into shape. During the process, packing the tubing with fine sand will insure that it doesn't develop any unusual kinks. The ends of the tubing can either be soldered together or joined mechanically. Usually, it is better as far as mechanical stability is concerned to place this "joined" point in the ring at the side opposite the midpoint of the ring which is supported from the ground plane or mounting mast. A solid 1/2" diameter rod should be used for the vertical support to hold the ring above the ground plane. The height of the ring above the ground plane (or similar ring used as a ground plane) is important and cannot be arbitrarily chosen.

Adjustment of the antenna for proper operation with a coaxial feedline of 50 to 72 ohm impedance is fairly simple. With the antenna mounted in place, the tap point of the inner conductor of the coaxial feedline is varied to produce the lowest s.w.r. For the 2-meter model, this distance should be about 1/2" to 3/4" from the ground point. If the lowest s.w.r. which can be achieved is around 1.5:1 or less across the band of frequencies desired, no further adjustments are necessary and the antenna is ready to operate. Otherwise, if the lowest s.w.r. which can be achieved is not acceptable, either one of two adjustments can be made. A small disc plate type capacitor can be connected to the midpoint of the ring opposite the ground point. A disc of about 2" diameter is usually satisfactory. For each setting of the disc capacitor, the feedline tap point is varied to produce the lowest s.w.r. After this is done, the disc setting is changed to reduce the s.w.r. This process is carried back and forth until the lowest possible s.w.r. close to 1:1 is obtained.

Another method that can be used is to tilt the plane of the loop either away from or closer to the ground plane. The effect produced is somewhat similar to the use of the disc capacitor and the adjustments are carried out in the same manner. The only restriction is that the ring plane should not be set much more than 10 to 15 degrees above or below its horizontal axis or else the radiation pattern will be affected.

The half-wave DDRR antenna is a very much improved version of the conventional

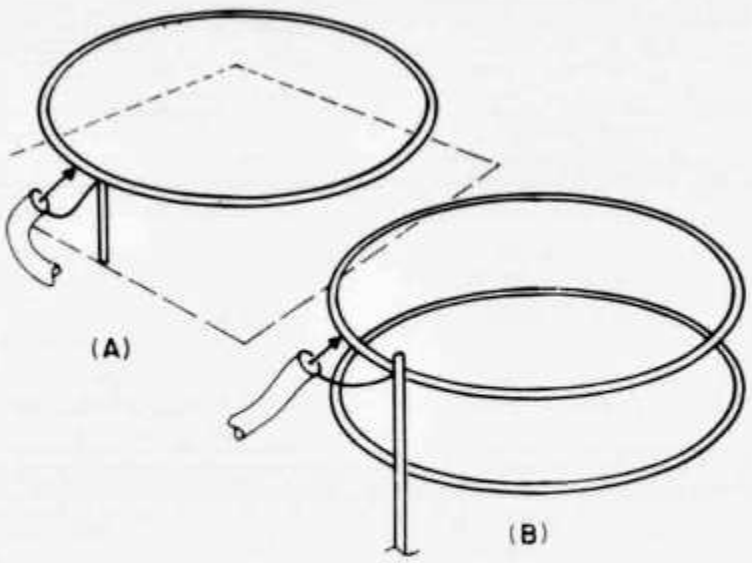


Fig. 3—Single half-wave ring may be mounted at the proper height above a metal ground plane (A) or two rings used (B), one to simulate ground plane.

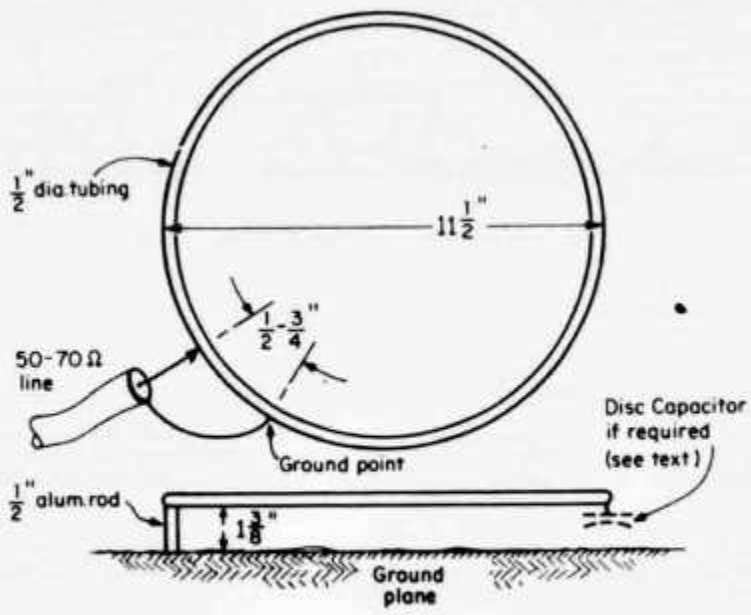


Fig. 4—Top and side view of half-wave ring antenna dimensioned for 2 meters.

DDRR antenna for v.h.f. use. Its dimensions for 6-meters probably make it somewhat impractical for most applications. However, for two meters on down it is particularly easy to construct for either fixed or mobile station use. The dimensions for bands other than two meters can be frequency scaled, as a first approximation, from the dimensions given for the 2-meter model. A model should be constructed for test purposes to determine the final dimensions. CQ Magazine. ■

10 METER DSB TRANSMITTER

by Roland L. Guard, Jr. K4EPI

The DSB transmitter described herein uses crystal control and runs 1 watt or so, which can be used barefoot or to drive an rf amplifier.

The unit should be assembled in a small minibox or built on perf-board or PC board and then installed in a small minibox, as stray hand capacitances can upset the carrier balance.

The transmitter consists of speech amp, carrier oscillator, balanced modulator, and PA stages.

The amount of carrier suppression available with a diode-type balanced modulator is −40 dB.

Care should be taken in selecting the diode pair. Check the forward resistance of several diodes with your VOM until you find two with the same or nearly the same forward resistance. Germanium diodes were used in this unit which were in a grab-bag pack of 50 for $1 from Poly-Paks. The diodes should read at least 10:1 (forward-to-reverse resistance ratio).

Capacitors C2 and C3 are 30 pF variables. Cb is a variable, and capacitor C1 is a 4–30 pF trimmer. Coils L1, L2, and L3 are ¼ in. slug-tuned types removed from a TV PC boards many types of these coil forms

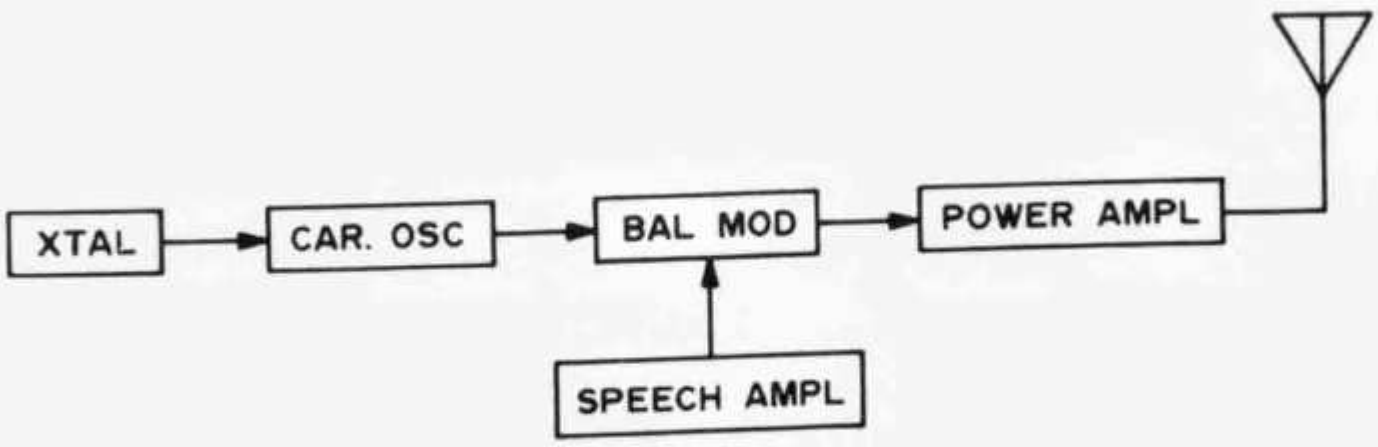


Fig. 1. This block diagram shows the simplicity of the homebrew 10m DBS transmitter. The tenth-watt unit can be used to drive a low-power linear or, for QRP fun, it can be used barefoot.

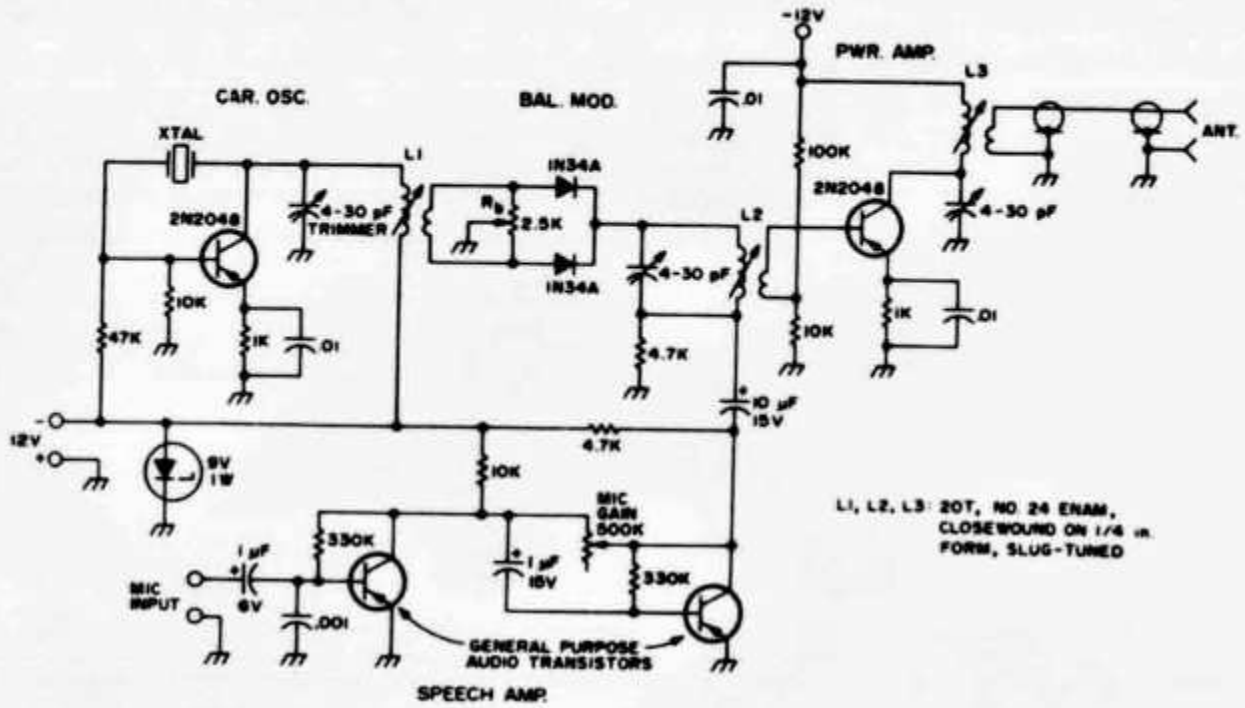


Fig. 2. Schematic diagram of DSB transmitter for 10m.

were tried and, although the ferrite slugs vary in Q, all coils resonated at 10 meters by juggling the slugs and tuning capacitors settings.

After checking the transmitter for operation by listening for the signal on a receiver, peak L1 and C1 for maximum S-meter strength. Then null out the carrier (minimum S-meter indication) with pot R_b. L2 and C2 may also be varied to null out the carrier. With the carrier nulled out, speak into the microphone with the mike gain control half open. You should be able to hear the double-sideband signal in your receiver. Next adjust L3 and C3 for maximum output.

At the home station, I use an RCA WO-88A oscilloscope to monitor the 50 kHz i-f strip in my Mohawk receiver. Observing the scope with the signal tuned in on 10 meters makes balancing the carrier a cinch. If you don't have a scope, monitoring your S-meter is sufficient.

On my scope, the carrier suppression of this transmitter is sufficient to put it way below noise level on the 10 meter band.

The carrier balancing adjustments should be carried out with the rig installed in its minibox, cover on. Small holes should be drilled in the appropriate places for adjusting the coils and trimmers. Changing crystals may upset the carrier balance and you will have to make the balance adjustments again. A few times and this becomes child's play.

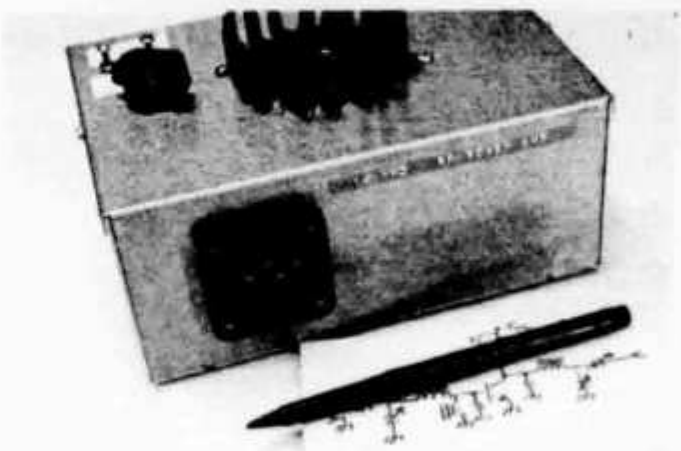
Today's receivers can receive a DSB signal with no difficulty. Most of the time, operators will not be aware you are using DSB. This rig could easily drive a 6146B which would give you about 100W PEP.

This rig can also be used on any other band by changing the coils and crystal. To do this, "borrow" coil data from other published articles for the band you want. A homebrew vfo could also be built for this rig. This rig could be made into a walkie-talkie or hidden in the glove compartment of a car. It would be just the thing for talk-in at hamfests.

You can squeeze more power from Q2 by reducing the resistor values shown or by applying more voltage to Q2 collector (not to exceed the rated voltage for the particular transistor you use). However, you could also drive Q2 into a nonlinear operating condition. For DSB, as in SSB, you must operate the PA in its linear operating zone.

By turning the R_b balance pot to either side, you can use low-level AM.

The W7ZOI solid-state amplifier is housed in a gray-hammertone Minibox. A large heat sink is used to keep the transistor at a safe operating temperature (top center).



Increased Power for the Solid-State Transmitter

WES HAYWARD,* W7ZOI

ALTHOUGH OUR present affluence has made the totally homemade station a rarity, the past few years have shown some increase in building among the amateur fraternity. This activity has been concentrated in areas which complement rather than replace the commercially built station. In this vein, the solid-state QRP station, often suitable for portable as well as home use, is a popular pursuit among today's experimentally minded amateurs. While the pragmatic objectives of portability and emergency utility are the usual motivations for QRP work, those who have gone this route will readily attest to the thrill of being able to say, "the rig here is all solid state."

A review of the literature shows a proliferation of information on solid-state transmitters in the one- or two-watt output category. In a recent paper, DeMaw reviewed the design of such rigs with emphasis on the problems of keeping the rigs "clean."[1] Some workers have built transmitters which deliver higher powers, the most significant recent example being the unit described by VU2JN.[2] In spite of this work, there still exists a mystique or fear associated with the use of high-power rf transistors. The purpose of this paper is to present a generalized approach to the design and taming of higher powered transistor rf amplifiers with the constraint of limited test equipment available to the builder. While the author's experience is limited to the Class C amplifier for cw applications, the techniques should be applicable to the more difficult linear ssb amplifier.

Test Equipment

Before attacking the design problem, some mention should be made of the test equipment required. Construction would be quite trivial if one had a large collection of sophisticated test gear available. This dream collection would include a 500-MHz oscilloscope and a well calibrated spectrum analyzer. Fortunately, the job can be accomplished without this high-class lab equipment. Test gear which this writer does consider absolutely essential includes a suitable 50-ohm load, a regulated power supply with current limiting, means for measuring rf voltages, and a simple impedance bridge. The 50-ohm load consists of thirty 1500-ohm 2-watt resistors in parallel. The power supply used is variable from 9 to 28 volts and is current-limited at 2 amperes. Rf voltages are measured either with a Heath VTVM and rf probe, or with a Tektronix Type 647 osscilloscope with a X10 probe. A simple bridge suitable for the project is shown in Fig. 1. The two 27-ohm resistors on the input insure that the impedance seen by the drive signal is always between 45 and 54 ohms for all output terminations. Hence, the bridge always presents a proper load to the QRP exciter which is the typical driving source used. A more versatile bridge is realized if the two 470-ohm resistors are replaced by a 1000-ohm linear pot. The bridge may then be calibrated with external resistors for resistive loads of 5 to 1000 ohms.

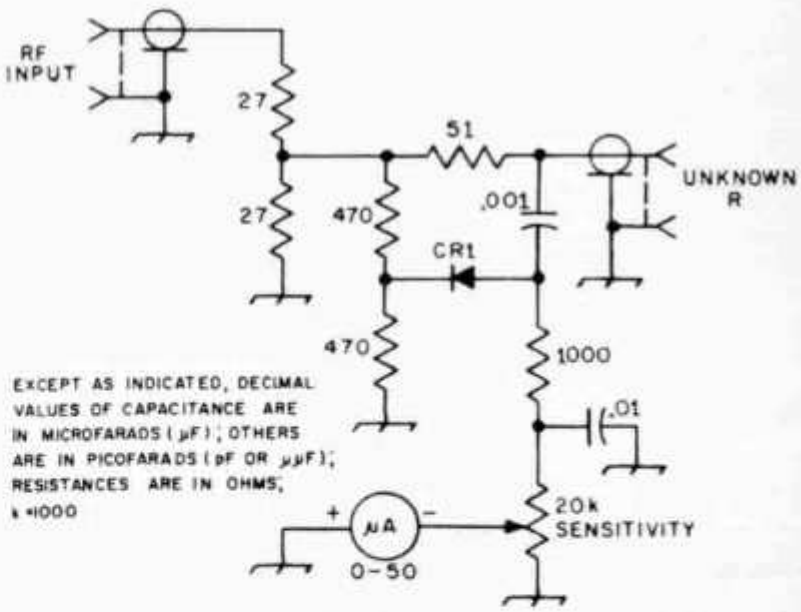


Fig. 1 — Circuit of the simple 50-ohm bridge. Resistors are 1-watt, 5-percent composition. Capacitance is in μF. CR1 is a germanium point-contact or silicon hot-carrier diode. Resistance is in ohms; k = 1000.

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

1 DeMaw, "How to Tame a Solid-State Transmitter," *QST*, Nov., 1971.

2 Jayaraman, "The Transistor Giant," *QST*, Oct., 1969.

Inside view of the solid-state amplifier showing the toroidal components, air variables, and compression trimmers.

Amplifier Design

Before considering the design of a power amplifier, the builder should take special precautions to insure that the exciter to be used is quite clean. The DeMaw paper should be reviewed carefully and be applied to the "barefoot machine," with special attention given to output frequencies other than the desired one. Harmonics are easily suppressed with a suitable half-wave filter.[3] The exciter should also contain minimal energy below its output frequency. These subharmonics arise all too often from poorly designed frequency multiplier stages in the exciter. In the author's exciter, frequency multiplication is done with low pinch-off JFETs which are followed by tuned JFET buffers.[4] The drain tuned circuits use fairly low *L-C* ratios to maintain high loaded *Q*. The builder should be careful with bipolar frequency multipliers of the type used by DeMaw in that fundamental-frequency suppression is sometimes lacking. This writer has found that a parallel tuned trap at the fundamental frequency is sometimes necessary with such multipliers. The trap is inserted in series with the multiplier's output link.

Once the test gear is assembled and the exciter is suitably clean, the design of the amplifier can begin. There are a number of problems which must be considered in this design. The output device must be selected and then impedances matched in order to realize the desired output power with a reasonable level of power gain. Along with this, the designer must suppress parasitic oscillations at vhf and at frequencies near and below the operating frequency of the amplifier. Failure to meet these objectives not only yields less than optimum performance, but can often destroy the output transistor!

The choice of an output transistor is usually a matter of availability rather than actual design criteria when building an amateur rig. In general, however, the output device would have a collector dissipation roughly equivalent to the desired power output, a collector breakdown voltage of 2-1/2 or 3 times the supply voltage and an f_T of 10 or more times the desired operating frequency. For example, the 2N3632 which is available for a few bucks on the surplus market[5] should provide 15 to 20 watts of output (with a 28-volt supply) on any amateur band up through 6 meters.

As a design example, a 14-MHz amplifier (Fig. 2) built by the author will be discussed. This amplifier used a junk-box transistor similar to the 2N3950. The input and output impedances were not specified; this however, is often typical even of so called "well-specified" devices. This lack of detailed specification is a result of the extreme difficulty in performing the measurements on the part of the manufacturer.[6] Most modern rf power transistors are designed for vhf application and the manufacturer does specify input and output impedances for the design frequency. Rarely are these measurements extended down into the hf region. As will be shown, this lack of specification is rarely a problem. The transistor is operated in the common-emitter configuration in the circuit of Fig. 2.

[3] A half wave filter consists of two cascaded symetrical pi networks, each with a *Q* of unity. The components for a symetrical pi network with $Q=1$ are related to the terminating resistance *R* by $X_L = X_C = R$. The term "half-wave filter" rises from a transmission-line analogy in that, at its cutoff frequency, it behaves like a half wavelength of transmission line. That is, the resistance seen at one end of the network equals the termination at the other end, irrespective of the design resistance (i.e., characteristic impedance.)

[4] Hayward, "Transmitting with FETs," Technical Correspondence, *QST*, April, 1970.

[5] Poly Paks, P. O. Box 942 M, Lynnfield, MA 01940.

[6] Hejhall, "Systemizing RF Power Amplifier Design," *Motorola Applications Note AN-282.*

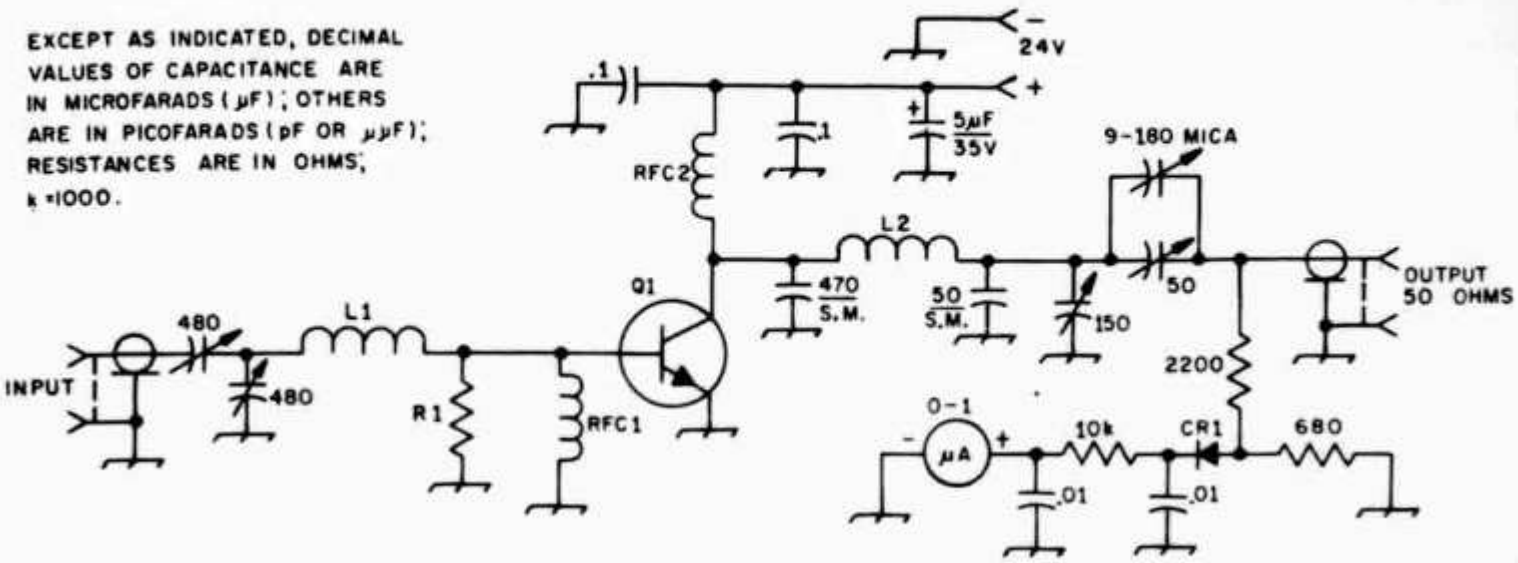


Fig. 2 – Schematic diagram of the 25-watt amplifier. Resistance is in ohms; k = 1000. Polarized capacitors are electrolytic. CR1 is a small-signal germanium or silicon diode. L1 = 0.17 μH and L2 = 0.68 μH (see text). R = 1.65 ohms, 2 watts (see text). RFC1 and RFC2 are discussed in the text.

The initial step in the design is to arrive at suitable transistor input and output impedances. These are then matched to 50 ohms at the amplifier terminals. One can usually assume that the common-emitter base impedance is quite low and is capacitive. Although the base resistance may increase at lower frequencies, e.g., at 14 MHz with a vhf transistor, this increase is generally a result of higher power gain. Hence, if we assume a fairly low input resistance for our design and then use a resistor of similar value in the external circuit, a reasonable starting point will be realized. The data for the 2N3950 shows an input of only 5 ohms at 50 MHz. For the author's 14-MHz amplifier, a 3-ohm input was assumed and the networks were designed accordingly. The input capacitance was neglected in the design. The output load resistance (the resistance that should be presented to the collector) is usually approximated by $R_L = Vcc^2/2P_{out}$. In the case of the author's amplifier, an output of 24 watts was desired (within the capabilities of the transistor) with a supply voltage of 24 volts, hence $R_L = 12$ *ohms*.

There are a number of networks which can be used to match the transistor impedances to 50 ohms.[7] Of the networks in common use, the author prefers the simple T network shown in Fig. 3A. Although this network is restricted to load resistances below 50 ohms, it has several advantages. The component values typically encountered are usually quite practical, which is not true with the pi network. With mica compression trimmers used in the network, resistances of 1/2 to 2 times the design center can usually be accommodated. Shown in Fig. 3B are reactance values for a T network with a Q of 5. Load resistances from 2 to 35 ohms may be accommodated. Network Qs much greater than 5 should be avoided, both for reasons of stability and component limitations (e.g., voltage breakdown across capacitors and saturation of toroid cores).

The design of the base circuit is completed with an rf choke to provide a dc return path and with suitable swamping resistance. Due to the low values of swamping resistance typically used, the base rf choke is not especially critical in a hf amplifier. In the amplifier of Fig. 2, a small toroid core is used for the base choke. A reactance of about 25 ohms is used and the core is similar to an Amidon T-50-2.[8] The inductor for the base network is wound on a core similar to an Amidon T-50-6. The base swamping resistor is roughly equal to the assumed base input resistance. In the amplifier of Fig. 2, a 3.3-ohm, one-watt resistor was initially used.

The collector circuit contains a T network to match the 12-ohm output resistance to a 50-ohm load. Also required is an rf choke to supply dc to the collector. Some external collector capacitance is also needed. The external capacitor is picked to have a reactance approximately two times the load resistance (470 pF is 24 ohms at 14 MHz) and aids the vhf stability of the amplifier. The reactance is high enough, however, that it is easily absorbed in the output network with no special design precautions taken. Care should be exercised in selecting the collector rf choke. The inductance should be low enough that the choke resonates with circuit capacitances in the hf spectrum, yet large enough that this resonance is well below the design frequency of the amplifier. In the 20-meter amplifier, the rf choke was about 10 μH, thus resonating with other circuit capacitances at about 2 MHz. At this frequency the two 0.1-μF bypass capacitors are still effective. The choke was wound with No. 24 enameled wire on an Amidon T-68-2 core. The inductor for the output T network was wound with No. 20 enameled wire on a core similar to an Amidon T-68-6. The relatively low value of collector choke, plus the electrolytic bypass capacitor, stabilizes the amplifier at low frequencies. The fact that low-frequency resonances are present in the

[7] Davis, "Matching Network Designs with Computer Solutions," *Motorola Applications Note AN-267*.

[8] Amidon Associates, 12033 Otsego St., North Hollywood, CA 91607.

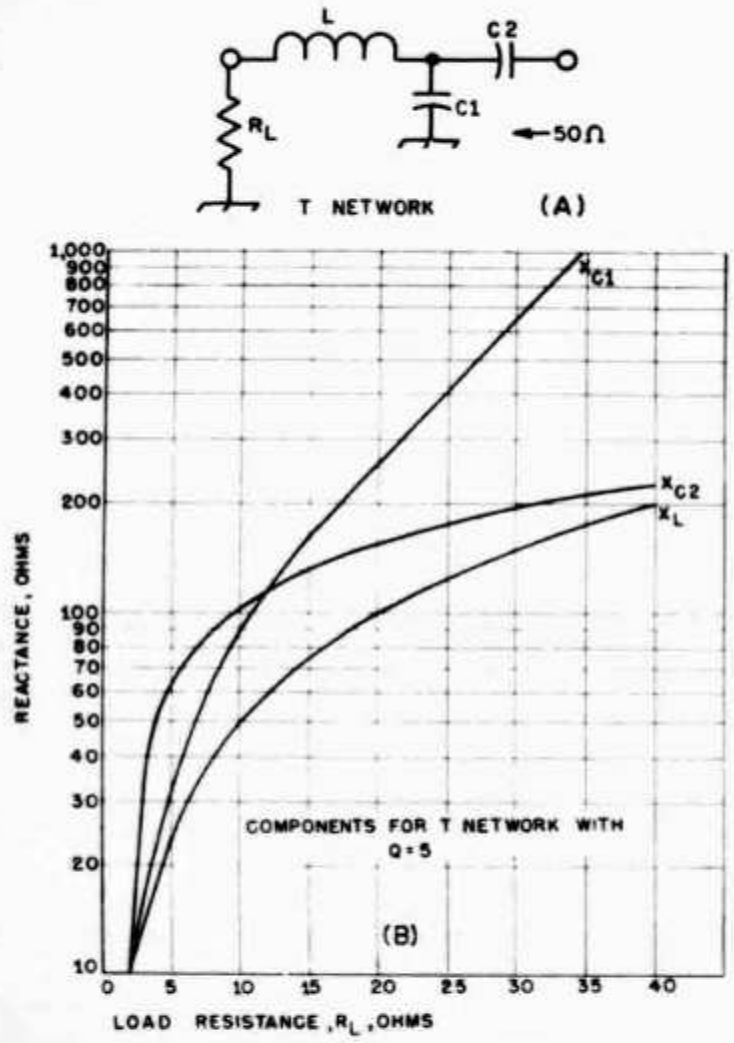


Fig. 3 — Details of the T-network design (see text).

amplifier output is the reason for our earlier insistance that the exciter contain minimal subharmonic content.

Construction Details

Construction of the amplifier is not especially critical, although the input and output halves should be well isolated and leads should be fairly short. It is important that the emitter be grounded with a short, large-diameter wire (No. 16) since any inductance here can cause serious stability problems. Some workers have used low-value resistance in the emitter for thermal stabilization. The author, however, has encountered stability problems whenever he has tried any emitter degeneration, occasionally even in one-watt stages.

Adjustment

Tuning the amplifier is straightforward, although it should be approached with care. Due to the relatively wide tuning range of the T networks, some prealignment is necessary. This is where the bridge comes into play. When using the bridge with the exciter as an rf source, the base network is adjusted for 50 ohms at the input port of the amplifier. Then, the bridge is connected to the output terminal. A carbon resistor equal in value to R_L (12 ohms) is tacked from the collector to ground, and the output network is adjusted until 50 ohms is "seen." Then the resistor is removed! (Note: 2 amperes flowing in a 12-ohm, one-watt resistor produces a distinct odor in less than 10 seconds.) After prealignment, a reduced collector voltage and reduced drive are applied to the amplifier (12 volts and 0.5 watt of drive). The input and output networks are adjusted for maximum power delivered to a 50-ohm output load. In the writer's amplifier, at 12 volts nearly 10 watts could be obtained at less than one watt of drive. Although the stability was apparently adequate, the power gain was more than desired. The power gain was reduced by soldering a second 3.3-ohm resistor from the base to ground. The base network was again aligned with the bridge; power and drive were applied, and the networks adjusted. Then the collector voltage and drive level were increased in small steps (3 volts and 1 dB, respectively) while maintaining the tuning of the networks for maximum output. The output should increase smoothly during the procedure; any sudden change indicates some sort of parasitic oscillation. The builder should not rotate the tuning capacitors through their full ranges to look for weird effects. This could unload the amplifier drastically and destroy any but the most modern transistor. Using these techniques, the amplifier of Fig. 2 provided 25 watts of output with 2 watts of drive. The efficiency is a little over 60 percent, and no instabilities are present.

Even though the output T network used will accommodate load impedances other than the 50-ohm design center (about 35 to 100 ohms in the author's amplifier), the unit is always terminated in 50 ohms. This is realized with a modified T-network-type Transmatch[9] and the bridge of Fig. 1. Transmatch adjustments are always done with the exciter rather than ever allowing the final amplifier to operate with an improper termination.

Summary

The foregoing method of design and adjustment is clearly conservative. Also, it should be apparent that band switching such an amplifier would be a major chore if the same protection were to be maintained. The future is, nonetheless, bright for rf-power-transistor use by the amateur. Recent circuit design developments[10,11] have led the way to broadband amplifiers, making band switching redundant. Modern transistors are sufficiently tolerant of gross mismatches that this writer's conservative methods will not be necessary. The linearity of some of these newer devices is good enough that their IMD specifications equal or surpass typical tube amplifiers, even at the 100-watt output level. Finally, every indication suggests that device prices will soon be low enough to warrant the consideration of even the most miserly amateur. QST

9 Johnson, "Band-Switching Transmatches," *QST*, Oct., 1967.

10 Lowe, "A 15-watt Output Solid-State Linear Amplifier for 3.5 to 30 MHz," *QST*, Dec., 1971.

11 Pitzalis, Horn and Bavanello, "Broad Band 60-W Hf Linear Amplifier," *IEEE Journal of Solid State Circuits*, June, 1971.

Rund um die UKW

Während Dezember und Januar waren zeitweise kräftige Hochdruckgebiete über Europa vorhanden. Die Bedingungen auf 144 MHz und 432 MHz waren teilweise recht gut, aber eine grosse Bandöffnung über grössere Distanzen konnte nicht beobachtet werden. Dazu war die Jahreszeit vermutlich zu fortgeschritten.
In den ersten Dezembertagen konnten Verbindungen auf 144MHz mit DM2BEN, DM2BUJ, OKAIY/p (HK28c) und OE3LFA (Wien) getätigt werden.
Sehr gute Ausbreitungsbedingungen ergaben sich am 17. Dezember, wo DM5TIA, DL3SPA und OK1AI Y/p auf 432 MHz erreicht wurden.

17.12.	1000	DK3RS	EM44g	SSB
		DC6OR	EM27f	SSB
		DJ6CA	EM62e	SSB
		OK1ATQ	HK5Oh	CW
	1500	OK1AGCp	HK27b	SSB
		OK1AVQ	HK26b	CW
		OK1MG	HK71a	SSB
		SP6XA	IL76a	CW
		OK1AQT	IK73f	CW
	1700	OK1VCW	HK72c	CW
		DM2CNK	FK13h	SSB
		OK1WDR	HK76j	CW
		OK1VIF	HJ24g	CW
18.12.	1900	DM3DL	GL57j	CW
		DM3RBMp	GL53g	CW
	2245	F1AQJ	BH10c	SSB
		F1BGZp	BH10c	SSB
22.12	2125	ON4EI	CK45g	CW
	35	G4ATX	AL56a	CW
	2246	DK2JT	EM62b	SSB
	2303	G3XGS	ZL28h	CW
	12	G3NAS	ZM31j	SSB
	50	ON5GF	CK55h	SSB
25.12.	1615	OK1AIYp	HK28c	SSB
	1840	DM4VGN	GK17a	CW
		OK1AMS	HK61j	CW
		OK1IJ	HK74j	CW
	2200	DM4GND	GK17a	CW
		DM2DXN	GK33f	CW
		OK1FZK	HJ14j	CW
		OK1ATQ	HK50a	CW

Während den letzten Wochen wurden auch verschiedentlich einige Baken näher untersucht (— bedeutet nicht beobachtet, nil bedeutet nicht gehört).

		DLØSGA	DLØRWA	DLØPR	F3THF	OK1VR/1	DLØUH
17. Dezember 1972	1430	56	53	nil	nil	nil	nil
	1730	59+	56	nil	nil	nil	nil
18. Dezember 1972	1930	59	53	nil	nil	nil	nil
21. Dezember 1972	2030	56	52	51QSB	51	nil	nil
	2130	—	—	51 konst	—	—	—
22. Dezember 1972	2030	—	—	nil	nil	3—5 db	nil
	2330	—	—	—	—	—	51 konst
25. Dezember 1972	2230	59++	58	—	—	51	—

Von Baken in England wurde nichts gehört. In UC2 ist eine Bake mit c/s UC2AAB in Betrieb. Wer könnte die notwendigen Unterlagen verschaffen? Die Bake F3THF arbeitet nach wie vor auf 144.005 MHz und nicht auf 144.001 wie im VHF Bulletin gemeldet. (HB9QQ)

Westberliner UKW-Amateure beabsichtigen, demnächst einen Amateurfunk-Transponder am Ballon aufsteigen zu lassen. Das Gerät wird 70-cm-Signale aus dem Bereich zwischen 432,00 bis 432,20 MHz in den Bereich zwischen 145,30 bis 145,50 MHz im 2-m-Band ohne Seitenbandumkehr umsetzen. Die Ausgangsleistung des Transponders wird 0,5 Watt HF betragen.
Ausserdem werden auf der Frequenz 145,25 MHz Telemetriewerte (Flughöhe, Innen- und Aussentemperatur, Batteriezustand) mit einer Leistung von 50 mW HF ausgestrahlt. Der Start soll an einem Wochenende im Frühling 1973 erfolgen. Der Ballon kann eine Gipfelhöhe bis zu 40 km erreichen und wird deshalb Verbindungen zwischen Funkamateuren in vielen europäischen Ländern ermöglichen. Nähere Auskunft erteilt der Erbauer, OM Claus Neie, DL7QY, 1 Berlin 62, Martin-Luther-Strasse 121.

OSCAR 6

Dem Amsat-News-Letter entnehmen wir, dass der Umsetzer von 0000 Z jeden Montag bis 2400 Z Donnerstag ausgeschaltet ist. Die Umlaufzeit beträgt 144,9946 Minuten und der West-Shift 28,7484° pro Umlauf.

Unter der Bezeichnung «Longitude of Equator Crossing °W» versteht man denjenigen Punkt am Aequator in West-Grad ausgedrückt, den der von Süden nach Norden fliegende Satelit kreuzt. Bei «Aequator Crossings» von 31—118° ist für uns der Satellit unter dem Horizont.

Hier einge Umläufe für die Monate März und April:

Orbit	Date	Time (GMT)	Longitude of Equator Crossing °W
1820	Mar 10	0039	57.2
1833	Mar 11	0134	71.0
1845	Mar 12	0034	55.9
1858	Mar 13	0129	70.0
1870	Mar 14	0029	54.6
1883	Mar 15	0124	68.4
1895	Mar 16	0024	53.3
1908	Mar 17	0119	67.1
1920	Mar 18	0019	52.1
1933	Mar 19	0113	65.8
1945	Mar 20	0013	50.8
1958	Mar 21	0108	64.5
1970	Mar 22	0008	49.5
1983	Mar 23	0103	63.2
1995	Mar 24	0003	48.2
2008	Mar 25	0058	61.9
2021	Mar 26	0153	75.6
2033	Mar 27	0053	60.6
2046	Mar 28	0148	74.3
2058	Mar 29	0048	59.3
2071	Mar 30	0143	73.1
2083	Mar 31	0043	58.0
2096	Apr 1	0137	71.8
2108	Apr 2	0037	56.7
2121	Apr 3	0132	70.5
2133	Apr 4	0032	55.4
2146	Apr 5	0127	69.2
2158	Apr 6	0027	54.2
2171	Apr 7	0122	67.9
2183	Apr 8	0022	52.9
2196	Apr 9	0117	66.6
2208	Apr 10	0017	51.6
2221	Apr 11	0112	65.3
2233	Apr 12	0012	50.3
2246	Apr 13	0107	64.0
2258	Apr 14	0007	49.0
2271	Apr 15	0101	62.7

OM's

berücksichtigen Sie bitte unsere Inserenten und beziehen Sie sich auf die Inserate im OLD MAN

Sektionsberichte / Rapport des Sections

Radio Club Ticino

Si è svolta a Lugano, dal 29. 9. al 9. 10. 1972, la Xa. edizione della Mostra Arte Casa. A questa importante manifestazione, che si svolge ogni anno, vi ha preso parte anche il Radio Club Ticino, con

una stazione di dimostrazione. HB9XAC, questo il nominativo speciale che le PTT ci avevano assegnato per l'occasione.
La stazione era situata in una roulotte, all'esterno del padiglione centrale della Fiera. Numerose le apparecchiature che la componevano: per i 144 MHz, RX-Tx MTR 25S della Minix, con antenna FR 11 elementi, ad una altezza di circa 8 metri da terra; per le gamme HF, Rx-Tx KW 2000 A, Matching Box MN 2000, frequenzimetro digitale, antenne GPA 5 Fritzel e Morgain. Inoltre, era stata istallata una stazione Video-RTTY, composta da RX Collins-Motorola 390/URR, converter RT 72, video converter HAL RVD 1002. Numerosi i QSO effettuati dai vari OM che si sono alternati ad operare la stazione. L'interesse destato è stato superiore alle aspettative e molti sono stati gli OM e SWL che hanno visitato la nostra roulotte. Tra questi vi erano anche alcuni OM i I e DL, che, di passaggio a Lugano, ci hanno erso visita. Una speciale QSL è stata stampata per l'occasione.
Una manifestazione riuscitissima, con un successo più che lusinghiero, quello ottenuto dal RCT, grazie alla collaborazione che diversi soci hanno prestato, nonchè alla IMV Caravan, la quale ci ha gentilmente messo disposizione la roulotte, e alla Direzione della Mostra, per il permesso accordatoci.

(HE9HCC)

Sektion Zürich

An der diesjährigen Generalversammlung in der Freizeitanlage «Bachwiesen», welche von 43 stimmberechtigten Mitgliedern der Sektion besucht wurde, nahmen auch einige eingeladene Interessenten aus der Umgebung teil. Die Sektion Zürich weist momentan einen Mitgliederbestand von 131 OMs auf, wovon fast die Hälfte eine Sendelizenz besitzen. Als wichtigstes Traktandum galt die Wahl eines neuen Präsidenten. Mit grossem Mehr wurde HB9AFG gewählt. Die übrigen Vorstandsmitglieder wurden in ihren Aemtern bestätigt. Dem Vorstand gehören folgende OMs an:
HB9AFG, Heinrich Stegemann (Präsident); HB9AGH, Ambrosi Flütsch (Vizepräsident/Kassier); HE9 EZA, Aldo Bernasconi (Sekretär); HB9MDP, Walter Meier (TM); ex HE9HTG, Jürg Biedermann (QSL); HE9EKM, Luciano Corrieri (Revisor).
Ich danke den OMs des Vorstandes für die im vergangenen Jahre geleisteten Dienste. Als scheidender Präsident HE9EZA, Aldo Bernasconi, der nun seit vier Jahren die Sektion leitete, hielt ich einen kurzen Rückblick über das vergangene Jahr 1972. Dann schloss sich der Kassier, TM und QSL-Manager je mit ihren Kurzberichten an. Die Kasse sowie das Budget für 1973 wurden abgenommen und «verabschiedet».
Unter «Diverses» wurde rege die Diskussion benützt. Einige allgemeine, teils aktuelle Fragen die USKA und die Sektion Zürich betreffend, wurden in einem Diskussionsgremium behandelt.
Nach 3½ Stunden schloss dann die Vollversammlung. Ich wünsche dem neu ernannten Präsidenten HB9AFG, sowie den übrigen Vorstandsmitgliedern alles Gute bei ihrer Arbeit innerhalb der Sektion, möchte es aber nicht unterlassen, mich selbst von allen OMs zu verabschieden, die aktiv am guten Gelingen der Sektion Zürich bis heute beigetragen haben.

HE9EZA, A. Bernasconi

HAM-KLINIK
HB9ADP ex 5A1 TY

Service und Reparatur aller Fabrikate durch den SSB-Spezialisten

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

Hambörse

NEU: RTTY-CONVERTER Model RT 72, modernstes Gerät komplett, für Senden und Empfang. Fr. 1485.—. **ST-6PRINTS** (mit Schaltung) (Steckprints) für eine Shift: 6 Prints zu total Fr. 150.— (z. B. für 850). Für jede weitere Shift: (z. B. 170): 2 Prints für Fr. 25.—. Keel, HB9P, Freudenbergstr. 30, 8044 Zürich.

Zu verkaufen: Wattmeter, Drake W-4, neu, Franken 250.—. Sender, Heathkit HX-20, SSB-CW, m. HP-23E P/S, Fr. 650.—. Sender, Hallicrafters HT-37, SSB-CW-AM, 2x6146 in Endstufe, Fr. 1100.—. Transceiver, Gonset Sidewinder, 144—146, SSB-CW-AM, 25W pep, Fr. 1050.—. Eddystone Linearscala, 60:1, Fr. 35.—. Quarz zu 2mtr Conv. 116 MHz-HC-18/U, Fr. 25.—. Ferrit-Balun, 50/50 Ohm, 2KW pep, Fr. 32.50. Offerten an HAM-CLINIC, Telefon 041 23 99 83 abends.

Alles zum halben Preis! 5 Band Trapped vertical (Hustler 5 BTV) Fr. 160.—. Kompl. Satz Mobil Ant. Hustler (10—40 m) Fr. 90.—. 2 El. Quad, fibre Glas, 10—15—20 m Fr. 90.—. Ant. Turm, ALU, 10 m, teleskopisch mit 3 El. Yagi, 20 m Mono, Rotor HR 22, en bloc Fr. 550.—. HW 100, mit PWR. Supply Fr. 780.—. 12 V PWR Supply, zu Transceiver (HW 100 oder ähnlich) Fr. 140.—. Linear AMP, 10—80 m, Self Contained, 1200 W pep, Fr. 580.—. All Band Receiver, DX-150, Netz oder 12 V, Fr. 220.—. Speech Clipper 0—20 dB, Franken 25.—. SB 640, LIN VFO, 220 V, 1 KC, Calibration, Fr. 210.—. Hewlett Packard Scope, DC-I MC, prov. Gerät, Fr. 240.—. Audio Gen, Heath IG 72, Fr. 120.—. RF Generator 0.15 Mc—220 Mc, Fr. 75.—. Heath Cantenna, 50Ω Dumy Load, 1 KW, jede Fr. 20.—. Telefon 01 88 38 85.

Suche: RX Trio 9R-59, guter Zustand, bis Franken 300.—. Roland Schütz, St. Gallen, Telefon 071 22 22 37 abends.

Suche: gebrauchten Transceiver TS-515, TS 510 oder ähnlich. Telefon 01 44 86 17.

Verkaufe: Sommerkamp FT dx 150, Speisung 220 V 50 Hz und 12 V Gleichstrom, elektrisch und mechanisch neuwertig, wenig gebraucht. Franken 1300.—. HB9TZ, Telefon 021 32 24 25 nach 19 Uhr.

Dringend gesucht: Reflexklystrons 6 BL 6 und 5836. Preisgünstige Angebote an R. Mangold, HB9DU, Wyhlenweg 6, 4126 Bettingen, Telefon 061 49 83 14.

Zu verkaufen: Swiss-Quad für 10 und 15 m, mit AL-Mast. Suche HA 14. H9AED, Tel. 032 3 59 88.

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.

Schweizer Niederlassung eines Internationalen Handelsunternehmens der Elektronikbranche sucht einen einsatzfreudigen

Elektrotechniker / Elektroniker

mit Serviceerfahrung auf HF-Kommunikationsanlagen.
Nebst Initiative, Vertrauenswürdigkeit und gutem Verhandlungstalent, erfordert diese Stelle gute Englisch- und Französisch-Kenntnisse.
Wir bieten ein gutes Salär, Dauerstelle und Sozialleistungen.
Aus- und Weiterbildungskurse finden in unserem Hauptwerk im Ausland statt.
Wir freuen uns auf Ihre Kurzbewerbung mit Angabe des frühesten Stellenantritts unter USKA Chiffre 1086, Postfach 21, 6020 Emmenbrücke 2

Antennen

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

W. Wicker-Bürki

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

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 Mastklopfteil geliefert.

Hier zwei Beispiele:

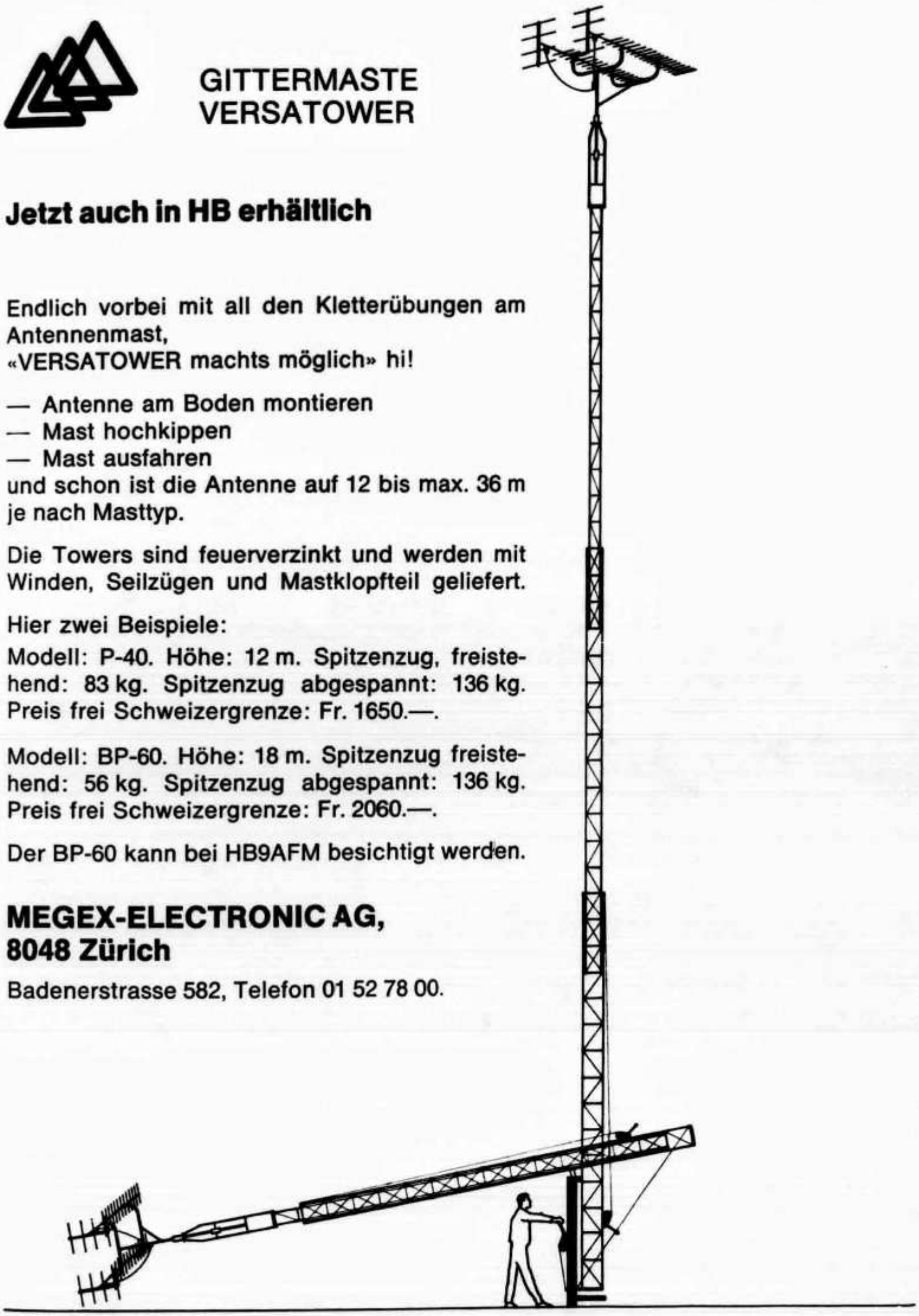
Modell: P-40. Höhe: 12 m. Spitzenzug, freistehend: 83 kg. Spitzenzug abgespannt: 136 kg. Preis frei Schweizergrenze: Fr. 1650.—.

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.



Auszug aus unserem Sonderangebot

Sehr interessante und preiswerte KITS (Bausätze) mit genauem Schaltschema und Einzelstückliste

Nettopreis (ohne WUST) Fr.

Bausatz Nr. 3 Eisenloser NF-Leistungsverstärker 10 W 9 Halbleiter
Der Verstärker hat hohe Wiedergabegüte und geringen Klirrfaktor.
Betriebsspannung 30 V — Ausgangsleistung 10 W
Lautsprecher-Anschluss 5 Ohm — Eingangsspannung 63 mV
komplett mit Kühlflächen und Druckschaltung, geb. Dim 105 x 163 mm — 35.—

Bausatz Nr. 7 Eisenloser NF-Leistungsverstärker 20 W mit 6 Halbleiter
Betriebsspannung 30 V
Ausgangsleistung 20 W
Eingangsspannung 20 mV
Lautsprecher-Anschluss 4 Ohm — 39.50
komplett mit Druckschaltung, gebohrt 115×180 mm

Bausatz Nr. 15 Regelbares Netzgerät, kurzschlussfest
Der KIT lässt sich stufenlos regeln und arbeitet mit vier Silizium-Transistoren. Der Wechselspannungsanschluss am Trafo beträgt 110 oder 220 V.
Regelbereich 6—30 V
max. Belastung 1 A
komplett mit Druckschaltung, gebohrt Dim. 110 x 120 mm — 36.50
Preis für Trafo — 23.—

Bausatz Nr. 16 Netzspannungsregler
Der KIT arbeitet mit zwei antiparallel geschalteten Thyristoren und eignet sich gut zum stufenlosen regeln von Glühlampen, Handbohrmaschinen usw.
Anschlusspannung 220 V
max. Belastung 1300 W
komplett mit Druckschaltung, gebohrt 65×115 mm — 26.50

Funkentstörsatz für BAUSATZ 16 — 11.75
Der Entstörsatz wird mit einem Einbauschema geliefert und besteht aus 1 Drossel und 1 Kondensator.

SENSATIONELLE PREISE FÜR SORTIMENTE! TRANSISTOREN- UND DIODEN-SORTIMENTE

Bestell-Nr.: TRAD 4
10 HF-Transistoren für UKW im Metallgehäuse, ähnlich AF 114, AF 115, AF 142, AF 164
10 NF-Transistoren für Vorstufen im Metallgehäuse, ähnlich AC 122, AC 125, AC 151
10 NF-Transistoren für Endstufen im Metallgehäuse ähnlich AC 175, AC 176
20 Subminiatur-Dioden, ähnlich 1 N 60, AA 118
50 Halbleiter — **insgesamt Fr. 5.75**

Bestell-Nr.: TRAD 7
20 PNP-NF-Vorstufen-Transistoren 4160, AC 151
20 PNP-NF-Transistoren für Endstufen AC 121, AC 126
20 NPN-NF-Transistoren für Endstufen, ähnlich AC 175, AC 176
20 Sub-Miniatur-Dioden, ähnlich 1 N 60, AA 118
80 Halbleiter — **insgesamt nur 12.—**

Sehr vorteilhafte Transistoren-SORTIMENTE und Mengenpackungen!

Bestell-Nr.
TRA 1 50 verschiedene Germanium Transistoren — 7.25
TRA 7 B 5 Germanium Leistungstransistoren, ähnlich AD 162 — 4.—
TRA 12 10 Subminiatur Silizium-HF-Transistoren BC 121 — 7.—
TRA 40 A 3 Leistungs-Transistoren GP 61 = AD161
3 Leistungs-Transistoren GP 62 = AD 162
2 Leistungs-Transistoren GP 40 = BD 130
2 Leistungs-Transistoren AD 130
10 Leistungs-Transistoren — 13.—
TRA 46 10 verschiedene HF-, NF-, NPN- und PNP-Transistoren — 2.50
TRA 75 50 Silizium Transistoren BF 194 — 29.—
TRA 79 50 Silizium Transistoren BC 158 — 29.—

UNIVERSAL-GERMANIUM-DIODEN
fabrikneue Dioden, ungeprüft
DIO 3 100 Germanium Subminiatur-Dioden — 4.75

Bestell-Nr.

ZENER-DIODEN-SORTIMENT
ZE 15 25 verschiedene Werte 250 mW- 10 W — 13.—

THYRISTOREN- und TRIAC-SORTIMENTE
TH 20 10 Thyristoren 1 A 20 V—400 V — 9.50
TRI 20 5 Triac 3 A 20 V—200 V — 12.50

ELEKTROLYT-KONDENSATOREN-SORTIMENT
ELKO 1 30 Kleinst-NV-Elkos, gut sortiert — 7.50

SCHEIBEN-, ROHR- und-PERLON-DENSATOREN-SORTIMENT 125 V — 500 V
KER 1 100 Stück sortiert, 20 Kapazitätswerte x 5 Stück pro Wert — 6.50

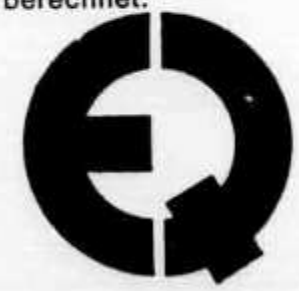
KUNSTSTOFFOLIEN-KONDENSATOREN-SORTIMENT
KON 1 100 Stück sortiert, 20 Werte x 5 Stück — 6.50

SILIZIUM-FERNSEH-GLEICHRICHTER-SORTIMENT
GL 2 10 Silizium-Gleichrichter, ähnlich BY 127 800 V 500 mA — 7.—

Verlangen Sie bitte kostenlos unsere **VOLLSTÄNDIGE PREISLISTE** mit weiteren hochinteressanten Bausätzen, elektronischen Bauelementen und einer Menge preisgünstiger Sortimente und Mengenpackungen.
Nur einwandfreie fabrikneue Ware. Zwischenverkauf bleibt vorbehalten. Nettopreise ab Lager Horgen. Unsere Lieferungen folgen gegen Nachnahme. Verpackung und Porto werden zu Selbstkosten berechnet.
Ihre geschätzte Bestellung erbitten wir an:

Ingenieur-Büro
Import-Export
Bahnhofstrasse 5

EUGEN QUECK
8810 HORGEN Tel. 01/7251971



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-Spezialempfänger
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

coupon
für Gratis-Farbkatalog

Name

Strasse

PLZ/Ort

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 µA . . . 5 A–DC
4 Bereiche	250 µA . . . 5 A–AC
6 Bereiche	0 Ω . . . 100 MΩ

ab Lager lieferbar Fr. 98.—

NEU: TS-160 40'000 Ω / VDC Fr. 110.—

COLLINS

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

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

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

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

Ausführliche Unterlagen durch die Generalvertretung:

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

Das Onken-Kursprogramm

Chemie- und Kunststoff-Labor

Dieser neue Lehrgang mit komplettem Heimlabor (über 100 Chemikalien) vermittelt umfassende theoretische Kenntnisse und eine solide Experimentiertechnik.

Bestimmt für die Fortbildung von Technikern, für Laboranten, für Lehrkräfte im Chemie- und Kunststoffbereich, für alle naturwissenschaftlich Interessierten und für die berufliche Weiterbildung.

Hauptgebiete:
Chemie, Labortechnik, physikalische Grundlagen, Chemie der Grundstoffe, Kunststoffverarbeitung und -anwendung.

Vorkenntnisse sind nicht erforderlich.

Bautechnik

Ausbildung zum Techniker, Polier, Meister, Bauleiter.

Fachgebiete:

Baukonstruktion, Bauführung, Baustoffkunde, Bauzeichnen, Festigkeitslehre, Statik, Stahlbeton.

Erscheint soeben in neuer Auflage.

Elektrotechnik

Grundlegender Lehrgang für alle Elektroberufe, unterteilt in den Grundkurs Elektrotechnik und eine Oberstufe.

Der Grundkurs ist besonders geeignet für die praxisbezogene berufliche Weiterbildung, für Umschulung im Bereich der Elektrotechnik und als Vorbereitung auf den technischen Teil der Meisterprüfung.

Zusammen mit der Oberstufe vermittelt der Lehrgang eine abgerundete Techniker-ausbildung, bei der auch das Allgemeinwissen gefördert wird.

Fachgebiete:

Grundlagen, Mathematik, Physik, Chemie, Werkstoffe, Maschinen, Anlagen, Schaltgeräte, Mechanik, Meß- und Regeltechnik, Deutsch, Wirtschaftslehre.

Für den Grundkurs sind keine Vorkenntnisse erforderlich.

Maschinenbau

Grundlegender Lehrgang für alle Metallberufe, unterteilt in den Grundkurs Maschinenbau und eine Oberstufe.

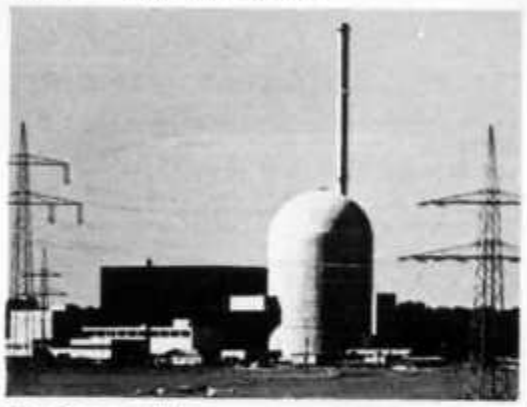
Der Grundkurs ist besonders geeignet für die praxisbezogene berufliche Weiterbildung, für Umschulung im Bereich des Maschinenbaus und als Vorbereitung auf den technischen Teil der Meisterprüfung.

Zusammen mit der Oberstufe vermittelt der Lehrgang eine abgerundete Techniker-ausbildung, bei der auch das Allgemeinwissen gefördert wird.

Fachgebiete:

Maschinenteile, Festigkeitslehre, Statik, Fertigungstechnik, Wärmelehre, Konstruieren und Berechnen, Maschinen- und Gerätekunde, Arbeitsvorbereitung, Arbeitsführung, Elektrotechnik, Deutsch, Wirtschaftslehre.

Für den Grundkurs sind keine Vorkenntnisse erforderlich.



Automation

Spezialgebiet mit besten Chancen für Techniker verschiedener Fachrichtungen.

Fachgebiete:

Industrielle Elektronik, Steuerungs- und Regelungstechnik, Elektrische Maschinen, Arbeitsmaschinen, Antriebstechnik, Schaltgeräte, Schaltpläne, Magnetik, Meßeinrichtungen.

Grundkenntnisse erforderlich.

Technisches Zeichnen

Ausbildung oder Umschulung für den attraktiven Beruf des Technischen Zeichners im Bereich des Maschinenbaus und der Elektrotechnik.

Fachgebiete:

Darstellungsarten, Vermaßung, Projektionszeichnen, Maschinenelemente und Symbole, Fertigungstechnik, Algebra und Geometrie. Vorkenntnisse sind nicht erforderlich.

Technikums-Vorbereitung

Dieser Kurs bereitet sorgfältig auf die HTL-Aufnahmeprüfung vor. Er vermittelt, mit Ausnahme der berufskundlichen Fächer, alle Kenntnisse, die zum Bestehen der Prüfung und zu einem guten Start ins erste Semester notwendig sind.

Fachgebiete:

Arithmetik und Algebra, Geometrie, Technisches Zeichnen, Deutsch.

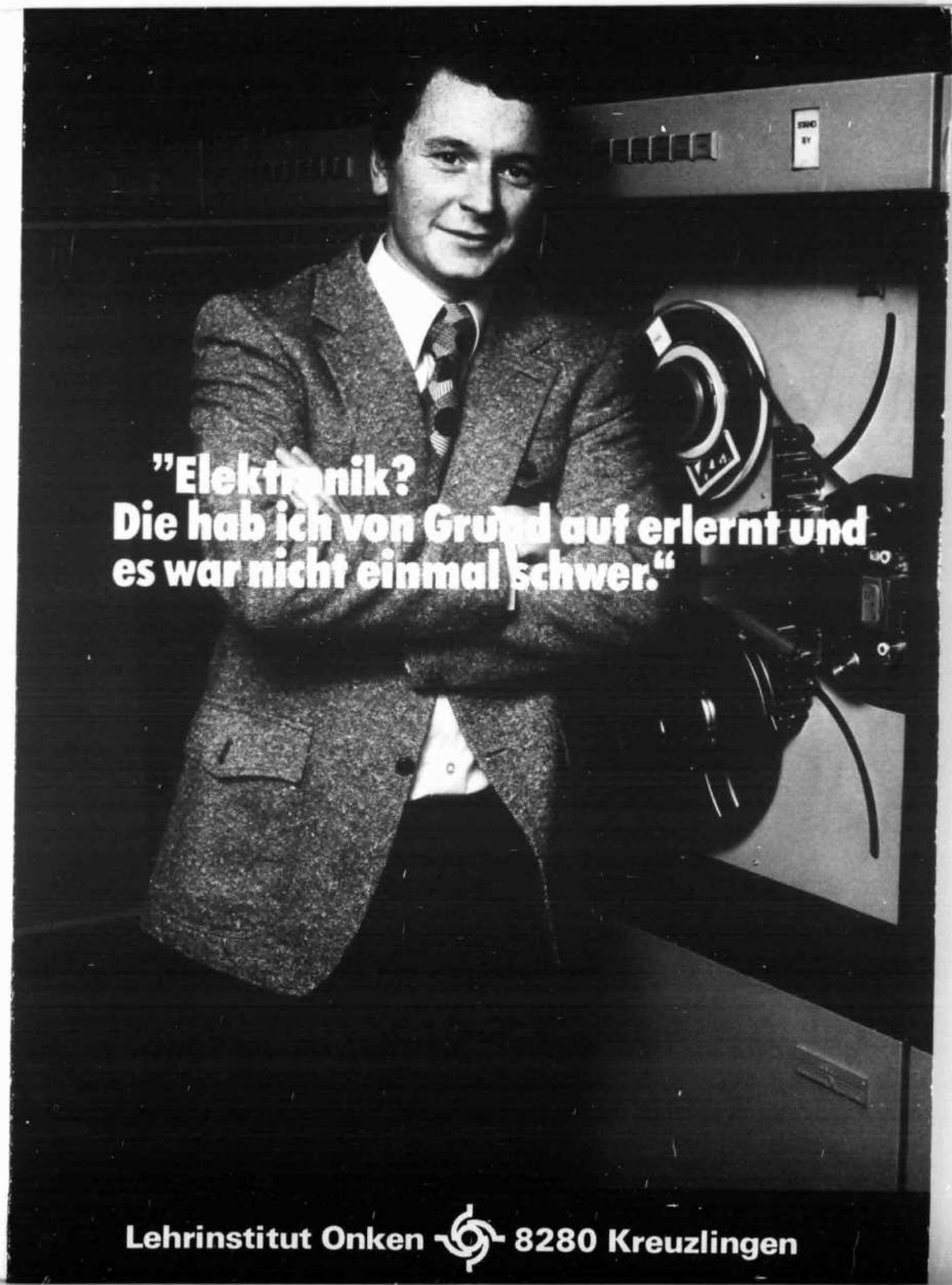
Das Fach „Training" enthält vielfältige Anwendungsbeispiele und verleiht dem Prüfungskandidaten die notwendige Sicherheit.

Stabrechnen

Eine Fertigkeit, die heute jeder beherrschen sollte. Rechenschieberrechnen spart Zeit und entlastet. Dem Kurs (4 Lehrbriefe) ist ein normalgroßer Qualitätsrechenschieber beigegeben.

Dieser Kurs ist für jeden geeignet, der gelegentlich rechnen muß.

Vorkenntnisse sind nicht erforderlich.


"Elektronik?
Die hab ich von Grund auf erlernt und
es war nicht einmal schwer."
Lehrinstitut Onken 8280 Kreuzlingen

Der Elektronik gehört die Zukunft. Es gibt kaum einen Bereich in der Technik, der nicht durch elektronische Verfahren verändert wird. Überall wird elektronisch gerechnet, gemessen, geregelt und gesteuert. Immer mehr Berufe kommen mit der Elektronik in Berührung. Viele stehen vor der Wahl, entweder von der modernen Technik überrollt zu werden oder sich die notwendigen Kenntnisse nebenberuflich anzueignen.

Genau dafür haben wir die Elektronik-Kurse entwickelt. Unsere Kurse sind berufsbezogen. Und sie sind aus der Praxis für die Praxis geschaffen. Wir wissen, was Sie heute an elektronischen Kenntnissen brauchen und was nicht. Sie lernen das Wichtige stufenweise und von Grund auf. Systematisch werden Sie in die verschiedenen Wissensgebiete der Elektronik eingeführt.

Vorkenntnisse sind nicht nötig. Die übliche Schulbildung genügt. Mit der Onken-Methode lernen Sie Schritt für Schritt, vom Einfachen bis zum Schwierigen. Und zwar nicht nur theoretisch, sondern auch praktisch.
Sie machen Experimente. Mit den Kursen erhalten Sie Experimentiermaterial, mit dem Sie Schaltungen und elektronische Geräte bauen. Denn was Sie praktisch erarbeitet und erprobt haben, das sitzt. Und von Anfang an wird experimentiert. Schon im ersten Lehrbrief lernen Sie durch einen grundlegenden Versuch die Wirkungsweise der drahtlosen Nachrichtenübertragung. So experimentieren Sie sich richtig in die Elektronik hinein.

Hier eine kleine Auswahl von Schaltungen, die Sie schon in der Grundstufe selbst entwickeln und aufbauen:

Transistorprüfgerät, Transistor-Spannungswandler, Sicherungsanlagen mit Lichtschranke und Alarmton, RC-Oszillatoren und LC-Oszillatoren, Radioempfänger mit HF- und NF-Verstärkerstufen, Universal-Meßbrücke, elektronischer Spannungsregler, Multivibratoren und Sperrschwinger, Wechselsprechanlage, eisenlose Gegentaktendstufe, elektronische Orgel und viele andere mehr.

Elektronische Orgel (Grundkurs)

Ohne Theorie geht es natürlich auch bei uns nicht. Doch wir meinen, sie muß nicht unbedingt grau sein. Wir haben sie bunt und abwechslungsreich gemacht. Zum Beispiel mit Hilfe des programmierten Unterrichts, durch Quizfragen oder mit den unterhaltsamen Gesprächen zwischen einem Elektronik-Fachmann und dem „ungläubigen Thomas". Außerdem werden alle Erklärungen durch viele Bilder, Zeichnungen und Tabellen belebt und verdeutlicht.
Das Elektronik-Studium selbst ist zweigeteilt in eine Grundstufe und eine Oberstufe. Jeder dieser Kurse kann für sich allein studiert werden. Hier die wichtigsten Angaben.

Elektronik-Grundstufe

Lernziel

Wenn Sie diesen Kurs durchgearbeitet haben

- verfügen Sie über alle theoretischen und praktischen Grundlagen der Elektronik
- verstehen Sie die Arbeitsweise elektronischer Schaltungen
- können Sie einfache Schaltungen selbst entwerfen und anpassen
- können Sie einfache Fehler in elektronischen Anlagen finden und beheben
- sind Sie in der Lage, Ihre elektronischen Kenntnisse in allen Funktionsbereichen einzusetzen
- und fähig, Ihr Wissen und Können in jeder gewünschten Richtung auszuweiten und sich so zu spezialisieren.

Vorkenntnisse

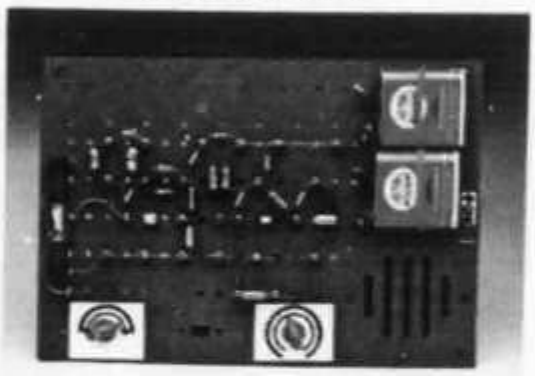
Die übliche Schulbildung genügt. Es sind auch keine technischen oder mathematischen Vorkenntnisse nötig.

Umfang

18 Lehrbriefe mit Experimentiermaterial für 71 Experimente. Insgesamt 744 Druckseiten (A 4), 1243 Bilder, dazu viele Formelsammlungen, Tabellen und Nomogramme.

Dauer

Das Lerntempo bestimmen Sie selbst. Es empfiehlt sich aus Erfahrung, einen Lehrbrief pro Monat durchzuarbeiten.



Radio (Grundkurs)

Inhaltsübersicht

Allgemeine physikalisch-technische Grundlagen, Gleich- und Wechselstromgesetze, Bauelemente und Bausteine mit Halbleiter und Röhren, Grundschaltungen, insbesondere Verstärker- und Oszillatorschaltungen; Messen, Steuern,

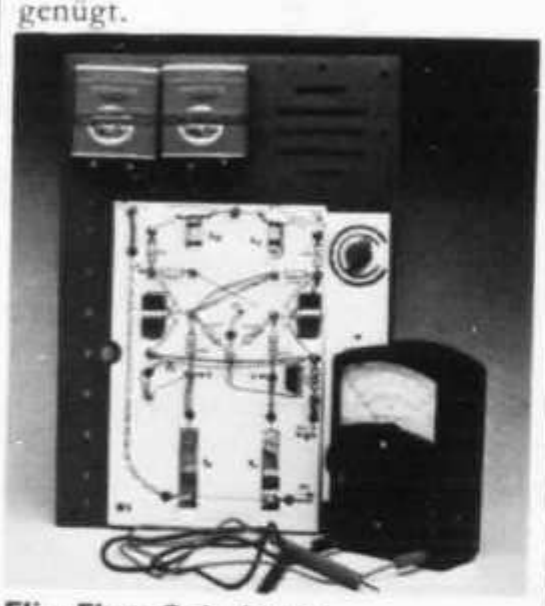
Regeln; Einführung in die Technik der Elektronenrechner und der Datenverarbeitung, Radio und Fernsehen, elektroakustische Geräte und Anlagen, Signal- und Fernmeldetechnik, Industrielle Elektronik und Spezialgebiete, Radar und Funknavigation.

Abschluss

Abschluß-Zeugnis (nach Einsendung aller Lösungen zu den Prüfungsaufgaben) und Diplom (nach Bestehen einer mündlich-schriftlichen Prüfung).

Kursbeginn

Jederzeit. Ihre Anmeldekarte genügt.



Flip-Flop-Schaltung (Oberstufe)

Elektronik-Oberstufe

Lernziel

Wenn Sie diesen Kurs durchgearbeitet haben

- verfügen Sie über vertiefte Kenntnisse in den Fachgebieten Industrielle Elektronik, Computertechnik und Unterhaltungselektronik
- können Sie auch komplizierte Fehler in elektronischen Geräten und Anlagen finden und beheben
- können Sie elektronische Schaltungen entwerfen und den gegebenen Bedingungen anpassen
- können Sie Daten und Werte elektronischer Schaltungen, sei es rechnerisch, sei es durch Versuche und Messungen, exakt bestimmen
- können Sie auch spezielle Fachbücher und -Zeitschriften mit Gewinn lesen und verarbeiten sowie Datenblätter und technische Informationen in allen Funktionsbereichen nutzbringend verwerten.

Vorkenntnisse

Grundkenntnisse der Elektronik, wie sie unsere Grundstufe vermittelt. Wer gleich in die Oberstufe einsteigen will, aber nicht sicher ist, ob seine Vorkenntnisse genügen, kann unseren Vortest machen, den wir kostenlos korrigieren und bewerten.

Integrierte Schaltung für Digital-Experimente (Oberstufe)

Umfang

18 Lehrbriefe mit sehr wertvollem Experimentiermaterial zu über 40 Experimenten. Im übrigen gleich wie die Grundstufe.

Dauer

Das Lerntempo bestimmen Sie selbst. Es empfiehlt sich aus Erfahrung, einen Lehrbrief pro Monat durchzuarbeiten.

Inhaltsübersicht

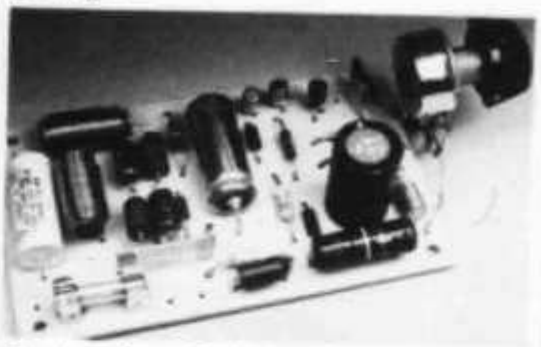
Allgemeine Grundlagen mit Boolscher Algebra, komplexen Zahlen, Rechentechnik; Fachkunde mit Fehlersuche, Schaltungsberechnungen; Industrielle Elektronik mit Steuerungstechnik, analogen und digitalen Bausteinen; Unterhaltungselektronik mit Schwarzweiß- und Farbfernsehen, Hi-Fi und Stereo; Computertechnik mit Rechnerschaltungen, Logik-Bausteinen, Codierschaltungen, Prozeßrechner usw.

Abschluss

Abschlußzeugnis (nach der Einsendung aller Lösungen zu den Prüfungsaufgaben) und Diplom (nach Bestehen einer mündlich-schriftlichen Prüfung).

Kursbeginn

Jederzeit. Ihre Anmeldekarte genügt.



Gedruckte Schaltung des programmierbaren Light Dimmers. (Oberstufe)

Jetzt liegt es an Ihnen. Wenn Sie die Bedeutung der Elektronik in der heutigen Technik erkannt haben, wenn Sie wissen, daß Ihnen die notwendigen Kenntnisse auf diesem Gebiet fehlen, und wenn Sie in der Technik keine Statistenrolle spielen wollen, dann ist dieses Studium für Sie.

Weiterbildung sollten Sie nicht aufschieben. Was wir Ihnen bieten, das wissen Sie jetzt. Ihr Beitrag sind Lernwillen und Beharrlichkeit. Eine Investition in Ihre berufliche Zukunft macht sich bezahlt.

Senden Sie noch heute die anhängende Karte ein.

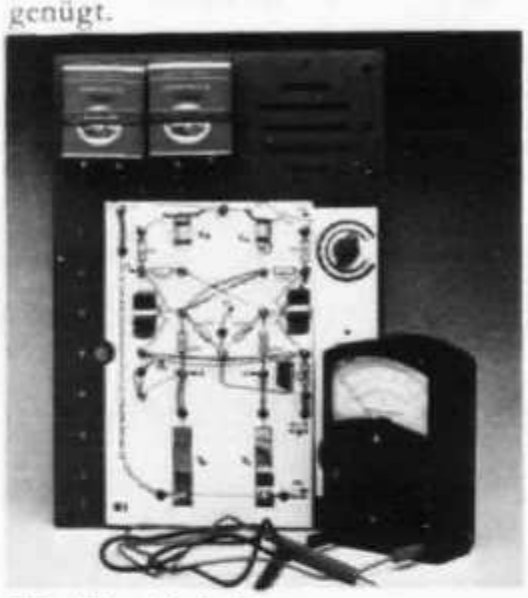
Regeln; Einführung in die Technik der Elektronenrechner und der Datenverarbeitung, Radio und Fernsehen, elektroakustische Geräte und Anlagen, Signal- und Fernmeldetechnik, Industrielle Elektronik und Spezialgebiete, Radar und Funknavigation.

Abschluss

Abschluß-Zeugnis (nach Einsendung aller Lösungen zu den Prüfungsaufgaben) und Diplom (nach Bestehen einer mündlich-schriftlichen Prüfung).

Kursbeginn

Jederzeit. Ihre Anmeldekarte genügt.



Flip-Flop-Schaltung (Oberstufe)

Elektronik-Oberstufe

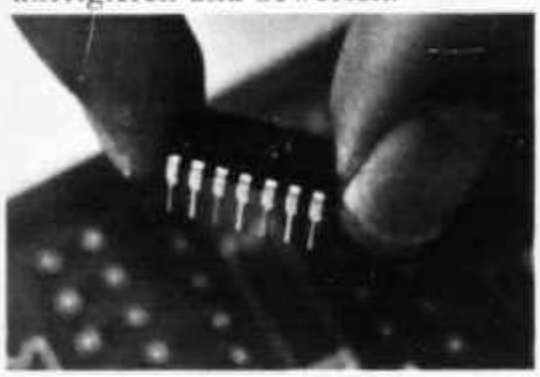
Lernziel

Wenn Sie diesen Kurs durchgearbeitet haben

- verfügen Sie über vertiefte Kenntnisse in den Fachgebieten Industrielle Elektronik, Computertechnik und Unterhaltungselektronik
- können Sie auch komplizierte Fehler in elektronischen Geräten und Anlagen finden und beheben
- können Sie elektronische Schaltungen entwerfen und den gegebenen Bedingungen anpassen
- können Sie Daten und Werte elektronischer Schaltungen, sei es rechnerisch, sei es durch Versuche und Messungen, exakt bestimmen
- können Sie auch spezielle Fachbücher und -Zeitschriften mit Gewinn lesen und verarbeiten sowie Datenblätter und technische Informationen in allen Funktionsbereichen nutzbringend verwerten.

Vorkenntnisse

Grundkenntnisse der Elektronik, wie sie unsere Grundstufe vermittelt. Wer gleich in die Oberstufe einsteigen will, aber nicht sicher ist, ob seine Vorkenntnisse genügen, kann unseren Vortest machen, den wir kostenlos korrigieren und bewerten.



Integrierte Schaltung für Digital-Experimente (Oberstufe)

Umfang

18 Lehrbriefe mit sehr wertvollem Experimentiermaterial zu über 40 Experimenten. Im übrigen gleich wie die Grundstufe.

Dauer

Das Lerntempo bestimmen Sie selbst. Es empfiehlt sich aus Erfahrung, einen Lehrbrief pro Monat durchzuarbeiten.

Inhaltsübersicht

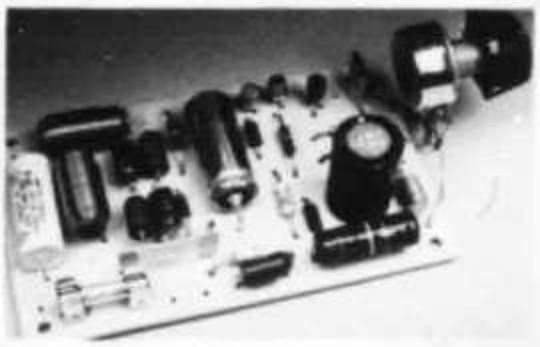
Allgemeine Grundlagen mit Boolscher Algebra, komplexen Zahlen, Rechentechnik; Fachkunde mit Fehlersuche, Schaltungsberechnungen; Industrielle Elektronik mit Steuerungstechnik, analogen und digitalen Bausteinen; Unterhaltungselektronik mit Schwarzweiß- und Farbfernsehen, Hi-Fi und Stereo; Computertechnik mit Rechnerschaltungen, Logik-Bausteinen, Codierschaltungen, Prozeßrechner usw.

Abschluss

Abschlußzeugnis (nach der Einsendung aller Lösungen zu den Prüfungsaufgaben) und Diplom (nach Bestehen einer mündlich-schriftlichen Prüfung).

Kursbeginn

Jederzeit. Ihre Anmeldekarte genügt.



Gedruckte Schaltung des programmierbaren Light Dimmers. (Oberstufe)

Jetzt liegt es an Ihnen. Wenn Sie die Bedeutung der Elektronik in der heutigen Technik erkannt haben, wenn Sie wissen, daß Ihnen die notwendigen Kenntnisse auf diesem Gebiet fehlen, und wenn Sie in der Technik keine Statistenrolle spielen wollen, dann ist dieses Studium für Sie.

Weiterbildung sollten Sie nicht aufschieben. Was wir Ihnen bieten, das wissen Sie jetzt. Ihr Beitrag sind Lernwillen und Beharrlichkeit. Eine Investition in Ihre berufliche Zukunft macht sich bezahlt.

Senden Sie noch heute die anhängende Karte ein.

Teilnahmevereinbarungen

Das Studienhonorar beträgt je Lehrbrief:
Fr. 58.– für den Kurs Elektronik einschliesslich Experimentiermaterial.
Fr. 75.– für die Kurse Elektronik-Oberstufe und Chemie- und Kunststoff-Labor einschliesslich Experimentiermaterial.
Fr. 45.– für alle anderen Kurse.
Fr. 116.– für den kompletten Kurs Stabrechnen einschliesslich Rechenschieber.

Im Studienhonorar sind inbegriffen: Der Lehrbrief (bei den Experimentierkursen auch das Experimentiermaterial), die Versandkosten, die Beantwortung von Fragen zum Lehrstoff, die Korrektur und Bewertung der Aufgabenlösungen, das Zeugnis, die mündlich-schriftliche Prüfung und die Ausstellung des Diploms.

Der Studierende hat das uneingeschränkte Recht, die Kursteilnahme nach dem 6., 12., bzw. 18. Lehrbrief durch eingeschriebenen Brief zu kündigen. Innerhalb einer Gruppe von 6 Lehrbriefen kann er jedoch den Lehrbriefbezug nicht abbrechen.

Die verschiedenen Oberstufenkurse setzen die Fachkenntnisse voraus, die in den entsprechenden Grundkursen behandelt werden.

Studierende der Elektronik-Oberstufe, die den Grundkurs Elektronik nicht bezogen haben, benötigen noch zusätzlich Experimentiermaterial, das beim Lehrbrief Nr. 1 der Elektronik-Oberstufe zu Fr. 62.– mitgeliefert wird.

Zum Studium des Kursus Elektronik empfiehlt sich die Anschaffung eines Universalmessgerätes, das gleichzeitig mit dem dritten Lehrbrief zum sehr günstigen Preis von Fr. 37.– bezogen werden kann.

Das Lehrinstitut Onken ist bekannt für seine einwandfreien Grundsätze. Es beschäftigt keine Vertreter, gewährt das uneingeschränkte Recht auf semesterweise Kündigung und unterstützt die „Aktion sauberer Fernunterricht". Das Lehrinstitut Onken ist Mitglied des Schweizerischen Verbandes für Fernunterricht und des Europäischen Fernschulrates (CEC).

Anmeldung

Ich habe mich entschieden und melde mich an. Die Teilnahmevereinbarungen habe ich genau durchgelesen. Den betreffenden Kurs habe ich angekreuzt.
Senden Sie mir per Nachnahme:
- ☐ einen Lehrbrief alle zwei Monate
- ☐ monatlich einen Lehrbrief
- ☐ monatlich zwei oder. . . .Lehrbriefe
- ☐ den ganzen Kurs in einer Sendung (10% Skonto)

Information

Ich will mich noch gründlicher informieren. Senden Sie mir deshalb gratis eine ausführliche Orientierung. Ich interessiere mich vor allem für die angekreuzten Kurse.
Beraten Sie mich außerdem über guten Fernunterricht in den angekreuzten Fachgebieten:
- ☐ **Kaufmännische Ausbildung**
- ☐ **Hochschulvorbereitung**
- ☐ **Sprachen**
- ☐ **Allgemeinbildung**

Probestudium

Ich möchte in aller Ruhe zu Hause ein Probestudium machen. Senden Sie mir deshalb den ersten Lehrbrief des angekreuzten Kurses gegen Nachnahme. Ich verpflichte mich damit nicht zur Abnahme weiterer Lehrbriefe.

- ☐ **Elektronik mit Experimentiermaterial** (18 Lehrbriefe)
- ☐ **Elektronik-Oberstufe mit Experimentiermaterial** (18 Lehrbriefe)
- ☐ **Chemie- und Kunststoff-Labor mit Experimentiermaterial** (24 Lehrbriefe)
- ☐ **Maschinenbau** (26 Lehrbriefe)
- ☐ **Maschinenbau-Oberstufe** (12 Lehrbriefe)
- ☐ **Elektrotechnik** (26 Lehrbriefe)
- ☐ **Elektrotechnik-Oberstufe** (12 Lehrbriefe)
- ☐ **Bautechnik** (26 Lehrbriefe)
- ☐ **Technisches Zeichnen** (18 Lehrbriefe)
- ☐ **Technikums-Vorbereitung** (18 Lehrbriefe)
- ☐ **Automation** (26 Lehrbriefe)
- ☐ **Stabrechnen mit Rechenschieber** (4 Lehrbriefe)

Name _____ Vorname _____
Strasse _____ PLZ/Wohnort _____
Beruf _____ Bürgerort _____ Geb.-Dat. _____
Unterschrift des Studierenden (bzw. des Vaters oder Vormundes bei Minderjährigen)
_____
Ich bin oder war Teilnehmer an anderen Onken-Kursen: ☐ nein ☐ ja, Stud.-Nr. _____

Elektronische Mess- und Rechengeräte

Alle diese Geräte wurden hinsichtlich Leistung und Preis von uns sorgfältig ausgesucht. Sie sind nicht nur eine wertvolle Erweiterung zu unseren Elektronik-Kursen. Durch dieses attraktive Angebot wird auch für Sie ein eigenes Prüf- und Meßlabor erschwinglich.

Nähere Angaben und technische Daten erhalten Sie durch unsere ausführlichen Prospektblätter. Fordern Sie diese über die Antwortkarte an.

Von links nach rechts sehen Sie:

Messbrücke BR-8	Multitester M-350	Tongenerator AG-761	Elektronischer Rechner R-1200	Oszillograph KO 536 A	Prüfsender SG-1000
Fr. 180.–	Fr. 85.–	Fr. 215.–	Fr. 585.–	Fr. 590.–	Fr. 185.–

Geschäftsantwortkarte
Porto vom Empfänger bezahlt

Carte commerciale-réponse
Port payé par le destinataire

Cartolina commerciale-risposta
Tassa pagata dal destinatario

Nicht frankieren
Ne pas affranchir
Non affrancare

Bitte senden Sie mir unverbindlich nähere Angaben und technische Daten über folgende Geräte:

☐ **«Englische Fachausdrücke in der Technik»**
Schallplatte
(17 cm ⌀, 45 U/min) mit dem Wörterverzeichnis Englisch-Deutsch, das mehr als 400 Begriffe enthält. Fr. 15.90

Lehrinstitut Onken

8280 Kreuzlingen