OLD MAN

6

1969 Bulletin of the Swiss Union of Short Wave Amateurs

COMPLETE DRAKE 4-LINE

RECEIVER R-4-B NEU! Wie der tausendfach bewährte R-4-A, plus bessere Skala, teilweise Integrated Circuits, FET, und weitere Verbesserungen. Inkl. Quarze für 80 / 40 / 20 / 15 + 28,5-29 Mc + 10 zusätzliche Quarzsockel für je 500 kHz Bereiche (160-m-Band, WWV, BC, Ships etc.) 4 Trennschärfe-Stufen 0,4-1,2-2,4-4,8 kHz. **Passbandtuning!** Rejection Notch. Eingebauter Calibrator 100 und 25 kHz. Noise-Blanker – Hervorragend kreuzmodulationsfest – 1-kHz-Skala-Genauigkeit – Doppel-Super: 5645 + 50 kHz. 220 V.
AMATEUR NET Fr. 2245.–

TRANSMITTER T-4-XB: 200 Watt PEP auf USB/LSB und CW. Controlled CarrierMod. für AM. Quarze für alle Amateurbänder 80 / 40 / 20 / 15 m + 28,5-29 Mc plus 4 weitere 500-kHz-Bereiche mit Zusatzquarzen – Umschalter für Transceive mit DRAKE R-4-A und R-4-B. Alle Kabel mitgeliefert. Sidetone für CW, VOX, PTT. Semi-BK auf CW. Masse und Aussehen wie R-4-A/-B. AMATEUR NET Fr. 2345.–

TRANSCEIVER TR-4: 300 Watt PEP für USB/LSB – 260 W auf CW. Auch AM. Alle Bänder 80 bis 10 m komplett ohne Zusatzquarze. VOX – PTT. Semi-BK auf CW – Eingebauter 100-kHz-Calibrator.
AMATEUR NET Fr. 3095.–

NETZGERÄT AC-4: für TR4 und T4X 110/220 V AMATEUR NET Fr. 599.–

12-V-GERÄT DC 4 für TR4 und T4X AMATEUR NET Fr. 745.–

MATCHED SPEAKER MS 4: Grösse und Aussehen wie R4A/B und TR4, T4X; mit Raum zum Einbau des Netzgerätes AC4 AMATEUR NET Fr. 125.–

REMOTE VFO RV-4: Erlaubt im gleichen Band Empfang, Senden oder Transceive auf anderer Frequenz als TR4, ohne den VFO des TR4 zu verändern. In passendem Gehäuse mit Lautsprecher und Raum zum Einbau des Netzgerätes AC4. AMATEUR NET Fr. 585.–

LINEAR AMPLIFIER L-4-B: 2000 Watt PEP für SSB, 1000 Watt AM, CW und RTTY. Class B Grounded Grid – Broadband tuned Input – AGC – Eingebautes Wattmeter – sehr leiser Ventilator. Mit getrenntem Silizium-Netzteil. 2 Tubes 3-500 Z!
AMATEUR NET Fr. 3795.–

RECEIVER 2-C: Etwas einfachere Ausführung des R-4-A. Triple Conversion, 500 kHz Bereiche auf allen Amateurbändern, 1-kHz-Genauigkeit, 0,4 / 2,4 / 4,8 kHz Trennschärfestufen. AM – CW – USB – LSB.
AMATEUR NET Fr. 1395.–

CW-SENDER 2NT: 100 Watt Input auf CW. Semi-BK – Automatische R-/T-Umschaltung – Eingebautes Antennenrelais – LP-Filter. Alle Bänder. AMATEUR NET Fr. 795.–

2 METER CONVERTER SC-2 mit FET und Xtal control. 4 × 500 kHz. AMATEUR NET Fr. 385.–

ANTENNE MATCH BOX: MN-4 mit eingebautem RF-Wattmeter und VSWR-Meter für alle Amateurbänder Bis 200 Watt Leistung. AMATEUR NET Fr. 545.–

ANTENNE MATCH BOX: MN-2000. Bis 2000 W Leistung. AMATEUR NET Fr. 995.–

SW-4-A: Der beste Rundfunkempfänger! LW-MW – 49 m – 41 m – 31 m – 25 m – 19 m – 16 m – 13 m und 11-m-Band. S-Meter – Jedes Band 500 kHz – Gleiche 1-kHz-Genauigkeit wie R-4-A/-B. Vorstufe, etc.
AMATEUR NET Fr. 1075.–

RF WATTMETER W 4: 200 + 2000 Watts forward + reflected power. AMATEUR NET Fr. 285.–

Teilzahlung möglich (bis 3 Monate ohne Zuschlag). **Referenzen:** HB9ABS – ACW – ADN – ADP – ADZ – AEB – AHR – AIH – AJK – ALB – ALE – AME – AT – AZ – 5A1TY – HB9J – JZ – LN – MAD – O – PQ – PV – RQ – T – VS – WU – ZY – HB ⌀ AG, viele Amtsstellen und HE9's.

Prospekte und Vorführung durch die Generalvertretung für die Schweiz und Liechtenstein:

Radio Jean Lips (HB 9 J)

Dolderstrasse 2 — Telefon (051) 32 61 56 und 34 99 78 — 8032 Zürich 7

In Genf: EQUIPEL SA. 9, Bd. d'Yvoy, tél. 25 42 97

OLD MAN 6

37. Jahrgang **Juni 1969**

Organ der Union Schweizerischer Kurzwellen-Amateure
Organe de l'Union Suisse des Amateurs sur Ondes courtes

Redaktion: Rudolf Faessler (HB 9 EU), Trubikon, 6317 Zug-Oberwil, Tel. (042) 21 88 61 – Correspondant romande: B. H. Zweifel (HB 9 RO), Rte. de Morrens 11, 1033 Cheseaux VD – Corrispondente dal Ticino: Fabio Rossi (HB9MAD), Box 27, 6962 Viganello – Inserate und Ham-Börse: Inseratenannahme USKA, 6020 Emmenbrücke 2, Postfach 21, Tel. (041) 5 34 16. **Annahmeschluss am 5. des Vormonates.**

Erscheint monatlich **Redaktionsschluss: 15. des Monats**

Editorial

Il était permis d'espérer que l'assemblée générale, ayant lieu cette année à fin avril, nous ferait voir Genève sous un gai soleil printanier. Hélas, une pluie tenace nous tint compagnie durant tout le week-end! Cet inconvénient fut pourtant vite oublié grâce à l'excellent programme de la soirée «ham-fest».

A l'assemblée générale, 92 cartes de votes furent distribuées. Les personnalités suivantes nous ont fait l'honneur de participer à notre réunion: Monsieur Hermann Blaser, chef de section à la GDPTT; le Colonel Hotz, des troupes d'aviation et de DCA; le major Beusch, HB9EL, représentant le chef d'arme des troupes de transmission; Monsieur Basset, directeur au CICR de Genève; Monsieur Curchod, chef du service Radio-Télévision; Monsieur Schenk, directeur d'arrondissement des téléphones. Représentaient les associations nationales de radio-amateurs: Monsieur Jack Herbstreit, HB9AJI, président de l'IARC; le dr. Karl Schultheiss, DL1QK, président du DARC; le dr. Friedrich Stoffel, OE1SFA, secrétaire de l'OEVSV; Monsieur A. Ibrelisle, F9AV, président de l'amicale des radio-amateurs aveugles de France, avec une délégation.

Nous avons regretté l'absence de F3FA, André Jacob, président du REF, retenu à Paris. Une figure bien sympathique manquait le rendez-vous suisse pour la première fois depuis 18 ans: le dr. Jacques Simonnet, F9DW, atteint dans sa santé. Nous lui souhaitons un prompt rétablissement. Aussi, le REF fut représenté cette année par le dynamique président de la section 74 d'Annemasse, F9DG, Gérard Greppo.

Nous avons suivi avec intérêt une démonstration fort réussie de télévision-amateur par HE1TA. Notre ami HB9GM, président de la section de Genève se trouvant à Montréal, c'est grâce à HE1TA que nous avons pu le voir sur le petit écran, nous dire son message de bienvenue, enregistré avant son départ.

Le souvenir des disparus fut évoqué: HB9TT, Alfred Jenk à Frutigen; HB9AI, Georges Maurer à Nyon; HB9CF, Eugen Sengel à Schaffouse et HB9ADO, Charles l'Evêque à Genève.

L'assemblée s'est déroulée dans une atmosphère très agréable. La section de Thoune s'est élevée contre certaines dépenses, mais après explications, l'assemblée a confirmé sa confiance au comité. Pour faciliter l'encaissement de la cotisation annuelle, celle-ci sera dorénavant fixée pour une année à l'avance. Cette innovation fait l'objet d'un avenant à l'art. 18 de nos statuts. Quant aux montants des cotisations pour 1969 et 1970, l'AG a ratifié les propositions de l'assemblée des délégués. Le comité a été réélu pour une nouvelle année, à l'unanimité. Cette marque de confiance nous réjouit et nous en remercions tous les OM.

Monsieur Jacques Brocher, HB9V a été élu membre d'honneur de l'USKA par applaudissements. Nous adressons nos vives félicitations à ce pionnier de la radio.

C'est avec émotion que le soussigné reçut, des mains de F9AV, la médaille commémorative Louis Braille. Cette distinction honore notre association toute entière.

Les champions des contests ont été récompensés cette année par des prix magnifiques et des diplômes, distribués par nos TM, HB9RG et HB9SR.

Un vin d'honneur, offert par la Ville et la République de Genève réjouit tous les participants après l'assemblée. Et le banquet traditionnel, émaillé des discours de nos hôtes, couronna cette manifestation.

Monsieur Blaser nous apprit que les amateurs Suisses pourront trafiquer désormais avec 50 watts de dissipation anodique en classe D1, tandis que la D2 obtient 150 watts.

Nous adressons nos vifs remerciements à la section de Genève pour la parfaite organisation de cette assemblée. Et comme le temps passe très vite, nous vous disons déjà au revoir à Bâle l'année prochaine!

HB9RK, président de l'USKA

National Mountain-Day 1969

13. Juli 0800-1200 HBT

Le règlement détaillé publié dans l'OLD MAN 6/1966 est valable cette année. Délai d'envoi des logs: 27 juillet 1969 au TM.
Sur demande les feuilles de logs et de calculations obligatoires pour tous les concours suisses vous parviendront gratuitement. Bonne chance à tous les participants, qui j'espère seront nombreux.
Complément de règlement: les amateurs avec indicatif suisse mais qui ne sont pas membre de l'USKA, ne seront pas classés.

Es gilt das im OLD MAN 6/1966 publizierte Reglement. Logeinsendetermin: 27. Juli 1969 an den TM. Die obligatorischen Log- und Abrechnungsblätter für alle USKA-Contests können bei mir ab sofort kostenlos bezogen werden. Ich hoffe auf eine grosse Teilnahme und wünsche Euch viel Glück und Spass am Contest. (Anmeldetermin beachten).
Zusatz zu den Wettbewerbsreglementen: Teilnehmer mit Schweizerrufzeichen, die nicht Mitglied der USKA sind, werden nicht klassiert.
(HB9SR)

DX-News

(Alle Zeitangaben: MEZ)

Der diesjährige H 22-Contest hat nie dagewesene Spitzenresultate gezeitigt. Mehrere Multi-OP-Stationen haben über 1000 QSO's gebucht; HB9KC hat als Einmannstation um die 750 Verbindungen gemacht. Die Bedingungen waren besonders am Samstag ausgezeichnet, während das 28 Mc-Band am Sonntag etwas Mühe machte.
Langsam verschieben sich die günstigen DX-Bedingungen in die Nachtzeit. Hin und wieder sind aber das 21 und 28 Mc-Band auch untertags, speziell um die Mittagszeit unerwartet gut. Im Ganzen gesehen werden aber die DX-Chancen nun auf dem 28 Mc-Band rarer.
HE9FUG/VK2 berichtet, dass VR1L um 0930 auf 14190 und um 0830 auf 28600 oft zu hören ist. Auch CE⌀AE ist ziemlich aktiv und um 1120 auf 14310 und um 1100 auf 21360 gearbeitet worden.
Am 1. April hat unter anderen 2N1TE, QTH Mockville die Bänder in Aufregung versetzt, hi.
In der Zone 23 sind UA⌀YE 14170 und UA⌀YT 14030 zu arbeiten. CR3KD ist nun auch mit einem HW 100 in SSB auf 14340 zwischen 22 und 24 Uhr QRV. Kure Island, KH6EDY ist wieder besetzt. Mauritius sollte vermehrt gearbeitet werden können, da der dortige Klub von der ARRL einen «Ranger II» geschenkt erhalten hat.
Im diesjährigen WPX-Contest des CQ haben die brasilianischen Stationen mit den Prefixen PQ, PR, PS, PT, PU und dem gewohnten PY für Ueberraschungen gesorgt. In Morekulien war neben LG5LG am 12./13. 4. SK9WL aktiv. Nauru hat nun die offizielle Prefixgruppe C2A bis C2Z von der ITU erhalten. Gus, W4BPD hat vom 13. bis 18. 4. auf Rodriguez Island unter VQ9CPR gearbeitet. Gegenwärtig ist er auf den Seychellen. Yemen ist wieder mit einem Schweizer 4W3BS vertreten. FR7ZL/T ist seit dem 24. 4. für einen Monat auf Tromelin Island. FB8XX ist zwischen 16-18 Uhr auf dem 14 Mc-Band in SSB zu hören.
Die VERON hat die Diplomgebühren erhöht. Es sind nunmehr 7 IRC's für jeden Antrag beizufügen und 9 IRC's, falls eingeschriebene Rücksendung für die Karten gewünscht wird.
Es sind folgende Schweizer-Erfolge zu melden: AA DX-Contest 1968: HB9AKJ 2800 Pt., HB9DX 468, beide Multiband, HB9PQ 148 auf 21 Mc und HB9AGH 28 auf dem gleichen Band. WAE-Contest 1968, Telephonieteil: HB9AKJ 50985, HB9UD 20124, 4U1ITU (Op. HB9OP) 14749 und HB9DX 812 Pt. HB9PL hat das WAZ Nr. 2566 und HB9BN Nr. 2593 erhalten. HB9RX wurde das WPX mixed 191 verliehen. Wir gratulieren unseren erfolgreichen DXern.
Leider ist der ausführliche und interessante Bericht von HE9GRQ weit nach Redaktionsschluss eingetroffen und konnte deshalb im letzten Heft nicht mehr verwertet werden.
Vy 73 de HB9MO

DX-Log

3,5 Mc-Band: 0200-0400: 5A1TY (11), W1-4, VEL-3. 0400-0600: W2-4.
7 Mc-Band: 0100-0300: W1-4 in CW, VE 1/2 in CW. 0300-0500: W1-4, W8 in CW, VE1, 5A1TY in CW.
14 Mc-Band: 0000-0200: FG7TG (030), PJ7JC (195), PQ4AP (195), VP7NA (185), UA9PT (005). 0200-0300: ZL3GQ (005). 0700-0900: HR1KAS (195), XE1ZL (145), KZ5KN (170), KH6GDO (215), FO8BY (195). 0900-1000: TG9GF (180). 2000-2200: CT2AK (165), PS3BXW (195), PQ2DFR (160), PR2EFN (165), PT1 CAD (170), 8P6CX (332), TA1MGP (190), VU2DK (160), XW8AX (125), VS6AJ (240). 2200-2400: PR6 AT (180), PS4AJD (260), PU2CK (285), PQ4OD (290), FR7ZG (030).
21 Mc-Band: 0800-1000: 9O5DG (255), UJ8AB (010), ZL3GQ (010). 1100-1200: UD6BD (020). 1200-1400: ZB2BS (335), VP2MF (305), KV4FZ (300), CE3CF (035), HS3RT (380), 9X5AA (355), EP2BK (315), UD6HB (365), DU1ZAG (250), KR6JV (290), JA's, YA1SG (270), UI8KAA, UA⌀SU (325). 1400-1600:

KP4BBN (030), VP9BK (030), HL9KQ (030), HS3AL (295). 1800-2000: XE1CE (015), PQ7ASQ (330), MP4 MBB (375), 4S7DA (050), VK9XI (285). 2000-2200: PT1CAD (325), PU7AKQ (280), PS7VX (330), VP8JT (305) Graham-Land, HC2RZ (030), PR2CQ (290), VP7NA (275), FL8DG (310), KH6BB (310).

28 Mc-Band: 1000-1200: JA's, UL7JG (020), UJ8SX (020), ZL1AJU (020), VR2DK (050). 1200-1400: JA's, AP2MR (563), 5Z4LS (555). 1400-1600: VP9 WB (555), PU2CK (580), PT1CAD (610), PQ7ASQ (620), PR2CQ (590), VP7NA (580), KV4FZ (530), 9Y4RU (610), HC1TH (520), EL2BE (620), 9E3USA (560), EP2BQ (580). 1600-1800: HC2HM (580), PY6 NG (580), VP9BK (050), ZP9AC (540), 9L1KZ (580), 9J2XZ (005). 1800-2000: CT2AT (530), PR3AHJ (595), PU2ERS (580), PQ7ASQ (525), PS1ASX (545), VP8JT (560) Graham-Land, OA4PF (545), CX1JM (525), ZP9AC (525), PJ9VR (545), VP2GBO (580), 9E3USA (520), CR6BX (555), 9L1KZ (510). 2000-2100: PT2PE (515), 9Y4KK (535), OA8V (560), VP8 KL (550) Falkland Island.

Eingegangene QSL-Karten: HB9UD: CE8AA, VP2 MK, VP8KO, VS6FZ, YN1MU, 9X5MF/EA⌀. **HB9 MO:** XW8BP, 9J2BC, 9G1FV.

Logauszüge und Berichte von HB9UD, HB9MO und HE9FUG/VK2.

Senden Sie Ihre Berichte bis spätestens 10. Juni 1969 an Sepp Huwyler, Leisibachstrasse, **6033 Buchrain.**

DX-Calendar

Turkey (europäisch) durch TA1KT, 14170, am Abend. **Maldive Isld.,** VS9MB, 14045, 1230, 21006, 1935, 14080, 1945. **Indonesia,** YB⌀AAE, 21220, 1500 oder 14230 ab 1700, am Sonntag. YB⌀AAC, 21275, 1600. K3JJG/YB⌀, 21300, 2000. YB⌀AR, 14120, 1930. **Timor,** CR8AI, 14040/100, 1030/1230 und 1230/1300 am Montag, Dienstag und Freitag. **Haiti,** 14242, 2450, 28038, 1630, 21029, 1700 und 14075, 2245. **Kure Isld.,** KH6EDY, 14240, 0900/1130. **Trinidade Isld.,** durch PY⌀RE, 14160, 2230. **Cocos-Keeling Isld.,** VK9KY, 14192, 1715, 21350, 1400, täglich, ausser Freitag und Samstag. **East Malaysia,** durch 9M6HM, 21340, 1700. **Nepal,** 9N1MM, 28603, 1015, 14320, 1300, 14257, 1640, 14165, 2430. **Chatham Isld.,** durch ZL3ABJ/C, 14230, 0700. **Port. Guinea,** CR3KD, 14245, 2240. **Dahomey,** TY6ATE, 14215, 1930. 14190, 2230. **Norfolk,** VK9LB, 14125, 0950, 14247, 1100. Bleibt ein Jahr. QSL via Berry Research, Box 287, Norfolk Isld. **Macquarie Isld.,** VK⌀MI, 14012, 0850, 14265, 1200 bis 1300, QSL via VK7KJ. **Mongolia,** JT1AK, 14020, 2230. **Navassa Isld.,** KC4, dank Senator Goldwater, K7UGA, haben diverse US-Clubs Lizenzen erhalten. Gerüchterweise für den 16. Juni, 5 bis 6 Tage, alle Bänder. **Serrana Bank,** KS4, durch WB6KBK und WB6IWS vom 17. Juni bis 21. Juni, alle Bänder. **New Hebrides,** YJ8JM, 14040, 0800 und 2100.

QSL-Adressen

YB⌀AAE via U. S. Embassy, Djakarta, APO San Francisco, 96356 – **K3JJG/YB⌀** via W3GRS – **YB⌀AR**, Box 2761 Djakarta – **8R1J,** P. Taylor, Box 557, Georgetown – **8R1T**, Sonia Blue, Box 25, Georgetown – **9M6HM**, c/o Police Headquarters, Kota Kinabalu, Sabah, East Malaysia – **JT1AK** via Box 92, Ulan Bator, Mongolia – **TA1KT** via K4IEX – **CR3KD**, SSB-QSO via WA4PXP, CW-QSO via W2CTN – **BV2A** via WB2UKP – **CT3AW** via DJ2IB – **HU1P** via WB4BOJ – **VK9TB** via WA8DXA – **VK9WD** via W2CTN – **VP2GBH** via VE3DLC – **VP2 GBL** via W4YHB – **VP2AA** via VE3ACD – **ZB2AY** via K3RLY – **ZF1AA** via K2OLS – **ZF1DT** (18. bis 24. Mai 69) via WB4BND oder K4AYO – **ZL3ABJ/C** via W5RBO – **5L2BJ** via WA3HUP – **5L2D** via W5EJ – **5L2AVT** via EL2E – **9Y4RU** via K8LSG.

73 es best DX de HB9MQ

RTTY-News

Das Treffen der RTTY-OMs an der GV in Genf hat viel zum persönlichen Kennenlernen beigetragen. Neuerscheinungen am sonntäglichen Rund-QSO sind HB9ET und HB9AJM.

Der GIANT-Contest wurde von W2RUI mit 31 948 Punkten gewonnen. Erster HB im 22. Rang ist HB9ADM mit 5729 Pts. CONGRATS!

Von HB9ADM wurde bei der PTT beantragt, auch einen Shift von nur 170 Hz zuzulassen, wie er in den USA längst praktiziert wird. RTTY-Rundsprüche: HB9P 1100 HBT auf 7040 und DJ5DT 1130 HBT auf 3585, jeden Sonntag.

(HB9P)

Aus dem Tagebuch von HB9XJ/MM

Nachdem die ms ARIANA (siehe OLD MAN Nr. 8 1965), das wohl komfortabelste Schweizer Hochseeschiff, im November 1966 verkauft wurde, musterte auch ich nach zweijähriger Aktivität auf mehreren Weltreisen als Schiffsfunker und HAM von diesem Wunderschiff ab.

Es hatte sich bis zu diesem Zeitpunkt soviel an Geräten und «Junk» bei mir angesammelt, dass der Heimtransport nur mit Hilfe eines VW-Busses, mit welchem mich HB9AFM und HB9YS im Hafen von Rotterdam abholten, zu machen war. Zollschwierigkeiten gab es nicht etwa wegen günstigen Signalgeneratoren aus Hongkong oder Fernschreibern aus San Franzisko, sondern wegen eines Päckchens japanischen Grüntees!

Nach vier Monaten ruhigen Bodens unter den Füssen im schönsten Land der Welt, begab ich mich dann nach Hull in England, um dort einen viermonatigen Radar-Reparaturkurs zu absolvieren.

Sofort schloss ich mich dem lokalen Amateur Radio Club an (Clubstation G3AMW), bei dessen HAMs ich dann den englischen «Ham-Spirit» kennenlernte. Jede Woche ist in Hull ein zweistündiger Stamm, wobei während einer Stunde immer ein technischer Vortrag gehalten wird. Dann gibt es Tee (für einen alten Seebären?? Red.), und es wird gefachsimpelt.
Das Ereignis des Jahres für die Amateur-Clubs in England ist und bleibt der Field-Day. Je grösser der Regen und je unzugänglicher das Moor, wo die 10 Watt-Feldstation unter einem Zelt aufgestellt ist und einen Draht zwischen zwei Bohnenstecken speist, desto herausfordernder scheint der Contest zu sein. Die Engländer interessiert es vor allem, alle anderen britischen Feld-Stationen zu arbeiten – eben – ein nationales Notnetz zu erproben. Wir erreichten mit 5 Watt 200 Stationen vorwiegend in Schottland, Wales und Irland, hätten aber ein besseres Score erreicht, hätten wir am Abend des Field-Day nicht so viele «Pints» Bier im Nachbardorf getrunken.
Die denkwürdigste Fuchsjagd, die ich erlebte, war die, in welcher der Fuchssender in einem Heustock auf dem Felde eingenistet war. Der Name des Dörfchens war auch sehr approprierend, es hiess nämlich «Keying-Ham».
Nach einigen Monaten in London, wo ich noch zwei Elektronikkurse besuchte (abends war man im «Westend»), packte mich wieder die Unruhe des Reisens, des «zur See-Fahrens», das – wie das «Afrikafieber» – nie aufzuhören scheint.
Auf der Ueberfahrt von England nach Bremerhaven waren alle Kabinen der ms PRINS HAMLET gebucht. In einem solchen Fall bleibt einem nichts anderes übrig, als an der Bar Whisky zu trinken, Seemannsgarn zu spinnen und später bis ins Morgengrauen Roulette zu spielen. SM6CSH, der erste Funker, brauchte nach einer langen Funkwache Erholung, – schliesslich kann man nicht nur von Morsezeichen leben, und er «fixte» dann eine Kabine.
Nach dem Besuch von Norddeichradio, der Küstenfunkstelle der Küstenfunkstellen der Welt, einigen Kräftigungstagen in Marienhave in Ostfriesland, dem ehemaligen Schlupfwinkel des Seepiraten Klaus Stoertebeckers, «nahm» ich mir also wieder ein Schiff. Diesmal mit dem romantischen Namen EL PAMPERO («Kalter Wind der Pampa»), welches in Japan erst gerade gebaut wurde. Um bereits die Anmusterung nach Japan möglichst interessant zu gestalten, wählte ich den «Landweg» via Russland. Ich trat diese Reise mit einer Menge Bonditis-Gefühlen an. Abfahrt im Wiener-Ostbahnhof mitternachts, jeder Schlafwagen von einem grimmig dreinblickenden russischen Schaffner begleitet. (Zum Glück wurden sie dann aber in Sibirien durch junge Reisebegleiterinnen ausgewechselt). Nach kurzer Fahrt gelangt man bereits an die tschechische Grenze, und da geht der Tanz mit Passkontrolle der Polizei, Sicherheitsdienst, Einwanderungsbehörden und Zoll los. Ausser den vorabgestimmten Miniatur-Schwingkreisen für die HAM-Bänder für den neuen Sender in Japan, hatte ich nichts Belastendes bei mir! Es ging alles bestens, denn alle Zollbeamten auf der Welt interessiert vor allem funkelnde Tonbandgeräte und Kameras, die sie eventuell auch selber gebrauchen können, aber nicht «Surplus».
Auf der Reise von Wien durch die Tschechoslowakei und Polen tut man gut daran, selbst Verpflegung mitzunehmen, denn bis an die russische Grenze in Brest gab es nur Eichelkaffee und grässliche Würste . . . Auf einer solchen langen Reise freunden sich die Reisenden eines Wagens, wenn nicht des ganzen Zuges, rasch an. In meinem Wagen hatte es viele Italiener, die an einen Kongress nach Moskau fuhren, ausserdem Kubaner in rauhen Mengen, welche sich zu «Studien» an die Moskauer Universität begaben, – Japaner, die in der Tschechoslowakei und in Polen Halbleitertheorie dozierten und sich jetzt auf der Heimreise befanden. Ausserdem natürlich die «Einheimischen», welche einem mit Fragen über die westliche Welt beinahe auseinandrnehmen. In Polen geht dann der Schwarzhandel (der Seefahrer sagt «Monkey Business») los. Gehandelt wird Geld jeder Währung, und kann mit 100 Prozent Gewinn gegen Rubel verkauft werden. Der Haken ist nur, dass man alle Rubel in Moskau ausgeben muss, da man sie in Nahodka bei Vladivostock beim Verlassen von Russland nicht zurückwechseln kann, wenn nicht offiziell gekauft.
Bekanntlich hat Russland eine breitere Eisenbahnspur, deshalb werden in Brest, dem Grenzort zwischen Polen und der UdSSR einfach alle Wagen auf neue Fahrgestelle gesetzt. In Brest gibt es dann auch wieder zu Essen und Trinken. Man trinkt nicht Wodka, sondern Champagner, welcher hundertgrammweise verkauft wird. Die Würste fehlen auch hier wieder nicht, nur dass sie noch unappetlicher aussehen.
Am dritten Reisetag nähert man sich dann Moskau. In den Vororten von Moskau fallen dem immer nach Antennen Ausguck haltenden OM bald komische Holzgebilde auf den Dächern auf. Es sind dies selbstgemachte TV-Antennen (kommerzielle Produktion hapert), wobei einfach Drähte auf Holzplatten genagelt werden und so eine Art Yagi entsteht.

(Fortsetzung folgt)

Zu unserem Titelbild: HB9XO/P auf dem Mattberg/SG, 1935 m. ü. M. (Foto HE9EKM)

Alphonse Kreis

Il nous a quitté après quelques jours de malaise, alors qu'il allait entrer dans sa 90ème année, pour ses amis chaux-de-fonniers, il était resté «HB9RDK». Il était horloger «à l'établi», et tous les jurassiens savent que cela veut dire aussi inlassable ami de la nature, tous les sentiers du Jura lui étaient connus, cependant que de très bonne heure il ne cessa de s'intéresser à la radio. En fait on le trouve parmi les fondateurs du club de «TSF» de La Chaux-de-Fonds en 1924. C'était l'époque du C119, des plaques d'ébonite, du super inductance Bourne, des signaux de la Tour Eifel sur ondes longues, du Champ de l'Air; puis les ondes courtes avec les récepteurs Schnell qui concurrençaient les récepteurs Reinartz, les amateurs nouvellement parqués dans leurs bandes. Très tôt il entraîna sa fille dans la course, si bien que «Les Kreis» Père et fille faisaient un tandem bien connu des HB9BE-HB9CM-HB9LN et autres, qui durant plus de 30 ans les ont toujours vu au Field-Day, sans parler des H22 où ils prenaient par ci par là le manipulateur, car ils étaient SWL fort routinés et à part entière.

Si en 1928 il lui arriva de brancher son récepteur de campagne sur une ligne de téléphone qui passait près de la Serment et qu'il pensait désaffectée, et que tout émotionné et plein de remords, il intercepta une conversation privée, en 1968 nous le retrouvions encore au NFD, où casque aux oreilles il prenait plaisir à cueillir quelques bribes de traffic.

Un tas de foin dans une grange, au mieux un vieux lit dans un grenier de ferme, un coup d'oeil aux antennes et aux accumulateurs, nature simple jouissant d'une extraordinaire santé, tout était pour lui confort; son humeur était égale et toujours souriante, il était peu exigeant et la vie lui a donné beaucoup.

Pour nous, petit cercle d'amateurs et d'amis du jura neuchâtelois, il laisse un grand vide, nous pensons en premier lieu à Mademoiselle Kreis HE9FGG, mais nous vous devions aussi de rendre hommage à une si belle figure qui après avoir ouvert la voie, sut si bien maintenir l'intérêt pour notre passe-temps favori.

(HB9CM)

Union Schweizerischer Kurzwellen-Amateure
Präsident: Henri Bulliard, HB9RK, St. Barthélémy 7, 1700 Fribourg – Vizepräsident: Hans Scherrer, HB9ABM, Steinerstrasse, 9052 Niederteufen AR – Sekretär: Franz Acklin, HB9NL, Sonnenrain 188, 6233 Büron LU – Verkehrsleiter (TM): Marius Roschy, HB9SR, Chem. Grenadiers 8, 1700 Fribourg – UKW-Verkehrsleiter: Dr. H.-R. Lauber, HB9RG, Postfach 114, 8033 Zürich – IRO: Dr. Etienne Héritier, HB9DX, Wasserstrasse 6, 4056 Basel – Verbindungsmann zur PTT: Paul Nyffeler, HB9AFC, Alemannenstrasse 47, 3018 Bern.

Hambörse

Zu verkaufen: Mobil-Empfänger Semcoset 10-80 m. Mobilantenne Fr. 220.–. Sende/Empfänger GW 11 QRV Fr. 200.–. Peilempfänger DR 80 3,5-3,8 MHz, neuwertig Fr. 185.–. Batterie-Tonbandgerät Mediator Fr. 120.–. Stehwellen-Messgerät HE 72 Fr. 35.–. Amateur-Funklehrgang Fr. 50.–. 5 Quarze FT 243 2×7050 7073,3 2×8433,3 MHz., zus. Fr. 10.–. 6 Quarze HC6U 3,6 29,5 29,55 2× 29,6 30,055 MHz, zus. Fr. 55.–. Bei Abnahme sämtlichen Materials Fr. 840.–. HE9ENR, Telefon 051 82 51 34.

Verkaufe VFO Collins 70H12 Thermostat 2455-3455 kHz, Fr. 185.–, **Suche:** Drake R 4 oder R 4a. Gerber, 1341 l'Orient, P 021 85 64 38, B 85 60 12.

A vendre: RX Hallicrafter mod. SX-117 avec tuner LF/MF mod. HA-10, complétement équipé (bandes amateurs plus 13 quartz bandes LF, MF et marine), tél. 038 4 31 36 entre 18 h 30 et 19 h 30.

Zu verkaufen: neuwertiger Transceiver HW12A mit Netzteil HP23E. Preis günstig. Anfragen an Baggenstos Jos., HB9AJA, Tel. Arl. 073 5 01 11, intern 848.

Zu verkaufen: 1 UKW-Sende-Empfänger ARC 1, 100-156 MHz, Preis Fr. 200.–. Alfr. Glaus, Methernita, 3516 Linden BE, Telefon 031 92 61 21.

Verkaufe Trio 5 Band Transceiver TS 500 mit Netzgerät PS 500 und Lautsprecher, neuwertig, 6 Monate alt, wegen Nicht-Erreichen der Lizenz. Verhandlungsbasis Fr. 1570.–. Tel. 062 51 46 99.

UKW BERICHTE

ZEITSCHRIFT FÜR DEN VHF-UHF-AMATEUR
ULTRAKURZWELLEN- UND DEZIMETERWELLENTECHNIK

UKW-BERICHTE ist eine europäische Amateurfunk-Zeitschrift, in deutscher Sprache, die sich vor allem mit dem VHF-, UHF- und Mikrowellengebiet beschäftigt.
Ein Abonnement für die viermal jährlich erscheinende Zeitschrift kostet Fr. 13.50.

VHF COMMUNICATIONS ist die internationale Ausgabe der Zeitschrift UKW-BERICHTE in englischer Sprache.
Jahresabonnement mit 4 Heften kostet Fr. 13.50.

Für die meisten der in den UKW-BERICHTEN beschriebenen Geräte sind beim Verlag UKW-BERICHTE geätzte Leiterplatten, Spezialteile und auch die kompletten Bausätze erhältlich. Bitte fordern Sie die Bausatzkataloge an.

Für HB haben wir die Vertretung des RADIO COMMUNICATION HANDBOOKs der RSGB. Es umfasst das gesamte technische Gebiet des Amateurfunks bis zur SSB- und RTTY-Technik. Mehr als 30 Jahre Erfahrung sind in diesem 830 Seiten starken Buch enthalten.
Preis einschliesslich Porto Fr. 40.–.

VHF-UHF-Manuel RSGB ca. 260 Seiten
Fr. 16.50

Weiter vertreiben wir verschiedene bekannte Bücher der Radio- und Fernsehtechnik.

Bitte fordern Sie unsere Kataloge und Prospekte an. Für die Zeitschriften UKW-BERICHTE und VHF COMMUNICATIONS können Sie Leseproben erhalten.

Bitte richten Sie alle Anfragen nach Prospekten und Leseproben an den Verlag UKW-BERICHTE, H. J. DOHLUS, DJ 3 QC, D–8520 Erlangen, Gleiwitzer-Strasse 45.

Bestellungen sind zu richten an unsere Vertretung in der Schweiz:

Dr. Hans Lauber, HB9RG, 8033 Zürich,
P. O. Box 114, PC 80 – 46923.

Zu verkaufen: 1 SSB Steuersender Heath SB 10, Output 10-80 m, 5-8 Watt PEP in orig. Zust., ungebraucht, Fr. 380.–. 1 HF-Endröhre RCA 8/3 m. Sockel neu Fr. 70.–. 3 HF-Endröhren Telef. EL 156 800 V/130 m A neu, 130 Watt PEP en bloc Fr. 150.–. 1 Gehäuse 19 Zoll ca. 70 cm hoch, enthaltend: Alu-Frontpl. elox. grav. m. teilw. Verdraht. 3 Netztrafos 2×700 V - 1,5 VA / 2×320 V / 0,5 A / 250 V 0,2 A, 2 Drossel, Stabi, Schütz, Ma-Meter m. Eichspg. Alu-Frontpl. elox. mit mont. Ausg. Trafo 2×EL 34, Modulator 2×6146 Pa / 2 spez. Drehko 2 KV Pi. Tank. Blockond. 5 KV teilw. verdr. Geh. u. Einschübe. Richtpreis en bloc Fr. 600.–. E. Würgler, HB9YW, 8185 Rüti, Telefon 96 84 61.

88 m Hy Toroide, Fr. 9.– per Paar (über 10 Stück Fr. 8.–). **RTTY-Handbook** W2JTP Fr. 22.80. Kunststoffzahnrädli Fr. 40.–. Betriebsbuch T37 (150 Seiten) Fr. 38.–. **Bausatz: W6FFC-NF-RTTY-CONVERTER,** komplett Fr. 395.–. 2 Stück EIMAC 3-400 Z und eine 4-250 A (gebraucht) à Fr. 88.–, HT 32 B Fr. 965.–, SX 101 A Fr. 955.– (inkl. alle Reserveröhren). KEEL, HB9P, 30 Freudenbergstrasse, 8044 Zürich.

Kunststoffzahnräder für T37, 45 Band, Fr. 30.–. Tel. 051 84 43 29

Zu verkaufen: US-ARMY-SURPLUS-RX BC 603 A Frequenzber. 28-30 Mc, AM-Mode, Squelch, Lautsprecher; Fr. 70.–. Ferner KW-RX «Zenith» 2-19 Mc + MW-Band Fr. 60.–. 1 Paar Handfunksprechgeräte «HI-TAKE» DC-Input 90 Milliwatt, gegen Gebot. P. Wyssling, HE9HES, Werdhölzlistrasse 142, 8048 Zürich, Tel. 051 62 26 47.

SELTENE GELEGENHEIT!

VERKAUFE wegen QSY: komplette Amateur-Sende- und Empfangsstation DRAKE-T-4X/R-4 mit allem Zubehör in Schrankmöbel eingebaut; sowie optimal angepassten TH3-Mk2 drei Element drei Band Rotarybeam mit Kabeln und Motorantrieb (Drehmast). Die ganze Anlage wird vorzugsweise mitsamt QTH-Mietvertrag über geräumige Einzimmerwohnung mit Vorraum, Bad und WC und Kochnische **betriebsbereit übertragen.**
Erste Auskunft wird nur an PTT-konzessionierte, wirkliche Interessenten erteilt über Tel. 051 / 89 29 19 von 08.00 bis 12.00 und ab 19.30 bis 22.00 Uhr HB.

DL 1 CU - Weltkarten
95×130 cm Fr. 9.–
70×100 cm Fr. 6.–
50× 70 cm Fr. 4.–
Azimut-Karte
60 × 60 cm Fr. 4.–
Log-Bücher A 4 Fr. 2.50
A 5 Fr. 1.75
HAM-Konversationsbuch (8-sprachig) Fr. 4.–
erhältlich bei:
EQUIPEL SA, 1211 Genève 24

OVERLAY TRANSISTORS

What they are and how to use them: an interim report

By SVEN F. WEBER, B.Mus., ARAM, G8ACC*

Prelude

IF one looks at page 19 of the January 1966 RSGB BULLETIN, ("Technical Topics" by G3VA: "Microwave Power Generation"), it should be obvious where this article started life! In fact, G3VA's mention of "overlay" transistors was the first time yours truly had ever heard of them and, as I was at that time playing around with semiconductors trying to get useful amounts of power out on 70cm, I was most interested. That month also, another magazine devoted to radio carried an advertisement for overlay transistors (*Wireless World*, January 1966), so I promptly wrote off to the manufacturer concerned asking for details. And the details I got made me sit up and take notice, so—after a lot of thought—I invested in some of these devices. This article, in other words, is a resumé of some of the experiences I have had using them in the past year with a little bit of theory. Experiments are still going on when I can afford the time and the cash.

Allegro Con Brio

Overlay transistors are of silicon epitaxial planar *n-p-n* construction with (in the 2N4012) 156 microscopic square elements forming the emitter, tied together in parallel with a diffused grid and an overlay of metal using a photo-etching technique. To quote RCA from their 2N4012 data sheet; "this arrangement provides a substantial increase in emitter periphery for higher (high frequency) current or power, and a corresponding decrease in emitter and collector areas for low input and output capacities . . . offers greater . . . . efficiency."

Sostenuto

Overlay transistors can provide—if care is taken—a very much worthwhile increase in output power and efficiency at u.h.f. due to their low series resistance compared with other transistors (see Table 1).

TABLE 1

Type	Freq. Mc/s	Drive W	Output W	Ft Mc/s	Design
2N3375	100	2	10	400	TO-60
	400	2	5		
2N3553	50	0·5	10	400	TO-39
	200	0·5	3·5		
2N3632	50	3	20	400	TO-60
	200	2	10		
2N4440	225	1·7	6·5		TO-60
	400	1·7	5		

If care is taken, as was just said! All transistors have very limited heat dissipation (11½, 7 and 23 W respectively for the first three with infinite heat sinks at 25°C) and they *can* pass a great deal more current than is good for them. As I know, only too well: once having done a stupid thing like burning transistors out, one treats them with a little bit more respect.

In Tempo

With an overlay type of structure, as with most other types of transistors, the collector-base capacity varies with the voltage on the collector. And that means that such a device can use the non-linear capacitance of the collector-base junction to generate harmonics of the input frequency, like a varactor. An overlay transistor, because of its low series resistance (1·8 ohms in the 2N4012: extrinsic base spreading resistance and the collector series resistance associated with the varactor capacitance) can generate harmonics at an efficiency comparable to a good varactor with the advantage that the output power is more than the drive. At the "present state of the art," power handling capabilities are limited but, no doubt, this will not always be so.

TABLE 2

Function	Type	Drive W	Output W
Tripling from 145 to 435 Mc/s	BAY96	15	13
	Varactor	40	27
Tripling from 145 to 435 Mc/s	2N4012	1	3
	Overlay	1·5	3·5
Doubling from 218 to 436 Mc/s	2N4012	2	5
	Overlay		
Doubling from 109 to 218 Mc/s	2N3553	0·25	2·5 (Typical figures)
	Overlay		

An overlay transistor operates in two completely distinct ways as a frequency multiplier. It must give gain at the input fundamental frequency and function as a varactor diode to make harmonics. In fact the 2N4012, which is especially made for multiplier service, gives power gain up to around 1400-1500 Mc/s as a quadrupler or quintupler (the cut-off frequency of the varactor diode in this device is 24 Gc/s and the F_{max} of the transistor is 800 Mc/s. Dissipation is 11½ W at 25°C), and soon (*Electronics*, 21 March, 1966) overlay transistors will be available with gain up to 5 Gc/s.

Andante

Capacitance is the rate of change of *charge* with voltage (e.g. $C = dQ/dV$). If the *capacity* varies with voltage, however, decreasing (say) while the voltage increases e.g.: $C = a(V + b)^{-n}$ where a, b and n are constant, these two results can be combined: $dQ/dV = a(V + b)^{-n}$. If a little calculus is applied to solve for Q (mine just about got that far), one can see that the charge $Q = a'(V + b)^{1-n}$ provided n is not equal to 1. Or, $V + b = a'Q^{1/1-n}$. In a semiconductor diode junction, b is the contact potential and n depends on the abruptness of the junction. If the junction could be made with no diffusion (i.e.: a really abrupt junction), $n = 0{\cdot}5$; and b can be neglected, so that $V = a'Q^2$, which means that the output will be twice the frequency (mainly) of the input.

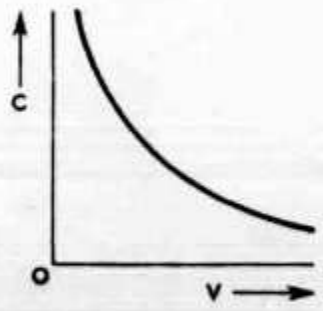


Fig. 1. Capacity decreasing with voltage in a junction diode.

*65 Combemartin Road, Southfields, London, SW18.

If the capacity were loss-less, the efficiency would only be limited by circuit losses, and in good varactor-diodes the efficiency can be as large as 90 per cent.

If we want higher harmonics, for example the third, this second harmonic current (or voltage) has to beat with the fundamental allowing sum and difference frequencies to appear. Quadrupling the frequency can be done as well: the second harmonic beats against the fundamental giving the third harmonic and this will beat again against the fundamental giving the fourth. For quintupling, the third harmonic beats against the second and so on. These harmonic currents (or voltages) must be allowed to circulate in "idler" circuits which include the varactor as a circuit element.

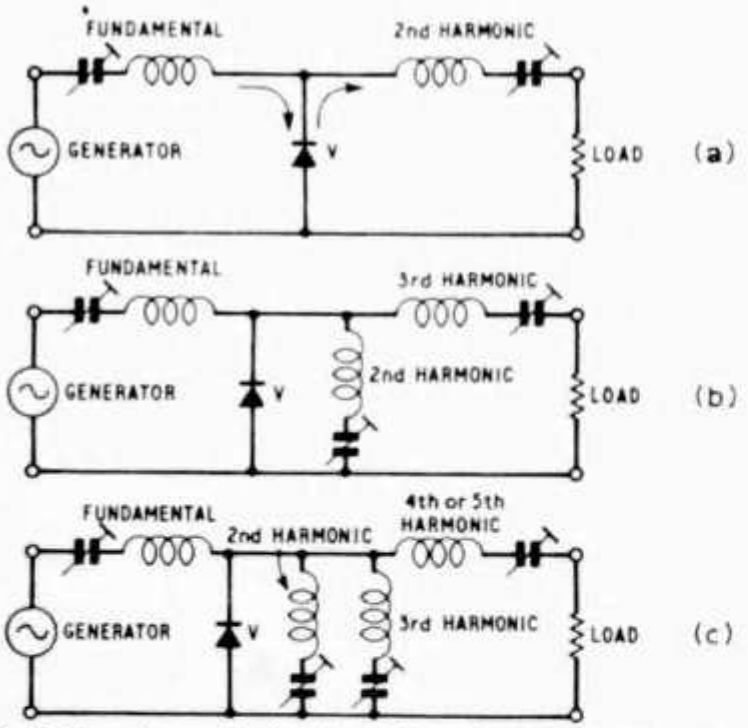


Fig. 2. Varactor multipliers in outline; the diode is in the shunt configuration. (a) 2nd harmonic, (b) 3rd harmonic, (c) 4th and 5th harmonics.

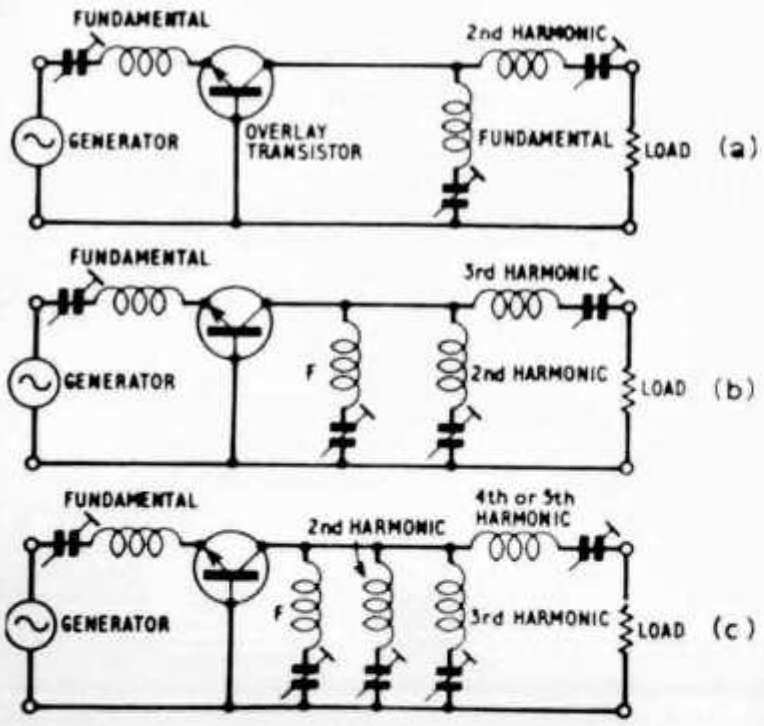
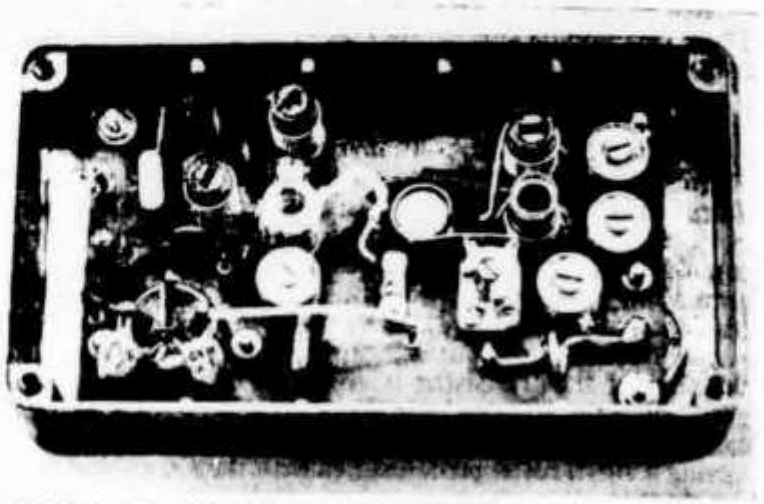


Fig. 3. Overlay transistor multipliers. The collector-base junction is a shunt connected varactor diode. (a) 2nd harmonic, (b) 3rd harmonic, (c) 4th and 5th harmonics.



A 432 Mc/s 150 mW exciter using a 2N3553 driven by a GM290. The circuit is shown in Fig. 15.

Allegretto

Now the collector-base junction in an overlay transistor—and many other types of transistor—is very much like a varactor, and so the same circuit conditions apply to it with one exception, if one can call it that. A transistor is a three terminal device: the input is applied to a separate electrode from the one in which the output is recovered. Because of this, it is necessary to have a fundamental frequency idler in the output circuit to get gain at this frequency or, the same thing, to get fundamental current flowing through the collector-base junction. This idler develops the drive for the non-linear capacitance to make harmonics.

All the circuits in Fig. 3 use transistors in the common-base mode, which is very like the shunt configuration of a varactor. If the common-emitter circuit is decided upon, a series-resonant circuit becomes essential between the base and ground for whatever the final frequency in the output is. The common-emitter input circuit is shown in Fig. 4. This is more akin to the series configuration of a varactor.

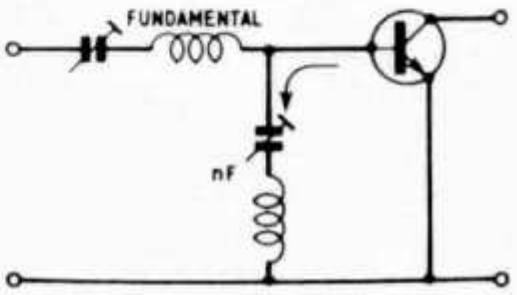


Fig. 4. Common emitter input circuit.

Andante Come Prima

In the common-base multiplier there is one less tuned circuit to bother about than in the common-emitter mode (one feels as if six arms are needed to cope with all the adjustments to a quadrupler common-emitter stage!). So why is the common-emitter configuration used?

If the input drive power level is low, the common-base circuit is considerably more efficient and provides more gain. If the input power is pushed up, the efficiency goes through a maximum and then starts to decrease and is overhauled by the common-emitter circuit for efficiency and output power at large input drives (around $\frac{3}{4}$ W in the 2N4012). So the common-base arrangement saturates at lower power levels than the common-emitter. Therefore it seems wise to use the common-base circuit for low power stages and common-emitter for the QRO or p.a. stage.

Adagio Doloroso

All non-linear circuit elements are especially prone to instability and it is difficult to know where to begin so as not to frighten people off.

High frequency oscillations may be rather a nuisance. These oscillations can be very close to the multiplier output frequency and they become very evident when the drive power is removed! Sometimes they have no centre frequency and one gets a band full of noise. According to the RCA Application Note (SMA-40) on overlay transistors, common-emitter circuits were found to be less troublesome on this score than common-base. In my experience, which is obviously very limited, this type of instability can come with equal frequency in either mode and was equally curable by grounding emitter or base with as short a lead as possible (this was up to 450 Mc/s).

Low frequency oscillations can be present as well because the gain of the transistor is considerably higher when one goes down the frequency scale. Sometimes one is lucky and can get away with it but it is far better to make sure by having a small resistance in series with the r.f. chokes for the supply (Fig. 5), and *parametric oscillations* can occur if these l.f. oscillations are allowed to interfere with the harmonic output (if C in Fig. 5 has not got a low impedance to the l.f. oscillations as well as to the signal frequency).

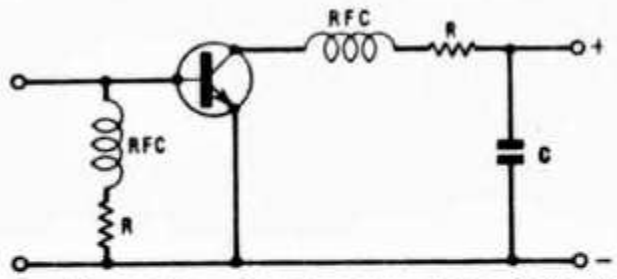


Fig. 5. Small resistance in power supply leads to stop low frequency oscillations. C must have a low impedance at both signal frequency and below.

Possibly *hysteresis* could lay fair claim to be the most annoying type of instability to plague experimenters with overlay transistors. This shows its ugly head when tuning up: sudden jumps (and how!) of output power when the input power is altered. The tuned circuit resonant frequency apparently alters with the drive level, and common-base circuits seem to be worse in this respect than common-emitters. Speaking from experience, the two most infuriating aspects of this type of instability are on the one hand, having tuned several stages of overlays up, tuning the last trimmer for maximum output collapses the whole drive and one has to start again with the first one—though this can happen with ordinary transistors (in my case, my store of expletive very soon ran out); secondly, due, perhaps, to one of the other causes of instability coupled with hysteresis, the whole lot takes to the air and starts passing hundreds of amps. The transistors have a sufficiently low resistance to do this but not enough heat conduction to the chassis to get away with it. Apparently, the newer experimental types are less prone to this, but even so, it *is* essential to have some form of fast cut-out in the power unit, for example, tunnel diode[1], s.c.r.[2], or Eccles Jordan/Schmitt[3] switch, where the cut-out can be measured in microseconds.

A tailpiece: I've had a 2N3553 oscillate strongly at 800 Mc/s on Veroboard, and all my "look-see" meters went crazy because of it, due to my not having connected the parallel copper strips in parallel at *both* ends. . . .

Vivace Non Troppo

For efficient amplifiers and multipliers, the best use of the input driving power must be made. This will be impossible unless one has a "conjugate" match to the input of the transistor to make it look like a plain resistive load. In Table 3, input impedances are quoted for the transistors mentioned earlier:

TABLE 3

	Type	50 Mc/s	100 Mc/s	200 Mc/s	400 Mc/s
Series input impedances at: $I_C = 100$ mA $V_C = 28$ V Values in ohms	2N3375	$15 - j2{\cdot}5$	$14 - j1$	$13{\cdot}5 + j0{\cdot}5$	$14 + j7{\cdot}5$
	2N3553	$14 - j2$	12	$12 + j3$	——
	2N3632	$12 - j3$	$11 - j2$	10·5	$13 + j5$
	2N4012	$15 - j2{\cdot}5$	$14 - j2$	13·5	$14 + j7{\cdot}5$

So one has at least to balance out the reactive part to make more efficient use of drive. Somewhat better is to have an impedance transformer (pi, L or T section) to balance both source and input and, what comes to the same thing, these couplers are to make sure that only the desired frequency component (current or voltage) should be available across the load. The impedances are given in Table 3 are only typical, and would again be altered by physical layout—which is another reason for using couplers.

" Pi " sections can be designed with data given in the RSGB *Amateur Radio Handbook* on p. 187, taking into account the reactive components. But often the capacitors are inconveniently large and the inductors too small.

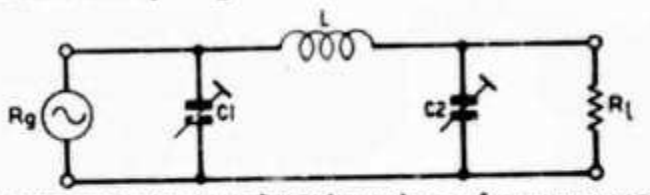


Fig. 6. Pi coupler to transform impedance from non-reactive generator to a similar load.

$$X_{C_1} = R_g/Q\,(1 + \sqrt{\frac{R_L}{R_g}});\ X_{C_2} = X_{C_1}\sqrt{\frac{R_L}{R_g}};$$

and $X_L = X_{C_1} + X_{C_2}$.

" L " sections are not quite so easy to find in the literature for non-engineers (like me). The simplest way of considering an L coupler is that C1 and *L* in Fig. 7 are a series tuned circuit at the drive frequency, and the *series* impedance of R_g and C2 should match the load impedance (Table 3).

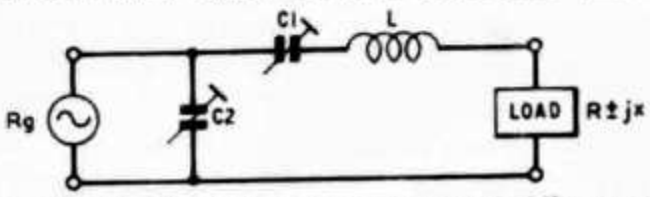


Fig. 7. L coupler. C1 and L are series resonant at the generator frequency. C2 matches generator to load.

If the generator impedance is unknown, just cut and try. But with transistor output circuits acting as generators, fairly good guesses can be made from published data even if an impedance bridge is not available—and most of us haven't got a unit of this type anyway.

If a resistance *R* is in parallel with a reactance *X* (positive for inductance, negative for capacitance) and the series resistance *r* and resistance *x* are required:

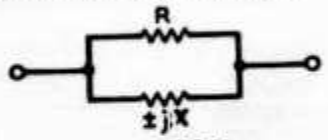


Fig. 8(a)

$$r = \frac{RX^2}{R^2 + X^2} \text{ and } x = \frac{R^2X}{R^2 + X^2}$$

or the other way up:

Fig. 8(b)

$$R = \frac{r^2 + x^2}{r} \text{ and } X = \frac{r^2 + x^2}{x}$$

therefore $r/x = X/R$.

Piu Lento

"T" section coupling is rather difficult to find out about, but they have their uses—if they can be designed. Pi sections can be considered as voltage sources in conjunction with a generator, whereas T sections are current sources, which could have some advantages when using (overlay) transistors. The easiest way to get the component values is through transforming from Pi to T[4]:

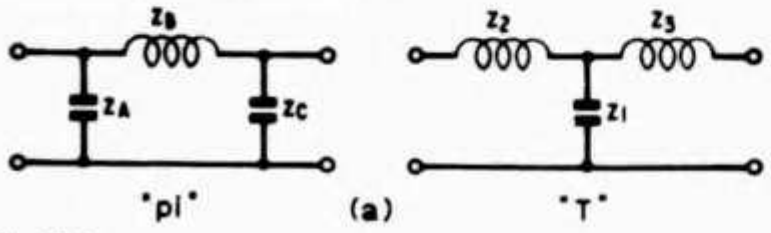


Fig. 9(a)

which are delta and star networks respectively:

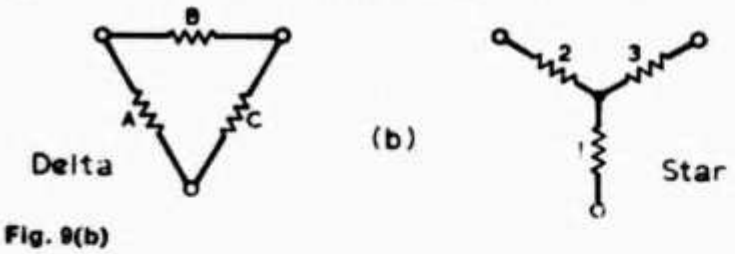


Fig. 9(b)

assuming, of course, that the reactive components have been allowed for in the pi coupler. $Z_1 = \frac{AB}{A+B+C}$ $Z_2 = \frac{BC}{A+B+C}$ and $Z_3 = \frac{CA}{A+B+C}$.

Table 4 gives typical published output impedances of the four semiconductor devices mentioned earlier on in this article.

TABLE 4

$V_C = 28V$	Type	50 Mc/s	100 Mc/s	200 Mc/s	450 Mc/s
$I_C = 100$ mA	2N3375	300+22pF	250+14pF	125+10pF	50+10pF
Values in ohms	2N3553	300+24	200+15	100+10	50+8
and picofarads	2N3632	250+35	125+22	50+18	25+14
	2N4012	350+22	250+14	125+10	50+10

Vivace Di Nuovo

In fact the coupling arrangements work very well—if the right sort of equipment is on hand to set them up. If it isn't, alignment can take quite a long time. Unfortunately non-linear capacitance multipliers can divide as well as multiply, and with both together some of the spurioids which they can make could be sufficiently close to the final frequency to slip through. The standard pi-coupler is normally a high pass arrangement and the T is normally a low pass filter, so perhaps the best circuit to use if one hasn't any esoteric measuring equipment is a band-pass, as was used in G6JP's article [5] on varactor triplers, for the output circuits. The RSGB BULLETIN (January 1967, p. 44), published a letter by G6JP and G3MNO decrying alignment using power output alone—without some indication as to what frequency the power is

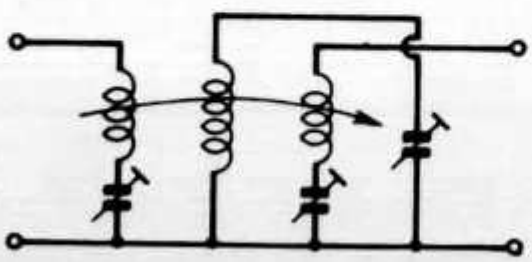


Fig. 10. Bandpass filter.

Two dummy loads suitable for very low power at u.h.f. The upper device uses a modified TV attenuator, and the lower one is assembled from a standard Belling-Lee plug.

on, if it is at all. I agree with this letter most strongly, and without any reservations. Alignment should in *all* cases be carried out with a dummy load, and the units should quite definitely *not* be connected to their aerials before all the bugs have been ironed out.

For medium power stages (1—2 watts output), it is possible to make a very simply dummy load which stays mainly resistive to well above the frequencies that have been talked about here. Take a composition resistor (50 or 68 ohms Grade 1) with axial leads, and fit inside a standard B-L (or other) plug. With some plugs one can squeeze a 2 watt resistor in quite comfortably. Cut out a thin copper or brass shim to fit in the end of the plug and drill a hole sufficient to take the resistor wire, fit together and solder up.

The idler circuits should be designed with the same care as the output circuits. They should tune *with* the transistor to the frequency concerned and should have as low a series resistance as possible at that frequency (high Q). This means not only having thick wire (and, if possible, silver plated) but also having the minimum inductance possible, taking into account the transistor capacity at that frequency. One way of doing this would be to make coils with an air inductance of somewhat less than the desired value and tune them to resonance with a suitable dust core (blue or yellow cores; use half or quarter of a slug), with as large an external capacity as possible.

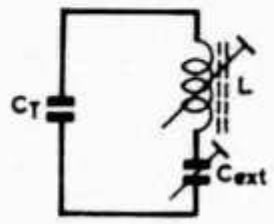


Fig. 11. Idler circuit. C*ext* and L make a resonant tuned circuit with the output capacity of the varactor (collector-base) junction.

Coda and Postlude

As was said before, transistors—especially power types—need more than adequate heat-sinking, and input drive has to be strictly controlled. It is no good having a transistor getting rid of 10 watts on a piece of metal which is only a couple of square centimetres, and it is even less use pumping 3 watts of drive into a transistor which is only supposed to take 2. There won't be any more power output—and that last sentence can be taken as one likes. It'll just depart for nether regions rather rapidly, leaving you swearing.

It seems pretty well impossible to modulate an overlay transistor on its collector alone (they share this fault with ordinary power transistors). One source of trouble is the high value of collector impedance consequent upon Fig. 12(a). Here the power is approximately proportional to the voltage ($P = aV$), so the collector current must be constant. The collector a.c. resistance is the change in V_C (0 — 28V) compared with the change in I_C, which would be very small,

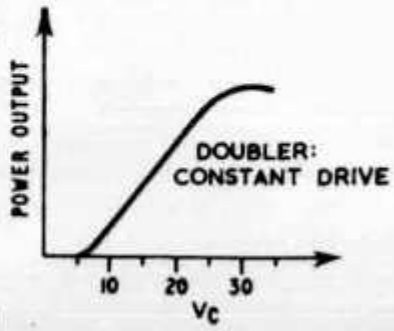


Fig. 12 (a)

indicating that the collector impedance is very high. More serious is the detuning effect (see above " hysteresis ") with changes in h.t. voltage, which makes any depth of modulation out of the question. If the modulating voltage is pushed up too far, the transistor can easily burn out.

Modulated drive can be applied as with varactors: the power output is essentially a straight line compared with drive input (for multipliers).

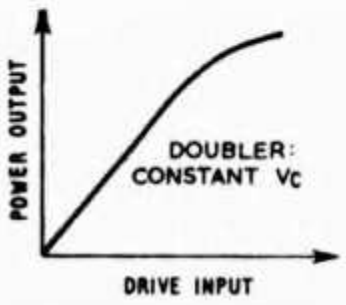


Fig. 12(b)

Fig. 12(b) indicates how power output varies with drive and constant collector voltage. Certainly the simplest way of modulating any transistor transmitter is by f.m. or n.b.f.m., with the advantage of a slight power increase if everything is driven to its limits, compared with a.m.

Another point concerns capacitors and inductors. There are *no* pure-bred beasts in this stable. Any *C* has some *L* and any *L* has some *C*, (i.e.; a 3·3 pF ceramicon with $\frac{3}{4}$ in. leads resonates around 400 Mc/s) and, although it is possible to tune out what shouldn't be there, it is best to have as far as possible only what is really necessary. This is especially true when it comes to grounding electrodes: $\frac{1}{4}$ in. of 16 s.w.g. wire has 2 nanonenries inductance, which means about 6 ohms reactance at 400 Mc/s, and $\frac{1}{4}$ in. of 28 s.w.g. has as near 30 ohms as makes no difference[6].

One last point. Don't load the crystal oscillator too heavily. With modern high frequency, high overtone crystals and a reasonable transistor in the oscillator stage, output should be limited to about 5 or maybe 10 mW. Or, in plain English, don't match the oscillator to the next stage. This could very well mean having an extra buffer stage, but it's well worth it for stability and convenience. And the cost of one of the low power devices of this type is not too outrageous (RCA charged 50s. in September 1966 for a 2N3553 unit). The low power units seem to have more gain than the high power transistors; a 2N3553 gives about 12-15 dB (or more) gain as a straight through power amplifier on 150 Mc/s, so that the 10 mW output from the oscillator could easily be knocked up to 0·25 W—which is quite sufficient to be getting on with.

The next article by Sven Weber, G8ACC, will describe a suitable tunnel diode power supply.

References

[1] " Switches," GE *Tunnel Diode Manual.*

[2] " Simple Thyristor-protected P.S.U.," *Wireless World*, April 1966.

[3] " A Power Supply for Experimental Transistorised Equipment," RSGB BULLETIN, February, 1966.
Reference Manual of Transistor Circuits, Mullard Ltd.

[4] " Theory of Networks," *Radio Designer's Handbook* (Langford Smith), Chapter 4.

[5] " A Varactor Tripler for 70cm," RSGB BULLETIN, November 1966.

[6] "Hanging on Cs at High Frequencies," T. D. Towers, *Wireless World*, December, 1966.

Miscellaneous

RCA SMA-22, " V.H.F. Power Sources using Varactor Multipliers."

RCA SMA-36, " Design of Large Signal V.H.F. Transistor Power Amplifiers."

RCA SMA-40, " Frequency Multiplication using Overlay Transistors."

Mullard Technical Communications, No. 78, November 1965: " Design of High Power U.H.F. Trebler."

Electronics, 21 March, 1966: " Overlay Transistors Move into the Microwave Region."

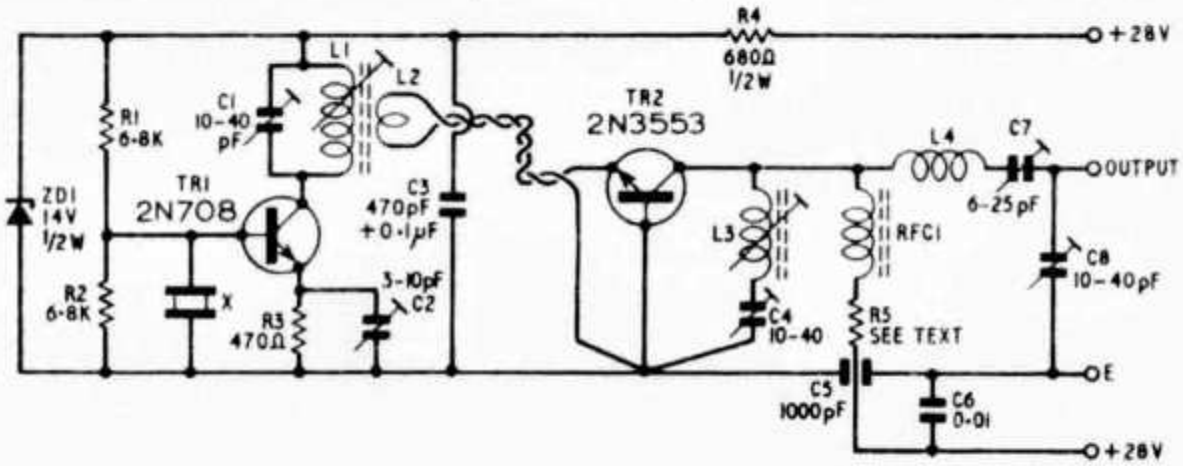


Fig. 13. A 145 Mc/s exciter with approximately 0·5 watts output. L1, 6 turns, 18 s.w.g., spaced wire diam., $\frac{1}{4}$ in. diam.; L2, 2 turns, 22 s.w.g. insulated, interleaved with L1; L3, 7 turns, 18 s.w.g., spaced wire diam., $\frac{1}{4}$ in. diam., tuned with dust core; L4, 5 turns, 18 s.w.g., spaced wire diam., $\frac{1}{4}$ in. diam., self supporting; RFC1 + R5, 30 turns, 28 s.w.g. enam. nichrome wire, on $\frac{1}{4}$ in. × $\frac{1}{4}$ in. ferrite core; TR1, 2N708; TR2, 2N3553; X, 72 Mc/s 2MMW overtone crystal; ZD1, 14-volt Zener diode, $\frac{1}{4}$ watt.

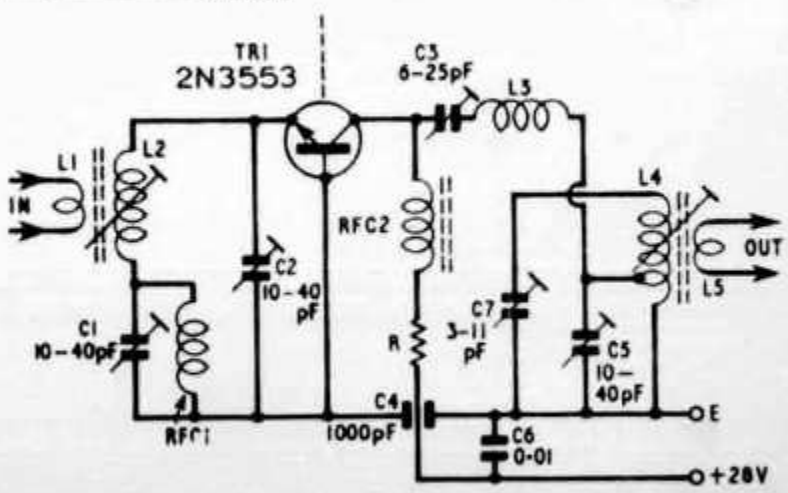


Fig. 14. A 145 Mc/s amplifier. L1, 1 turn, 22 s.w.g. insulated, interleaved with L2, $\frac{1}{4}$ in. diam.; L2, 2 turns, 18 s.w.g., spaced wire diam., $\frac{1}{4}$ in. diam., dust core tuned; L3, 5 turns, 18 s.w.g., spaced wire diam., $\frac{1}{4}$ in. diam., air-spaced; L4, 5 turns, 18 s.w.g., tapped 1 turn, spaced wire diam., $\frac{1}{4}$ in. diam., dust core tuned; L5, 1 turn, 22 s.w.g., interleaved with L4, $\frac{1}{4}$ in. diam.; RFC1, 2, as Fig. 13; TR1, 2N3553. A heat sink will be necessary, but as the collector of this transistor is connected to its case, some insulating material must be used.

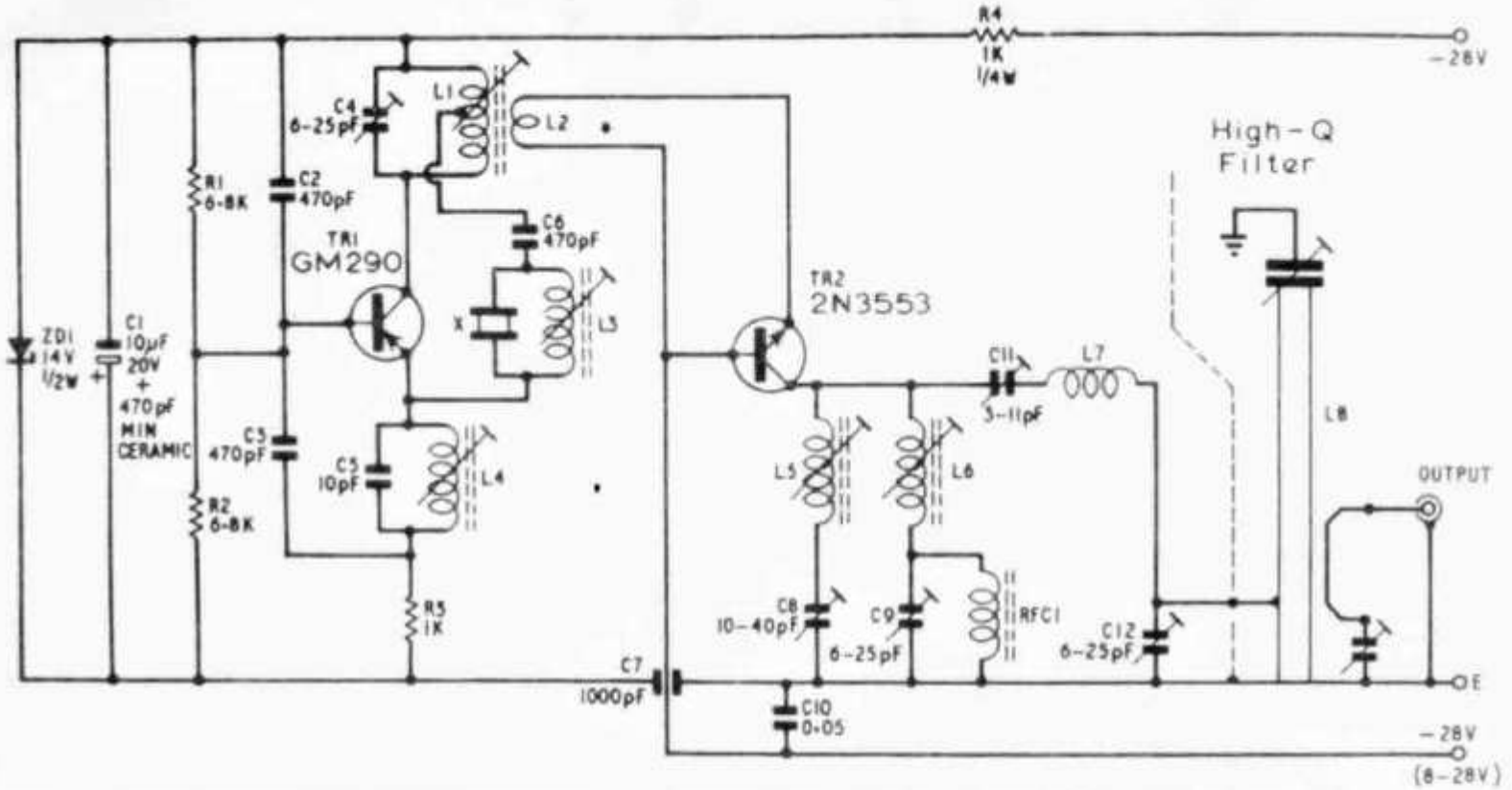


Fig. 15. A 432 Mc/s exciter with an approximate output of 150 mW. L1, 3 turns, 18 s.w.g., spaced wire diam., ¼ in. diam., tapped 1 turn from h.t. end, dust core tuned; L2, 1 turn, 18 s.w.g., insulated, interleaved with L1, twisted length not greater than ½ in. to TR2; L3, 6 turns, 18 s.w.g., spaced wire diam., ¼ in. diam., dust core tuned; L4, 5 turns, 18 s.w.g., spaced wire diam., ¼ in. diam., dust core tuned; L5, 4 turns, 18 s.w.g. spaced wire diam., ¼ in. diam., dust core tuned; L6, 2 turns, 18 s.w.g., spaced wire diam., ¼ in. diam., dust core tuned; L7, 1¼ turns, 14 s.w.g., ¼ in. long, ¼ in. diam., L8, Any high Q filter (see **RSGB** *Amateur Radio Handbook*, Third Edition, page 147); RFC1, as Fig. 13; TR1, GM290; TR2, 2N3553; X, 145 Mc/s 2MMW overtone crystal; ZD1, 14-volt Zener diode, ¼ watt.

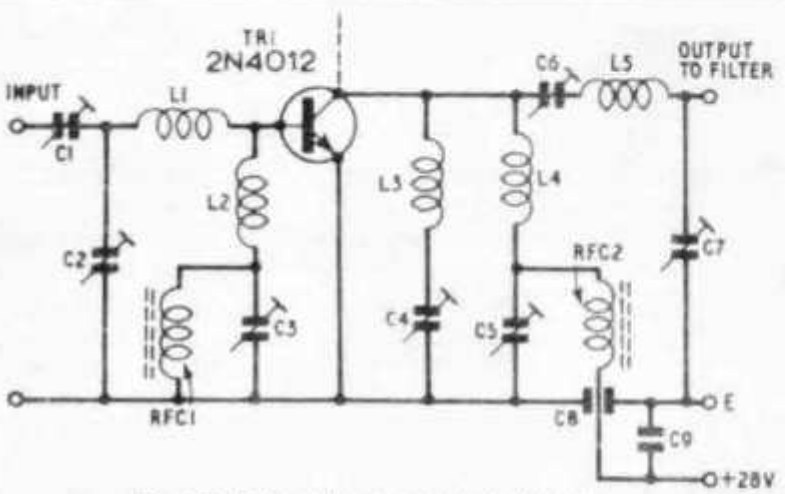
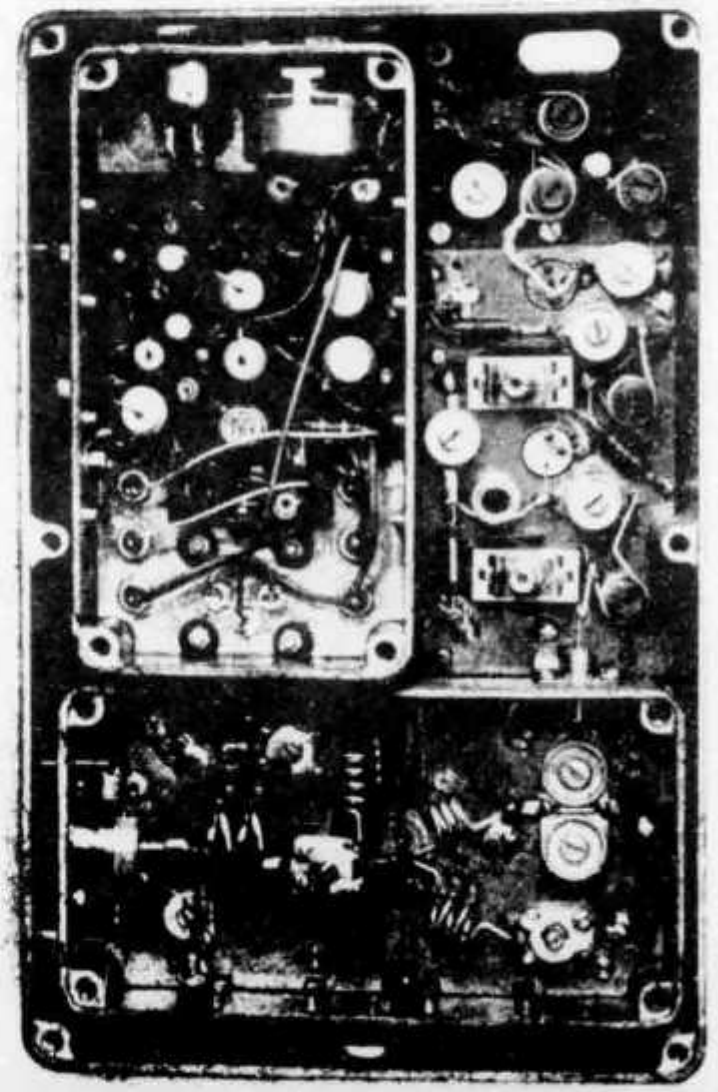


Fig. 16. A doubler or tripler to 432 Mc/s.

Doubler (218 Mc/s input): C1, 5-30 pF; C2, 5-30 pF; C3, 2·5-5 pF air spaced; C4, not used; C5, 3-11 pF air spaced; C6, 3-11 pF air spaced; C7, 6-25 pF; C8, 1000 pF; C9, 0·05 μF ceramic; L1, 2 turns, 18 s.w.g., spaced wire diam., ¼ in. diam., L2, 2¼ turns, 18 s.w.g., ¼ in. spacing, ¼ in. diam.; L3, not used; L4, 4 turns, ⅛ in. spacing, ¼ in. i.d.; L5, 2 turns, 14 s.w.g., ⅛ in. spacing, ¼ in. diam.

Tripler (145 Mc/s input): C1, 8-50 pF; C2, 5-30 pF; C3, as doubler; C4, 10-40 pF; C5, 6, 7, 8, 9, as doubler; L1, 3 turns, 18 s.w.g., spaced wire diam., ¼ in. diam.; L2, as doubler; L3, 4 turns, 18 s.w.g., ⅛ in. spacing, ¼ in. diam.; L4, 3 turns, 18 s.w.g., ⅛ in. spacing, ¼ in. diam.; L5, as doubler.

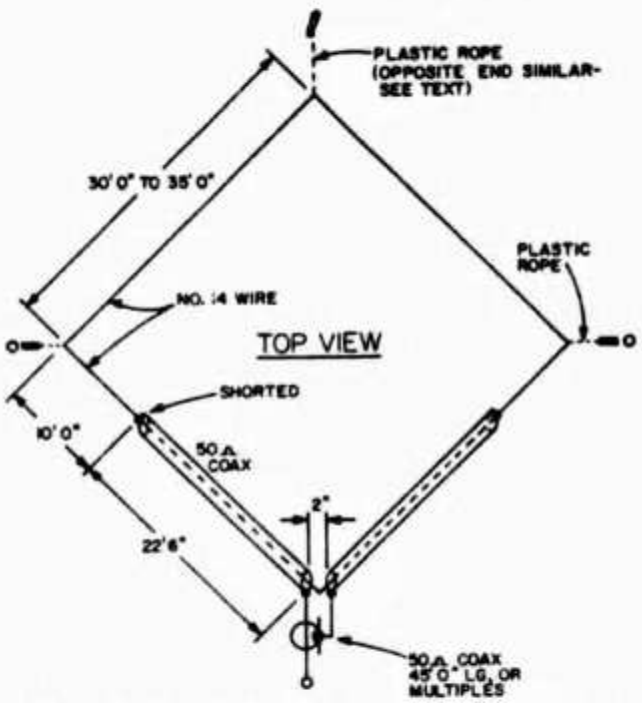
RFC1, as Fig. 13; RFC2, ¼ in. - ¼ in. ferrite core, 10 turns, 24 s.w.g. nichrome. Transistor, 2N4012; make certain that this transistor has enough heat sinkage and that the case is at r.f. earth potential.



An experimental 432 Mc/s complete transmitter. The oscillator/multiplier stages are in the upper right-hand section, the p.a. is below, and the modulator is in the box top left.

The Diamond Array

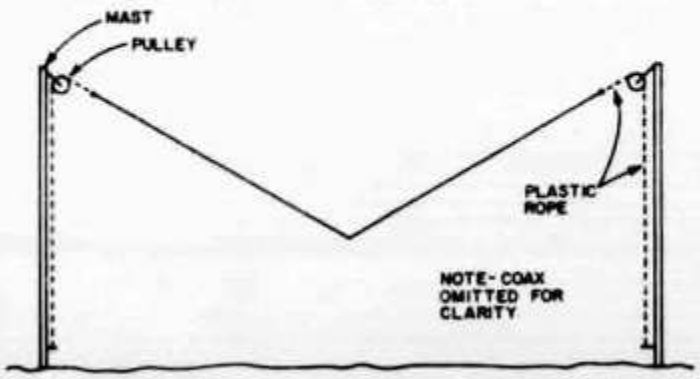
Ira F. Gardner, W6LNN
2613 Crosby Way
Sacramento, Calif. 95815



This efficient little antenna features several popular designs all in one. It is one element of a 40 meter quad-one full wave length in a diamond or square, two upright Vee antennas fed in phase, an upright Vee derived from the design of the familiar co-ax dipole, and it has a gain of 3½ or 4 dB over a standard dipole. It is rather broad in frequency response, and non-directional.

The antenna can be oriented 90 degrees, that is, fed from one of the high angles, with no noticeable change in performance. However, by using one of the low angles for the feed-point, it may be possible to keep the feedline away from the field of the antenna, and also even use a more direct feed to the rig.

Plastic or glass lines are used for support and are run thru pulleys for ease of erection and tuning. The lengths of the single wire on the opposite Vee from the co-ax fed half of the array is not critical, but the actual tuning for best SWR and frequency of the antenna is done with the 10 foot ends of this first co-ax half.



The two low opposite angles are pulled down and out to supports at each side of the lot, resulting in approximately 20 feet above ground for these angles. The opposite high angles of the diamond are around 45 to 50 feet high.

The far end of each half of the dipole co-ax section is shorted, with the single wire extending around the diamond from these points. The 50 ohm co-ax shielding only is opened up for 2 to 3 inches and the feedline connected at each section of shielding. This folded dipole effect gives the design a good flat SWR throughout the band. To reduce the strain at the feedpoint, a short bridle or yoke of plastic or glass line is wrapped around each side of the co-ax and tightly taped with the tie-line brought out from this spot.

In tuning for the best SWR or for the best center frequency, always use an SWR meter with an exciter for low power—100 watts is ample.

If the low frequency end of the band shows the best SWR, or it results in an increasingly better reading although still far from 2 to 1 or better, the single wire section is too long, and a foot should be cut off from each end of the 10 ft. extensions. The SWR reading then should be checked and if improvement is noted—continue cutting and testing until satisfaction is reached or the tuning is correct.

Now, should the SWR show improvement by tuning towards the high end of the frequency of the 40 meter band, and still in excess of what it should be, the antenna is too short. At least a foot or more should be added to each single wire end for the next check point on the SWR.

No balun is necessary, just keep your co-ax feed in the clear and away from grounds.

The writer's SWR figures were as follows:

7.3 mc—2 to 1
7.2 mc—1.25 to 1
7.1 mc—1.05 to 1
7. mc—1.22 to 1

In closing, much to the amazement of this amateur, very good SWR is obtained both on 20 and 10 meters. So, if you like to try out antennas, here is one that may surprise you.

Eine Rahmenantenne zum Senden

Von Hans-Joachim Brandt, DJ 1 ZB

Ganz allgemein eignen sich Antennen gleichermaßen für Sendung und Empfang. Die Rahmenantenne macht scheinbar eine Ausnahme, da sie nur für Empfangszwecke verwendet wird. Sie läßt sich aber zu einer Sendeantenne mit interessanten Eigenschaften weiterentwickeln, die in ihrer Leistungsfähigkeit anderen Antennen nicht nachsteht.

In der Antennenliteratur ist über die Rahmenantenne häufig zu lesen, sie komme wegen ihres geringen Strahlungswiderstandes für Sendezwecke nicht in Betracht. Nun ist aber ein kleiner Strahlungswiderstand nicht grundsätzlich von Nachteil, wenn es nur gelingt, einen genügend starken Strom durch ihn hindurchzuschicken. Die Wirksamkeit einer solchen Antenne ist rein eine Frage der Anpassung und der Verringerung von Verlusten.

Strahlungswiderstand

Für die Rahmenantenne ergibt sich der Strahlungswiderstand nach der Beziehung $Rs = 31\,200 \frac{n^2 F^2}{\lambda^4}$. Darin bedeuten n die Anzahl der Windungen, F die vom Rahmen eingeschlossene Fläche (in m^2) und λ die Betriebswellenlänge (in m). Sucht man bei gegebener Leiterlänge das Optimum zwischen Windungszahl und Fläche, so liefert ein Rahmen mit nur einer Windung den größten Strahlungswiderstand. Die größte Fläche bei gegebenem Umfang hat ein kreisförmiger Rahmen.

Abstimmung und Wirkungsgrad

Sieht man von Resonanzen höherer Ordnung einmal ab, wie sie bei der Ringantenne [1], beim Quad oder dem Bisquare benutzt werden, so ist die maximale Leiterlänge des Rahmens etwa auf eine Viertelwellenlänge begrenzt. Die Antenne bleibt stets induktiv und wird mit einem Drehkondensator auf Resonanz abgestimmt. Das ist ein wesentlicher Vorteil gegenüber kurzen Stabantennen, die kapazitiv sind und mit einer Induktivität abgestimmt werden müssen. Denn der Verlustfaktor einer Spule ist um ein Vielfaches höher als der eines Kondensators. Wenn aber der Verlustwiderstand des Abstimmelements größer wird als der Strahlungswiderstand, sinkt der Wirkungsgrad der Antenne schnell ab.

Eine Rahmenantenne für das 80-m- und 40-m-Band erfordert demnach einen Umfang von etwa 10 m. Der Strahlungswiderstand beträgt dann im günstigsten Falle, d. h. bei einem kreisförmigen Rahmen, knapp 0,8 Ω für 40 m und knapp 0,05 Ω für 80 m. Diese Werte sind in der Tat sehr klein. Bei einem quadratischen Rahmen wären sie noch um 40 % niedriger. Die Praxis zeigt auch, daß eine solche Antenne, aus normalem Draht aufgebaut, zum Senden völlig ungeeignet ist. Insofern sind die eingangs erwähnten Literaturangaben durchaus zutreffend.

Die Erklärung dafür ist jedoch einfach. Der Draht hat aufgrund des Skineffektes einen gewissen Verlustwiderstand. Dieser ist an sich so klein, daß er bei normalen Antennen mit Strahlungswiderständen von mehreren zehn Ω keine Rolle spielt. Verglichen mit dem geringen Strahlungswiderstand der Rahmenantenne jedoch ist er untragbar hoch, und die Sendeleistung wird fast vollständig in Wärme umgesetzt. Gibt man aber dem Rahmenleiter eine genügend große Oberfläche, so wird der Verlustwiderstand stark reduziert, und man erhält trotz des kleinen Strahlungswiderstandes eine sehr wirksame Sendeantenne.

Besondere Eigenschaften

Als „magnetischer Dipol" hat eine Rahmenantenne Eigenschaften, die unter Umständen gegenüber normalen Drahtantennen vorteilhaft sein können. Einmal ist der Platzbedarf sehr gering. Ein Rahmen für das 80-m-Band benötigt etwa so viel Raum wie ein Quad für 20 m und kann mit brauchbarem Wirkungsgrad auch auf 160 m abgestimmt werden. Im Gegensatz zu kurzen Vertikalantennen ist eine Erde oder ein Gegengewicht nicht erforderlich. Da-

mit entfällt das Problem des Erdwiderstandes völlig, der bei diesen Antennen immer den Wirkungsgrad beeinträchtigt. Vor allem aber ist eine Eigenart interessant, die sich aus der Strahlungscharakteristik ergibt.

Bei einer Rahmenantenne denkt man unwillkürlich an die Richtwirkung, die in der Peiltechnik ausgenutzt wird. Aber gepeilt wird auf Minimum, während das Maximum, das beim Senden interessiert, sehr breit ist. Ein vertikaler Rahmen hat dieselbe Strahlungscharakteristik wie ein horizontaler Dipol. Aber in einem Punkt unterscheiden sich beide Antennen wesentlich. Horizontal polarisierte Wellen erfahren eine Phasendrehung, wenn sie am Erdboden reflektiert werden, vertikal polarisierte dagegen nicht. Daher hat bei einem Horizontaldipol, der niedriger als etwa $\lambda/8$ aufgehängt ist, die am Erdboden reflektierte Strahlung eine auslöschende Wirkung auf die direkte Strahlung. Läßt sich eine genügende Höhe für einen solchen Dipol nicht realisieren, so ist die vertikale Polarisation auf jeden Fall vorteilhafter. Bei einer vertikalen Rahmenantenne addiert sich die am Boden reflektierte Strahlung praktisch phasenrichtig zur direkten Strahlung. Man kann diese Antenne daher ohne Einbuße von Sendeenergie dicht über dem Erdboden errichten. Bei ideal reflektierendem Boden wäre die nach oben und schräg oben abgestrahlte Energie sogar doppelt so groß wie bei einem Rahmen im freien Raum.

Praktische Ergebnisse

Aufgrund dieser Betrachtungen sind in den USA Rahmenantennen für den Frequenzbereich von 2,5 ... 5,5 MHz entwickelt worden [2]. Ihren prinzipiellen Aufbau zeigt **Abb. 1.** Der Rahmen wird mit einer Serienschaltung von drei variablen Kondensatoren abgestimmt. Dabei bestimmen die mechanisch gekuppelten Kondensatoren CT in erster Linie die Resonanz, während die Kondensatorgruppe CL im wesentlichen die Anpassung an ein Kabel mit 50 bis 75 Ω Wellenwiderstand festlegt. Beide Bedienungselemente werden wechselweise auf bestes Stehwellenverhältnis abgestimmt.

Konstruktiv besteht die Antenne aus einem zerlegbaren Achteck aus 1,5-Zoll-Rohren mit einer Kantenlänge von 5 Fuß, das von einem Fiberglasmast getragen wird. Die Abstimmschaltung befindet sich in einem Kasten an der unteren Seite des Rahmens, etwa 4 Fuß über dem Boden.

Umfangreiche Geländetests zeigten eindeutig die Überlegenheit der Rahmenantenne gegenüber niedrig hängenden Dipolen sowie die Vorteile der achteckigen im Vergleich zur anfangs benutzten quadratischen Form. Auf 3,275 MHz beispielsweise lieferte ein quadratischer Rahmen eine relative Feldstärke von 600 μV, ein achteckiger etwa 1500 μV, eine abgestimmte Dipolantenne in 6 Fuß Höhe dagegen nur 68 μV. In einer Höhe von 40 Fuß war der Dipol dem Rahmen etwa gleichwertig. Der Wirkungsgrad des Achteck-Rahmens betrug bei 2,5 MHz etwa 22 % und bei 5 MHz etwa 77 %.

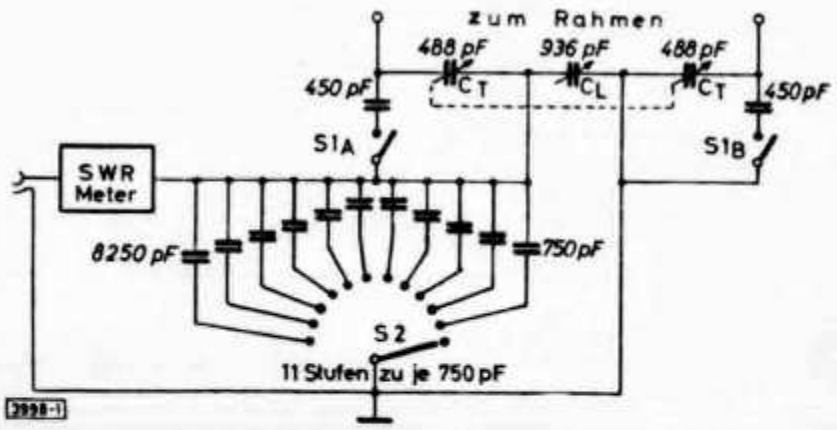


Abb. 1.
Anpaßschaltung des amerikanischen Rahmens

Eigene Versuche

Den Verfasser reizte es, die neue Antenne im Portabelbetrieb zu testen, ohne jedoch gleich umfangreiche Metallarbeiten auf sich nehmen zu müssen. Als Leiter mit großer Oberfläche diente daher eine 10 m lange und 17 cm breite Kupferfolie, wie sie als Schirmwicklung in Transformatoren verwendet wird.

Anstelle der amerikanischen Schaltung wurde eine gleichwertige Anordnung gewählt, die mit gängigen Bauteilen zu erstellen ist und keinen Stufenschalter für die Anpassung erfordert.

Wie **Abb. 2** zeigt, wird der Rahmen mit einem 2 × 500-pF-Drehkondensator (Cp) abgestimmt, dem für die 80-m-Resonanz noch 330 pF je Sektion parallelzuschalten sind. Die Anpassung an ein Kabel (oder direkt an die PA-Stufe) erfolgt mit einem 50-pF-Drehkondensator (Cs). Um die Resonanzfrequenz des Rahmens zu messen, dreht man Cs etwa halb ein und schaltet an die Klem-

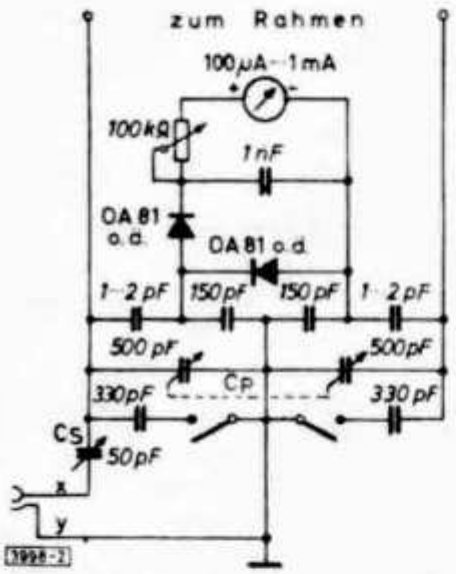


Abb. 2. Vereinfachte Anpassungsschaltung mit Spannungsanzeige

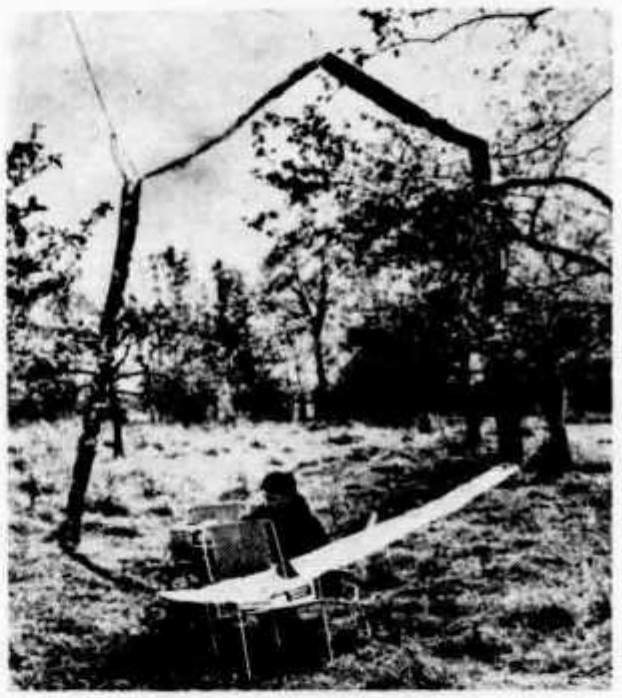


Abb. 3. Die Antenne im Probebetrieb

men x und y eine Spule von etwa drei Windungen, um ein Dip-Meter ankoppeln zu können. Für die Abstimmung ist kein SWR-Meter erforderlich. Cp und Cs werden auf maximale Hf-Spannung eingestellt. Zu diesem Zweck ist eine Spannungsverdopplergleichrichtung vorgesehen, die lose an die Enden des Rahmens angekoppelt ist.

Die Versuche mit dieser Anordnung begannen in der Loggia der Wohnung an einem rechteckigen Rahmen. Test-QSOs auf 80 m mit 2 W Leistung ergaben Rapporte aus München von 569 und 579, jedoch keine weiterreichenden Verbindungen. Offensichtlich verursachten die nahen Hauswände eine spürbare Bedämpfung des Rahmens.

Richtig erprobt werden konnte die Antenne erstmals am 28. 10. 1967 anläßlich eines privaten Fielddays, zu dem DK 1 KH geladen hatte. Als Gäste zum abendlichen Schweinshaxnbraten erschienen DK 1 JT, DL 2 QV, DL 2 HI mit seiner Gattin, ferner DL 2 WA und DL 2 WB mit einer Semcoset-UKW-Station sowie DJ 5 WO und DK 1 JU als kurze Besucher und bestaunten das ungewohnte Antennengebilde **(Abb. 3)**. Die Kupferfolie wurde an einem Tragseil zwischen zwei Apfelbäumen aufgehängt und in Form eines Sechsecks verspannt, so gut es ging. Als Vergleichsantenne diente eine senkrecht zur Rahmenebene ausgespannte 60-m-Langdrahtantenne, aus etwa 15 m Höhe schräg auf 2 m Höhe abfallend, mit einem drunter ausgelegten 40 m langen Erddraht. Für den netzunabhängigen Funkbetrieb stand die QRP-Transistorstation des Verfassers [3] zur Verfügung.

Im Laufe des Nachmittags wurden beide Antennen auf dem 80-m-Band mit mehreren Gegenstationen getestet. Dabei konnten die amerikanischen Erfahrungen eindeutig bestätigt werden. Die Rahmenantenne war dem Langdraht durchaus ebenbürtig, manchmal schnitt sie sogar um eine S-Stufe besser ab. Der Unterschied war jedoch nicht erheblich und sicher auch auf die verschiedene Polarisation und Strahlungscharakteristik der beiden Antennen zurückzuführen. Die hereinbrechende kalte Jahreszeit gestattete es leider nicht mehr, die Versuche auf das 40-m-Band auszudehnen.

Pferdefüße

Um die neue Antenne nicht als „non plus ultra" hinstellen zu wollen, muß auf zwei Eigenschaften hingewiesen werden, die in der amerikanischen Veröffentlichung nicht behandelt worden sind.

Nach einem elementaren Gesetz wird die Bandbreite einer Antenne um so kleiner, je kürzer im Verhältnis zur Wellenlänge sie ist bzw. je niedriger ihr Strahlungswiderstand ist. Auch die Bandbreite der Rahmenantenne muß daher sehr klein sein. Sie beträgt nur wenige Kilohertz. Der Abstimmkondensator Cp muß bei jedem Frequenzwechsel mit bedient werden. Setzt man den Blindwiderstand der Abstimmkapazität (ca. 350 pF ≙ 130 Ω) ins Verhältnis zum Strahlungswiderstand (0,05 Ω) plus Verlustwiderstand (bei 20 % Wirkungsgrad 0,2 Ω), so erhält man eine Güte von 130/0,25 = 520, die die geringe Bandbreite ohne weiteres erklärt.

Bei rein für diese Antenne gebauten Portabelsendern bietet die hohe Kreisgüte allerdings eine seltene Möglichkeit. Die Antenne läßt sich gleichzeitig als PA-Kreis schalten. Beim Sender nach [3] kann man z. B. ohne weiteres C 1, C 2 und L 7 auf Null drehen und allein mit Cp und Cs auf maximale Rahmenspannung abstimmen. Gegenüber einer kabelgespeisten Antenne spart man wenigstens zwei Bedienungselemente, da die Kabelimpedanz bei der Transformation von der PA-Stufe zur Antenne eigentlich nur ein Umweg ist.

Der zweite Nachteil der Antenne ergibt sich aus dem ersten. Transformiert man den Strahlungs- und Verlustwiderstand des Rahmens (0,25 Ω) parallel zur Abstimmkapazität, so erhält man einen Wert von etwa 70 kΩ. Die experimentell ermittelte Kapazität von ca. 15 pF für Cs deutet auf einen ähnlich hohen Widerstand hin. Das bedeutet, daß schon bei einer Sendeleistung von nur 2 W an Cp (und praktisch zur Hälfte auch an Cs) eine effektive Hf-Spannung von über 370 V steht, so daß die Spannungsfestigkeit eines Rundfunkdrehkondensators schon gut zur Hälfte ausgenutzt ist. Bei der Abstimmung auf 40 m sind nach einer ähnlichen Rechnung noch höhere Spannungen zu erwarten. Bei größeren Sendeleistungen sind deshalb Drehkondensatoren mit beachtlichem Plattenabstand erforderlich. Trotzdem ist die hohe Spannung kaum gefährlich, da sie bei Berührung sofort zusammenbricht.

Für den praktischen Einsatz dieser Antenne muß natürlich für den verlustarmen Leiter eine Lösung gefunden werden, die besser zu handhaben ist als die knittrige Kupferfolie. Anstelle der etwas aufwendigen und nicht ganz problemlosen Rohrkonstruktion [4] gibt es sicher mehrere Möglichkeiten, um einen Rahmen mit der nötigen großen Oberfläche zu bauen. Auf jeden Fall ist die neue Antenne für den interessierten Amateur ein dankbares Versuchsobjekt, vor allem wenn es darum geht, bei beengtem Raum und mit geringer Bauhöhe einen wirksamen Strahler zu errichten.

Literatur:

[1] Meinke/Gundlach, Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, 2. Auflage 1962, Kapitel H 24, Seite 542: Rahmen- und Ringantenne
[2] Electronics, August 21, 1967: Down-to-earth Army antenna
[3] DL-QTC Heft 3/1967: 3-Watt-CW-Transistorsender für 80 m
[4] QST March 1968: The Army Loop in Ham Communication

Strahlungsfreies Abstimmen von KW-Endstufen

Von Conrad Hupfer, DJ 1 EE,

Dieser Beitrag beschreibt eine Anordnung zum strahlungsfreien Abstimmen einer Senderendstufe, die sich ohne Schwierigkeiten und Kosten auch noch nachträglich in jeden TX einbauen läßt.

Im Funkverkehr ist das „Einpfeifen" auf die andere Station, vor allem in ein laufendes QSO immer eine heikle Angelegenheit. Sind es nur kleine Beträge, um die der Oszillator verstimmt werden muß, ist es meistens nicht notwendig, den PA-Kreis oder das zur Antennenanpassung benützte Pi-Filter nachzustimmen. Bei großen Frequenzänderungen, wie z. B. von Bandende zu Bandende, oder bei scharf abgestimmten Antennen ist jedoch eine längere Abstimmzeit notwendig, um auf die maximale Hf-Ausgangsleistung zu kom-

men. Ein QSO kann durch solche lautpfeifende Operateure ganz empfindlich gestört werden. Vor allen Dingen ist man bei kommerziellen Stationen bemüht, die Abstimmzeit klein zu halten, um unnötig lange Ausstrahlung zu vermeiden und die PA-Röhre zu schonen.

Um diese Störungen durch Abstimmen mit Leistung zu vermeiden, wird die nachstehend beschriebene Anordnung vorgeschlagen.

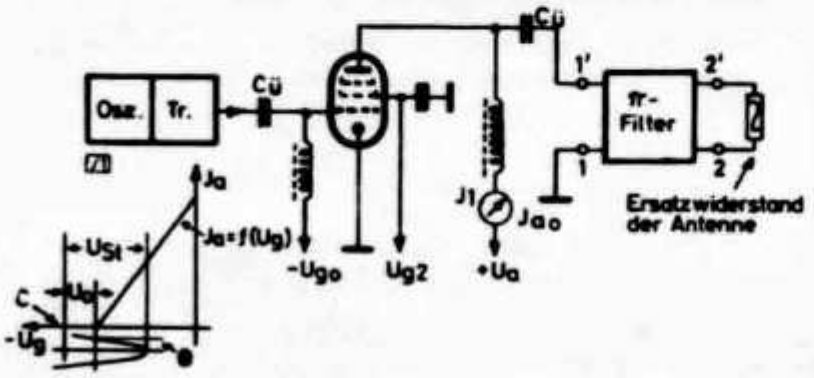


Abb. 1

Die grundlegenden Überlegungen dazu wollen wir an Hand von **Abb. 1** durchführen. Die gewünschte, vom Oszillator erzeugte Frequenz wird vom Treiber auf die notwendige Leistung gebracht und auf das Steuergitter der Endröhre gegeben. Durch eine genügend hohe negative Spannung U_{g_o} arbeitet die Röhre im C-Betrieb. Je nach dem Verhältnis

$$\frac{U_o}{Ust} = \cos \text{Ⓗ}; \text{Ⓗ} = \text{Stromflußwinkel} \qquad (1)$$

fließt im Anodenkreis der Strom

$$I_a = Ia_o + ia_1 \cos\omega t\ ia_2\ \cos 2\omega t + ia_3 \cos 3\omega t + ia_4 \cos 4\omega t + \ldots . ia_n\ \cos n\omega t \qquad (2)$$

In dieser Fourier'schen Reihe ist im Falle der Geradeausverstärkung nur $ia_1 \cos\omega t$ und Ia_o von Interesse. Ia_o stellt dabei das Gleichstromglied dar und wird direkt vom Instrument I_1 angezeigt.

Das im Anodenkreis eingeschaltete Anpaßglied hat die Aufgabe, den gewöhnlich komplexen Antennenfußpunktwiderstand in einen reellen Widerstand R_a zu transformieren. An diesem Widerstand entsteht dann die Hf-Wirkleistung:

$$N_a = \frac{i_a 1^2 R_a}{2} \quad (i_a 1 = \text{Spitzenwert des Grundwellenstromes}) \qquad (3)$$

Bei Vernachlässigung der Verluste im Anpaßglied wird diese gesamte Energie der Antenne zugeführt. Die Transformation selbst kann beispielsweise durch ein Collinsfilter erfolgen. Das in **Abb. 2** dargestellte Pi-Filter kann man sich unter Einschränkungen auch als Parallelschwingkreis vorstellen.

Die Schaltung in **Abb. 3** kann nun in einen verlustbehafteten Parallelschwingkreis umgewandelt werden:

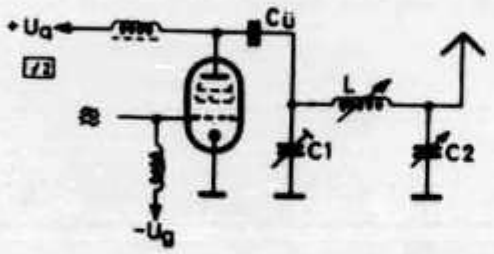


Abb. 2

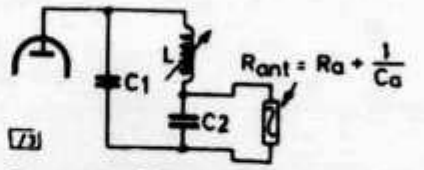


Abb. 3

Im Falle der Resonanz tritt als Belastungswiderstand für die Sendeendröhre nur noch der reale Teil R_p auf.

Der Verlauf des Scheinwiderstandes zwischen 1 und 1′ verläuft in Abhängigkeit der Abstimmung α an L′ etwa nach **Abb. 5.**

Wie bereits angeführt, ist zum Erreichen des günstigsten Betriebes der Endröhre (grenzgespannter Zustand) und höchster Leistungsausbeute eine gewisse Größe von R_p notwendig (1000 bis 6000 Ω).

Aus den vorausgegangenen Ausführungen sieht man, daß es darauf ankommt, den der Röhre angebotenen Außenwiderstand zu messen **(Abb. 6).**

Bei Resonanz tritt als R_a ein rein ohmscher Widerstand auf. R_v ist ebenfalls ein reeller Widerstand von der Größe des Außenwiderstandes.

Wird nun eine konstante Speisung (U_1 = konstant) vorgenommen, so ist die Spannung U_2 ein Maß für R_a:

$$R_p = \frac{U_2}{I} = U_2 \cdot \frac{R_v}{U_1 - U_2} \qquad (4)$$

Dreht man am resonanzbestimmenden Glied des Anpassungsetzwerkes **(Abb. 7)** über den Bereich, so durchläuft man die Resonanzkurve; der Scheinwiderstand R_p verläuft ebenso, und entsprechend die Spannung U_2.

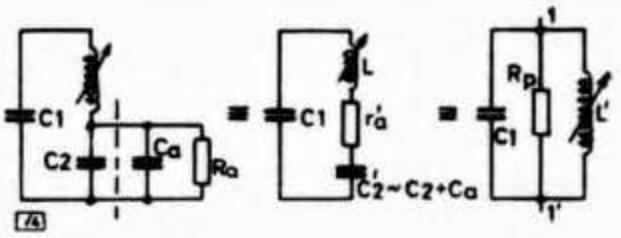


Abb. 4

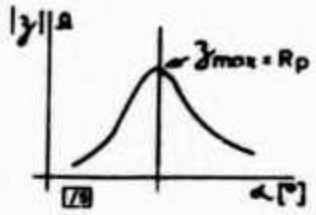


Abb. 5

Am Maximum der Spannung U_2 beim Durchdrehen der Abstimmung erkennt man den Resonanzpunkt; die Größe von U_2 ergibt den Wert von R_a.

Dieses Verfahren erklärt **Abb. 8.** Vom Oszillator bzw. der nachfolgenden Pufferstufe werden etwa 2 bis 3 Volt niederohmig ausgekoppelt (an der Katode oder an der Anode mit einem kapazitiven Spannnungsteiler).

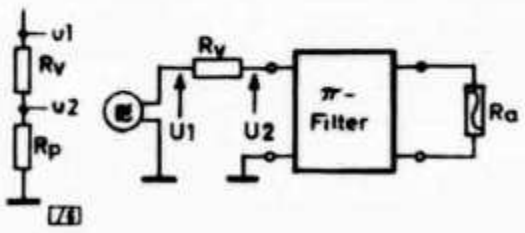


Abb. 6

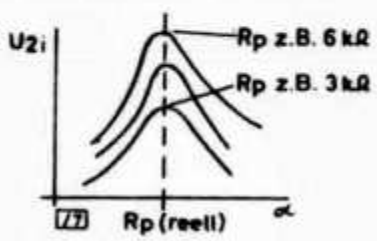


Abb. 7

Die Meßanordnung soll richtig einjustiert werden; dazu ist die Endstufe zunächst einmal so abzustimmen, daß sie die gewünschte Leistung abgibt. Dann werden die Schalter auf „Abstimmen" gelegt und die Anoden- und Schirmgitterspannung der Röhre abgeschaltet. Das Instrument zeigt eine Spannung an, deren Wert man auf eine beliebige Skalenzahl (z. B. Skalenmitte) mit der Schirmgitterspannungsregelung am Puffer einstellt (R_{g1})

Beim Verdrehen des resonanzbestimmenden Abstimmelementes müßte der Ausschlag des Instrumentes zurückgehen; dies ist jedoch nicht ganz der Fall. Die Meßanordnung hat eine Eingangskapazität; mit dieser wird der Endstufenkreis etwas verstimmt. Dadurch ist es nötig, die Abstimmung, obwohl bereits vorher mit Leistung abgestimmt war, auf maximalen Ausschlag des Instrumentes mit L nachzudrehen (Resonanz).

Nach dem Umschalten auf „Eichen" bringt man mit R_1 das Instrument auf Vollausschlag. Damit ist für alle Frequenzen das Verhältnis der Spannungen

$\frac{U_1}{U_2}$ (Bild 6) eingestellt.

Jetzt wird auf „Senden" umgeschaltet und der Ausgleichstrimmer C_T auf

Anodenstromminimum (Resonanz) nachgedreht. Die oben angeführte Eigenkapazität der Meßanordnung ist damit ausgeglichen.

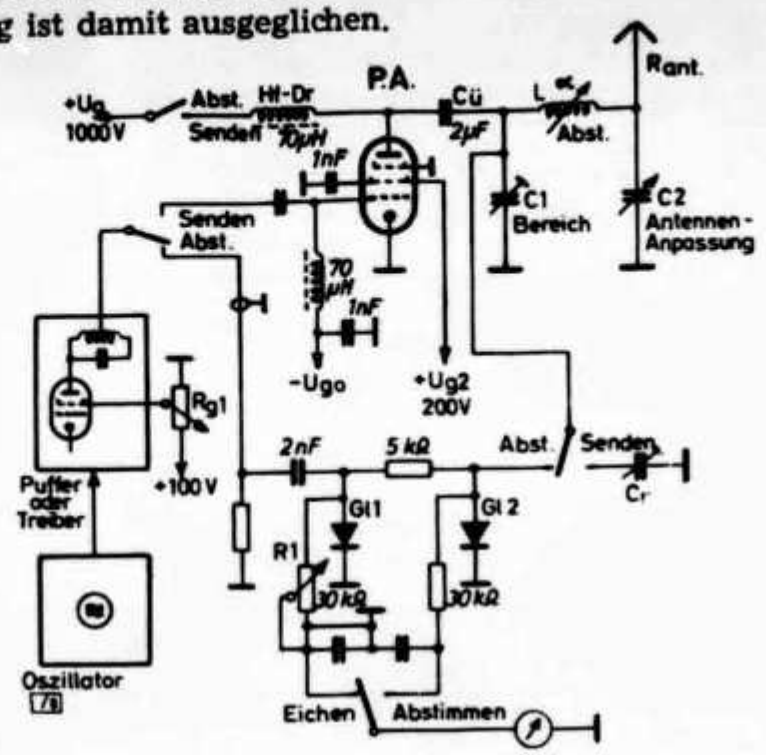


Abb. 8

Der Abstimmvorgang für eine beliebige Sendefrequenz geht nun, nochmals zusammengefaßt, so vor sich: Umschalten auf Abstimmen; Eichknopf drücken, mit dem Hf-Spannungsregler (Schirmgitterspannung des Puffers) auf Skalenendausschlag einstellen, Drucktaste loslassen und mit den Abstimmelementen die richtige Transformation und Resonanz einstellen (markierter Maximumausschlag am Instrument). Umschalten auf „Senden"; dabei werden die Anoden- und Schirmgitterspannung angelegt und die Hf-Ansteuerung auf das Gitter der Endröhre gegeben. Der Sender ist betriebsbereit.

Die beschriebene Anordnung ist in sehr viele kommerzielle Anlagen eingebaut und stellt zugleich einen Schutz für die Endröhre dar, da diese nur noch auf den richtigen, vorher „kalt" eingestellten Außenwiderstand arbeitet.

Eine Überschreitung der Anodenverlustleistung während des Abstimmvorganges ist nicht mehr möglich.

„Das DL-QTC"

Vom Elektron zum Schwingkreis (6)

Eine praktische Einführung in die theoretischen Grundlagen der Amateurfunktechnik

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

Lösungen für die Übungsfragen und Rechnungen aus Heft 5

1a. $R_{ges} = 3{,}8\ k\Omega$ — 1b. $R_{ges} = 50\ k\Omega$ — 2. Der Spannungsabfall am Anodenwiderstand beträgt 160 V. $R_v = 20\ k\Omega$ — 3. Der Innenwiderstand der EM 87 beträgt 50 kΩ. $R_v = 200\ k\Omega$ — 4. Der Spannungsabfall an den 6 Stück PL 83 beträgt 90 V, an den vier Stück PL500 beträgt er 112 V, am Vorwiderstand muß er 18 V sein. $R_v = 60\ \Omega$ — 5. $R_v = 499\,875\ \Omega$ bzw. $2\,199\,875\ \Omega$ — 6. $4\ k\Omega + 8\ k\Omega + 8\ k\Omega + 20\ k\Omega = 40\ k\Omega$.

Liebe OMs! An den Aufgaben über die Reihenschaltung haben Sie sich hoffentlich nicht „die Zähne ausgebissen"; aber sicherlich werden Sie schon bemerkt haben, wieviel man mit den Grundgesetzen der Elektrizität im praktischen Amateurfunk anfangen kann.

Die Nebeneinanderschaltung von Widerständen

Aus zwei Widerständen von 60 Ω und 300 Ω, drei Milliamperemetern, einer Spannungsquelle von 4,5 V (Taschenlampenbatterie) und einem Schalter bauen wir einen Stromkreis auf, in dem die beiden Widerstände n e b e n e i n a n d e r oder p a r a l l e l geschaltet sind **(Abb. 1)**.

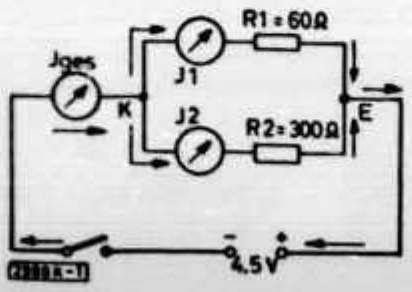


Abb. 1

Es ist ohne weiteres einzusehen, daß in dieser Schaltung beide Widerstände an der gleichen Spannung von U = 4,5 V liegen.

Wir merken (21):

An parallel geschalteten Widerständen herrscht die gleiche Spannung.

Nun schalten wir ein und lesen die Ströme ab:

$I_{ges} = 90\ mA \qquad I_1 = 75\ mA \qquad I_2 = 15\ mA$

Der Gesamtstrom $I_{ges} = 90\ mA$ verzweigt sich im Punkt K in den oberen Teilstrom $I_1 = 75\ mA$ und den unteren Teilstrom $I_2 = 15\ mA$. Im Punkt E treffen beide Teilströme zusammen und summieren sich wieder zum Gesamtstrom. Die Punkte K und E nennt man Stromverzweigungspunkte oder Knotenpunkte (nicht: Stromknoten!). Der Gesamtstrom ist leicht aus den Einzelströmen zu berechnen.

Wir merken (22):

Der Gesamtstrom parallelgeschalteter Widerstände ist gleich der Summe aller Einzelströme.

$$I_{ges} = I_1 + I_2$$

Betrachten wir den Knotenpunkt K, so messen wir, daß dem Knotenpunkt K ein Gesamtstrom von 90 mA zufließt, als auch die Teilströme von 75 mA und 15 mA abfließen. Diese Tatsache formuliert

Der erste Kirchhoffsche Satz (23)

In jedem Stromverzweigungspunkt ist die Summe der zufließenden Ströme gleich der Summe der abfließenden Ströme.

Vergleichen wir jetzt die Teilströme mit den dazugehörigen Widerständen in folgender Übersicht:

$R_1 = 60\ \Omega \qquad I_1 = 75\ mA$
$R_2 = 300\ \Omega \qquad I_2 = 15\ mA$

Durch den kleineren Widerstand fließt der größere Strom, durch den größeren Widerstand aber fließt der kleinere Strom. Das ist nichts anderes, als wir bereits im Merksatz 12 (bitte nachschlagen!) festgestellt haben. Interessant wird es erst, wenn wir Widerstände und Ströme zueinander ins Verhältnis setzen und vergleichen:

Widerstandverhältnis:

$R_1 : R_2 = 60\ \Omega : 300\ \Omega = 60 : 300 = 1 : 5$

Stromverhältnis:

$I_1 : I_2 = 75\ mA : 15\ mA = 75 : 15 = 5 : 1$

Wir merken (24):

Bei Parallelschaltung verhalten sich die Teilströme umgekehrt wie die Widerstände.

$$I_1 : I_2 = R_2 : R_1$$

Nach dem Ohmschen Gesetz können wir aus dem Gesamtstrom von 90 mA, welcher durch beide Widerstände fließt, auch den Gesamtwiderstand der Nebeneinanderschaltung berechnen:

$$R_{ges} = \frac{U}{I_{ges}} = \frac{4{,}5\ V}{0{,}09\ A} = 450 : 9 = 50\ \Omega$$

Vergleichen wir den Gesamtwiderstand von $50\ \Omega$ mit den Teilwiderständen von $60\ \Omega$ und $300\ \Omega$, sehen wir, daß der Gesamtwiderstand kleiner ist als die anderen Widerstände.

Wir merken (25):

Bei der Parallelschaltung mehrerer Widerstände ist der Gesamtwiderstand stets kleiner als der kleinste Teilwiderstand.

In der Praxis stellt man den Gesamtwiderstand meistens durch die Messung des Gegenstromes und der Spannung fest:

$R_{ges} = U : I_{ges}$. Häufig ist man aber gezwungen, den Gesamtwiderstand aus den Einzelwiderständen zu berechnen. Um die Berechnung mit der Formel gut zu verstehen, werden wir die Formel hier aus den uns bekannten Tatsachen ableiten:

Merksatz 22 erläutert den Gesamtstrom mit:

$$I_{ges} = I_1 + I_2$$

Nach dem Ohmschen Gesetz ist $I = \frac{U}{R}$ also müssen $I_{ges} = \frac{U}{R_{ges}}$, $I_1 = \frac{U}{R_1}$ und $I_2 = \frac{U}{R_2}$ sein. Setzen wir diese Werte in die obige Gleichung ein, so ergibt sich:

$$\frac{U}{R_{ges}} = \frac{U}{R_1} + \frac{U}{R_2}$$

Kürzt man diese neue Gleichung durch U, so erhält man:

$$\frac{1}{R_{ges}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$$

Bei mehr als zwei Teilwiderständen wächst diese Formel auf:

Wir merken (26):

$$\frac{1}{R_{ges}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \ldots\ldots$$

Nach einer mathematischen Umformung ergibt sich der Gesamtwiderstand in einer Formel, die etwas praktischer in der Anwendung ist:

Wir merken (27):

$$R_{ges} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \ldots\ldots}$$

Aus dem Merksatz 26 können wir mit Hilfe der Bruchrechnung den Gesamtwiderstand für die Nebeneinanderschaltung zweier Widerstände berechnen:

Wir merken (28):

Der Gesamtwiderstand zweier parallelgeschalteter Widerstände ist:

$$R_{ges} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Wir merken (29):

Um einen gegebenen Widerstand R_1 auf den Gesamtwiderstand R_{ges} zu verkleinern, muß ein Parallelwiderstand R_2 folgender Größe dazugeschaltet werden:

$$R_2 = \frac{R_1 \cdot R_{ges}}{R_1 - R_{ges}}$$

Die Parallelschaltung von gleichgroßen Widerständen

In der Bastelkiste liegen oft viele gleichgroße Widerstände. Was geschieht, wenn gleichgroße Widerstände nebeneinandergeschaltet werden **(Abb. 2)**?

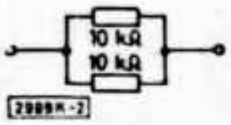


Abb. 2

Wir berechnen den Gesamtwiderstand nach Merksatz 28:

$$R_{ges} = \frac{10\ k\Omega \cdot 10\ k\Omega}{10\ k\Omega + 10\ k\Omega} = \frac{100}{20} = 5\ k\Omega$$

Wir merken (30):

Werden zwei gleichgroße Widerstände parallelgeschaltet, so ist der Gesamtwiderstand halb so groß wie ein Einzelwiderstand.

$$R_{ges} = \frac{R}{2}$$

Ebenso läßt sich zeigen, daß bei der Nebeneinanderschaltung von drei gleichen Widerständen der Gesamtwiderstand auf $^1/_3$ eines Einzelwiderstandes abfällt, bei vier Widerständen auf $^1/_4$ und so fort.

Wir merken (31):

Werden mehrere gleiche Widerstände (n Widerstände) parallelgeschaltet, so ist der Gesamtwiderstand $\frac{1}{n}$ des Einzelwiderstandes.

$$R_{ges} = \frac{R}{n}$$

Praktische Anwendung: Zur Abstimmung von Sendern werden diese an künstliche Antennen angeschlossen. In dieser wird die Sendeenergie „verbraten", aber nicht ausgestrahlt. Dazu braucht man viele Widerstände. Zum Bau einer „Cantenna", die so heißt, weil die Widerstände in einer ölgefüllten Kanne stecken, hat OM W. nur Widerstände von 800 Ω zur Verfügung. Sie soll aber einen Widerstand von 50 Ω haben. Wieviele Widerstände muß er parallelschalten, um auf 50 Ω zu kommen **(Abb. 3)**?

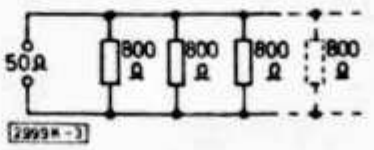


Abb. 3

Nach Merksatz 31 ist $R_{ges} = \frac{R}{n}$; wir setzen ein: $50\ \Omega = \frac{800\ \Omega}{?}$

Entweder ermittelt man n durch Probieren, oder man löst die Gleichung nach n auf:

$$n = \frac{800\ \Omega}{50\ \Omega} = 16 \text{ Stück.}$$

OM W. schaltet 16 Widerstände zu je 800 Ω parallel.

Komplizierte Widerstandsschaltungen

In Amateurgeräten kommen auch verwickelte Widerstandsschaltungen vor **(Abbildung 4)**.

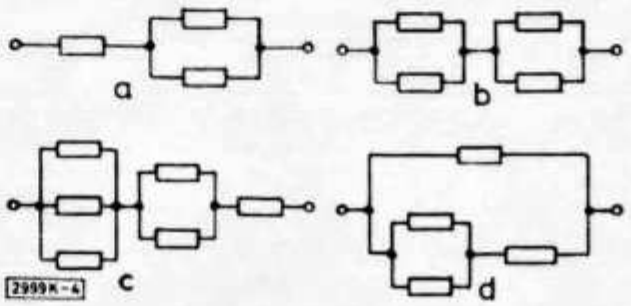
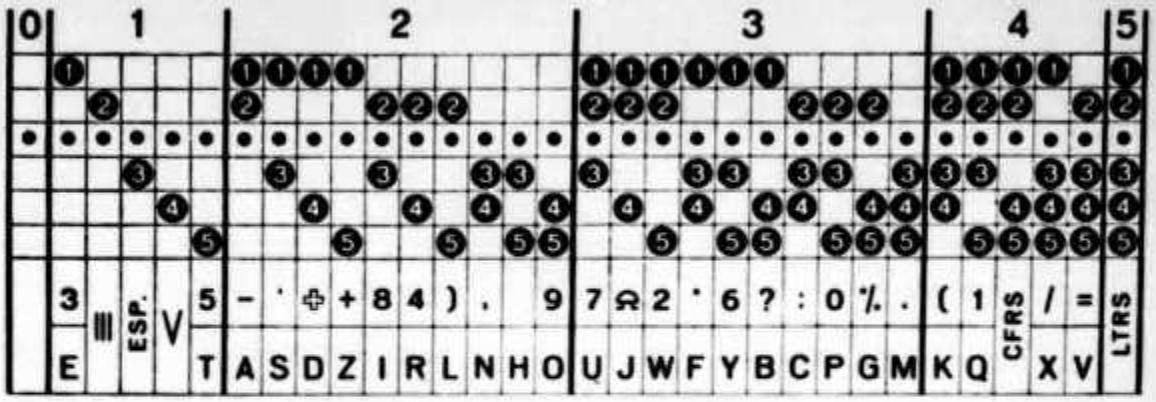


Abb. 4

Diese Widerstandsnetzwerke sind nur scheinbar kompliziert. Wir berechnen ihren Gesamtwiderstand, indem wir schrittweise vorgehen. Je nach der Schaltung lösen wir erst den Gesamtwiderstand einzelner Gruppen auf, um schließlich nach der Vereinfachung der Schaltung deren Gesamtwiderstand zu berechnen.

(Fortsetzung folgt)



ALIMENTATION DES ÉLECTROS DE TÉLÉIMPRIMEURS

C. PICHE F8FU

Il existe plusieurs façons d'alimenter les électros de téléimprimeurs, lorsque ceux-ci sont utilisés en RTTY.

Nous avons vu dans un précédent article (Radio-REF 4-65) sur les relais télégraphiques, la commande des électros par l'intermédiaire de relais télégraphiques. C'est une méthode qui permet de nombreuses combinaisons, mais qui complique un peu le montage. De plus, ces relais peuvent apporter un peu de distorsion s'ils sont mal réglés.

Nous allons donc voir deux systèmes permettant à la fois de simplifier le montage tout en supprimant les contacts de relais.

Le montage suivant a été réalisé à la station. Il s'agit d'un **montage double courant non relayé.** Comme on peut le constater, il constitue un pont. L'électro est alimenté directement, sans l'intermédiaire d'un relais. Des tubes du type 6V6, 6AQ5 suffisent pour un électro de téléimprimeur SAGEM dont l'électro ne demande que 20 mA.

Pour un téléimprimeur dont l'électro demande 40 mA, il est évident qu'il faudrait des tubes plus puissants. En effet le courant dans la dérivation est sensiblement égal au courant dans l'électro.

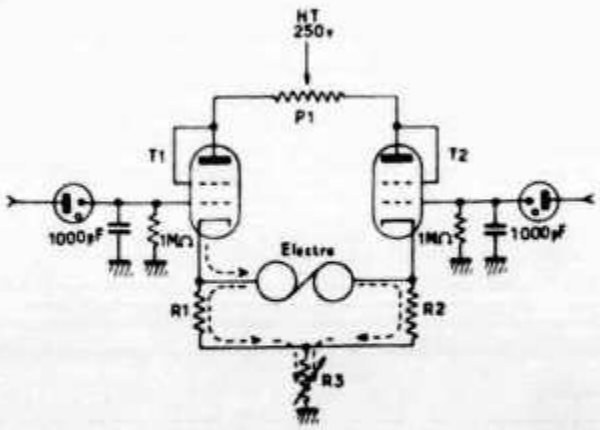


Figure 1

20 mA x 2 = 40 mA pour l'électro SAGEM.
40 mA x 2 = 80 mA pour l'électro CREED.

Lorsqu'un signal positif arrive sur la grille de T1, un courant traverse le tube T1. Ce courant se répartit dans les deux branches R1 et électro + R2.

L'électro bascule et une tension négative bloque le tube T2 par la différence de potentiel aux bornes de la résistance de cathode R2 + R3.

Lorsqu'un signal positif arrive sur la grille de T2, un courant traverse le tube T2. L'électro est parcouru par un courant inverse. Il bascule. Le tube T1 est bloqué par la tension développée aux bornes de R1 + R3.

Réglage statique de cette bascule (fig. 2).

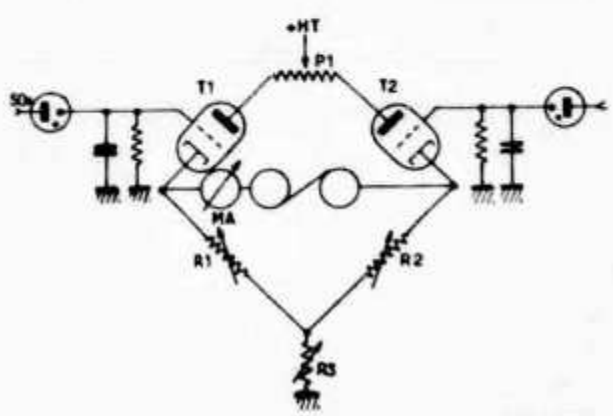


Figure 2
P1 = 2000 Ω — R1 = R2 = 1500 Ω
R3 = 500 à 1000 Ω — mA = 40 mA
à zéro médian

1°) Ajuster R1 et R2 à 1500 Ω environ. R1 doit être égale à R2.

2°) Régler P1 pour avoir la même intensité dans chaque tube (prendre de préférence deux tubes ayant sensiblement le même courant anodique).

Pour effectuer ce réglage, on applique une tension positive de 50 V environ sur la grille de T1. On lit le courant qui traverse l'électro sur le milliampèremètre. On applique ensuite cette même tension sur la grille de T2. On doit lire la même intensité sur l'appareil ; dans la négative il convient de retoucher P1. On règle ainsi la symétrie de la bascule.

3°) Augmenter ou diminuer R3 pour obtenir le courant normal dans l'électro. Le milli (à zéro médian) permet de vérifier le courant dans l'électro ainsi que la symétrie de la bascule.

Voici un deuxième montage réalisé par W2JTP ; il s'agit d'**un montage simple courant non relayé.** Comme le montage précédent, nous sommes en présence d'un pont (fig. 3).

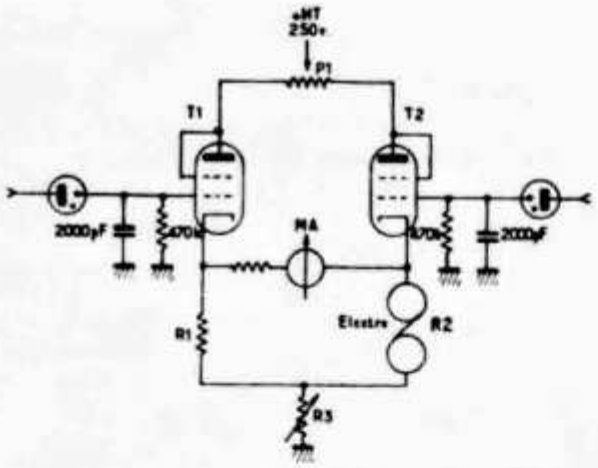


Figure 3
P1 = 2000 Ω — R1 = R2
R3 = 2000 Ω
MA = appareil à zéro médian monté en voltmètre à faible consommation 0,5 à 1 mA

Les tubes utilisés sont du type 6AQS ou 6V6. On peut alimenter, avec ce montage, un électro demandant 30 à 40 mA en simple courant. Pour des intensités plus fortes, il faudrait des tubes plus puissants, comme dans le cas précédent.

Lorsqu'un signal positif parvient sur la grille de T1, un courant traverse le tube T1 ainsi que R1 et R3. La tension développée aux bornes de R3 bloque le tube T2. L'électro n'est traversé par aucun courant. Son armature est sollicitée par le ressort de rappel. Lorsqu'un signal positif arrive sur la grille de T2, un courant traverse le tube T2 ainsi que l'enroulement de l'électro et R3. L'armature de l'électro bascule et le tube T1 est bloqué par la tension développée aux bornes de R3.

L'appareil de mesure, placé dans la diagonale du pont, devra être monté en voltmètre à faible consommation pour ne pas perturber le fonctionnement de la bascule. En effet, lorsque T1 est conducteur on teste la tension aux bornes de R1 à travers l'enroulement de l'électro. On sait qu'à ce moment l'armature de l'électro est sollicitée par son ressort de rappel et qu'elle ne doit pas bouger.

On peut monter l'appareil de mesure, pour la vérification de la symétrie, d'une autre façon plus rationnelle. Le milli aura une déviation de 0 à 1 mA et sera monté en voltmètre. Les deux diodes permettent d'appliquer sur le voltmètre les tensions prises aux bornes de R1 ou de R2 (fig. 4).

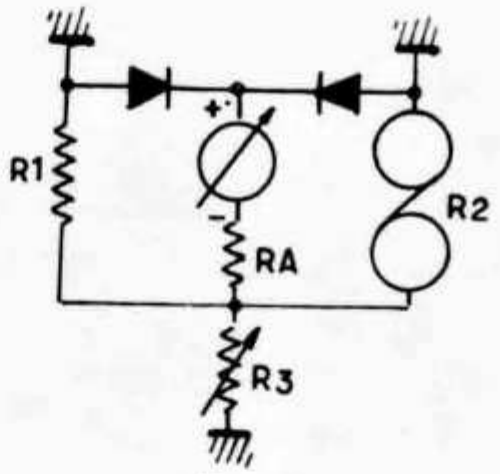


Figure 4

La résistance RA devra être égale à environ 20.000 Ω, suivant la valeur de R2 et de l'appareil de mesure utilisé.

Réglage statique de cette bascule

1°) Ajuster R1 de sorte que R1 = R2 (exemple : R1 = 180 Ω pour SAGEM).

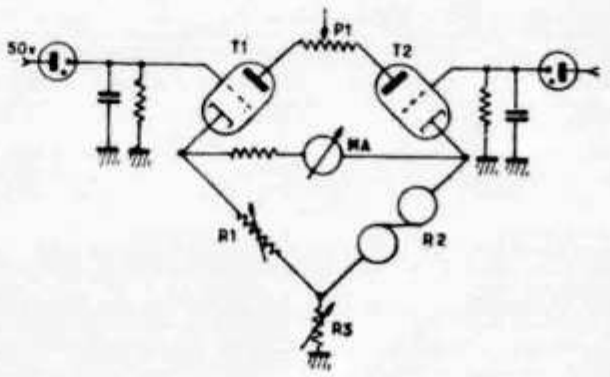


Figure 5
P1 = 2000 Ω
R1 = R2
R3 = 2000 Ω
MA : app. à zéro médian monté en voltmètre

2°) Régler P1 pour avoir la même intensité dans chaque tube. Pour ce, on applique une tension positive de 50 V environ sur la grille de T1. On lit le courant qui traverse l'appareil. On applique ensuite cette même tension sur la grille de T2. On doit observer, sur le milli, la même déviation en sens inverse.

On peut donc vérifier ainsi la symétrie sur le milli.

3°) Augmenter ou diminuer R3 pour obtenir le courant normal dans l'électro.

Pour faire cette vérification, le montage suivant est très pratique (fig. 6 A).

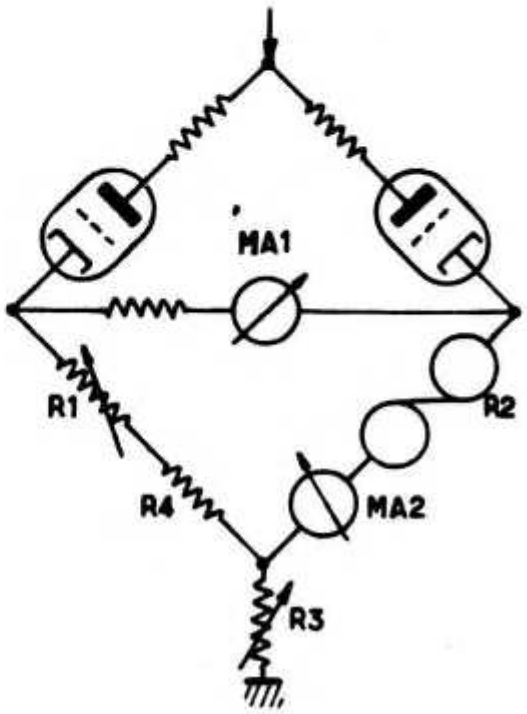


Figure 6 A

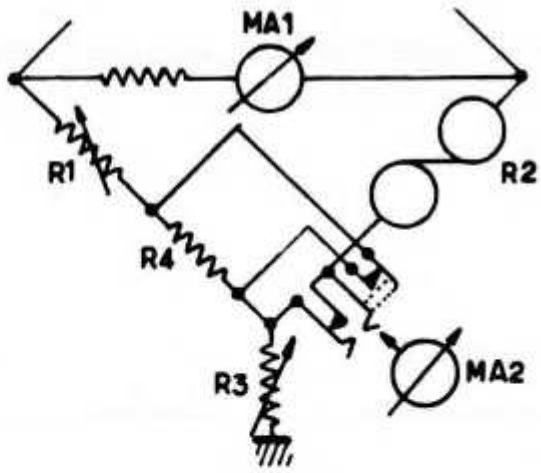


Figure 6 B

On place un milli dans la branche de l'électro. Dans l'autre branche, on intercale avec R1 une résistance égale à la résistance du milli. Ceci afin de ne pas déséquilibrer le pont.

En utilisant un jack, on peut introduire l'appareil à volonté (fig. 6 B).

En fait, le montage simple courant placé derrière un convertisseur est très acceptable. Tous les organes sont parfaitement équilibrés. L'électro est seul à être alimenté en simple courant.

La résistance R4, placée dans la branche de R1, n'est utile que pour la vérification de la symétrie. Pour le fonctionnement de l'électro, elle est sans importance.

MONTAGE DOUBLE COURANT RELAYE, réalisé par W2JTP.

Le fonctionnement est identique aux montages précédents (fig. 7).

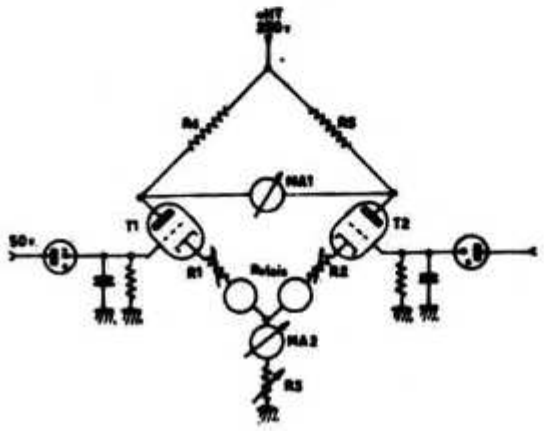


Figure 7
R1 = R2 = 500 Ω ajust.
R4 = R5 = 270 Ω
R3 = 2000 Ω
MA1 : app. 40 mA zéro médian
MA2 : 20 mA

Réglage statique de cette bascule.

1°) Ajuster R4 et R5 de sorte que R4 = R5.

2°) Régler R1 et R2 de la façon suivante :

On applique sur la grille de T1 une tension de 50 V environ. On lit le courant indiqué par le milli. On applique ensuite cette même tension sur la grille de T2. On doit observer la même déviation du milli pour que la symétrie de la bascule soit réalisée.

3°) Augmenter ou diminuer R3 pour obtenir le courant normal dans le relais, soit 15 à 20 mA.

Autre type de bascule (fig. 8).

Cette bascule présente l'avantage d'être « verrouillée ». La bascule ne peut, en effet, changer d'état, que si elle reçoit une impulsion négative sur sa grille.

Autrement dit, admettons que le relais soit favorisé d'un côté. Du fait que la bascule se trouve verrouillée, elle ne peut changer d'état si aucune impulsion n'est reçue.

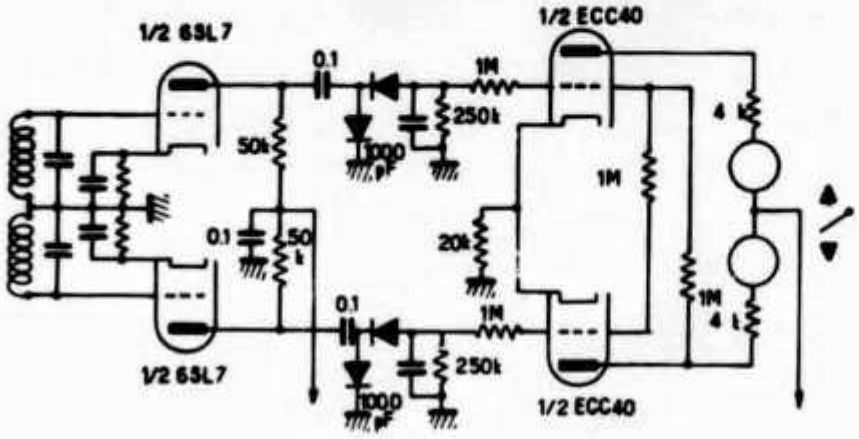


Figure 8

Alors que dans les autres montages, un relais favorisé d'un côté risque de basculer de l'autre côté, de lui-même en l'absence de signal. Même en cours de réception de la modulation, il risque de rebondir.

A remarquer que dans ce montage la bascule est commandée par des signaux négatifs.

Fonctionnement de ce convertisseur (fig. 9).

Les signaux télégraphiques issus de la BF du récepteur sont appliqués entre A et B. Ces signaux BF (de fréquences 2975 Hz et 2125 Hz) sont redressés par la première diode. Les alternances positives seules subsistent. La deuxième diode écrête ces alternances à un certain taux déterminé par le diviseur de tension 100 kΩ + 150 Ω. On obtient des signaux de 0,3 V environ.

Ces signaux écrêtés sont ensuite amplifiés dans les deux triodes de la première 6SL7 (ampli à saturation) et injectés sur les grilles de la deuxième 6SL7 par l'intermédiaire du potentiomètre de 50 kΩ. Les circuits accordés L1C1 et L2C2 aiguillent les signaux sur T3 ou T4.

Lorsqu'un signal de 2125 Hz parvient sur la grille de T3, un courant grille s'établit à travers la résistance de 47 kΩ (fonctionnement semblable à la détection grille). La grille est polarisée négativement, ce qui

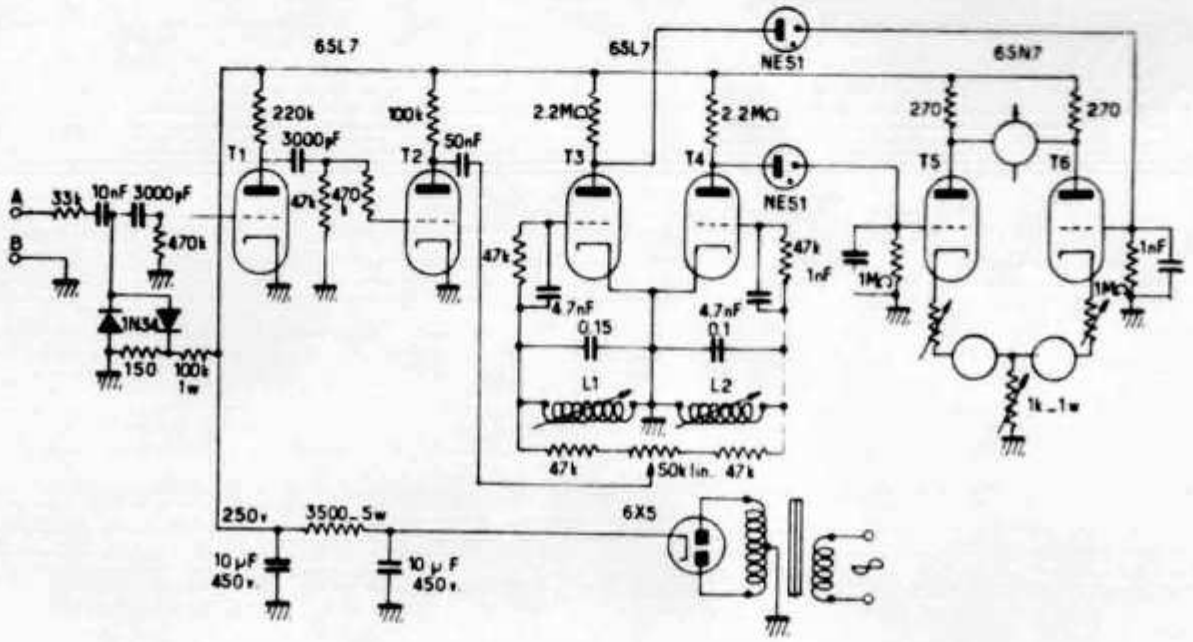


Schéma d'un convertisseur réalisé par W2JTP

L1 = 36 mH (2125 Hz)
L2 = 29 mH (2975 Hz)

6SL7 ou 12AX7
6SN7 ou 12AU7

bloque le courant électronique dans T3. La chute de tension dans la résistance de 2,2 MΩ du circuit plaque est nulle. Le tube néon, dont le point d'amorçage se situe aux environs de 50 V devient conducteur et envoie une impulsion positive sur la grille 6SN7 durant toute la durée du signal reçu. Dans la triode opposée (T4), la grille n'étant pas ex-

citée, un courant électronique traverse le tube et la résistance de 2,2 MΩ. La chute de tension est importante aux bornes de cette résistance. La tension aux bornes du tube néon est trop faible pour que l'amorçage se produise.

Lorsque le signal reçu change de fréquence, soit 2975 Hz, c'est la grille de T4 qui est excitée. Le tube néon de T4 devient alors conducteur.

Le fonctionnement du dernier étage (6SN7) a été vu précédemment avec les bascules.

Le potentiomètre de 50 kΩ, placé dans le circuit grille de la 6SL7, permet de rendre symétrique la tension des signaux appliqués sur la bascule.

Ce réglage, qui est effectué en fonctionnement, est le réglage dynamique de la bascule. C'est d'ailleurs le seul réglage que l'on retouchera lors de la réception. La symétrie sera observée sur le même milli que celui utilisé pour le réglage statique.

Pour effectuer ce réglage sur une réception de signaux, agir sur le potentiomètre (50 kΩ) pour obtenir la meilleure traduction.

Maintenant, si l'on recherche le réglage optimum, il ne peut être obtenu qu'avec des signaux appelés « roulements » et qui comportent une suite de signaux tous égaux entre-eux et alternativement de sens opposé. A la réception de ces signaux, l'aiguille du milli doit rester sur zéro. Cependant les amateurs ne possèdent pas toujours cet appareil, quoiqu'il soit assez facile de réaliser un système comprenant un multivibrateur et un relais télégraphique. Aussi pour faire un bon réglage avec le correspondant, il suffit de lui demander des R automatiques. Vous repérez le décalage de l'aiguille par rapport au zéro. Ensuite vous demandez au correspondant des Y automatiques. L'aiguille est décalée de l'autre côté du zéro. Si votre potentiomètre est bien réglé, vous devez observer la même déviation de l'aiguille. Dans le cas contraire, retoucher le potentiomètre pour obtenir l'égalité des déviations.

Nous voyons d'après les exemples décrits que si nous utilisons des relais, il faut nécessairement une alimentation locale pouvant fournir 20 à 80 mA pour alimenter l'électro, l'alimentation HT ne fournissant qu'une intensité relativement faible. Par contre, si l'électro est alimenté directement, il n'est plus nécessaire d'avoir une alimentation locale pour l'électro. L'alimentation HT doit fournir une intensité plus importante, 40 à 80 mA uniquement pour l'électro, plus ce que les autres tubes du convertisseur demandent.

Les mesures faites sur ces différents montages ont donné les résultats suivants :

Distorsion de l'ensemble des bascules :

— du convertisseur double courant relayé : 1 à 2 %,

— du convertisseur double courant non relayé : 1 à 2 %.

— du convertisseur simple courant non relayé : 1 à 2.%.

Le fonctionnement est vraiment satisfaisant.

Mesure de marge effectuée sur l'ensemble convertisseur plus téléimprimeur, la modulation étant appliqués à l'entrée du convertisseur.

La différence de marge entre les montages double courant et simple courant n'est que de 1 à 2 %, ce qui est minime comme on peut le constater (essais effectués sur téléimprimeur SAGEM).

Cette différence de marge qui se traduit par une distorsion supplémentaire est essentiellement due au montage en simple courant de l'électro.

On peut donc dire en définitive que la mesure de marge, dans le montage simple courant, est moins bonne que dans les autres montages. Cependant, tous les montages décrits donnent, dans l'ensemble, de très bons résultats.

En ce qui concerne le contrôle local, il est une autre forme de recevoir ses propres signaux sans utiliser de relais. Il suffit simplement de faire du « BK », c'est-à-dire avoir la possibilité de recevoir en même temps que l'on émet.

Lorsque l'on envoie de la modulation par le téléimprimeur, les signaux sont envoyés au correspondant par l'antenne d'émission, mais en même temps reçus en local dans le téléimprimeur via l'antenne de réception et le récepteur. Nous avons bien contrôle local. Le trafic en « BK » est possible. Ceci est valable pour les téléimprimeurs à contrôle électrique.

Pour les téléimprimeurs à contrôle mécanique, il n'y a pas de problème puisque, en principe, le contrôle subsiste dans tous les cas. Cependant, sur certains modèles le contrôle local mécanique peut être supprimé.

Le trafic en « BK » est possible puisque l'on peut émettre en même temps que l'on reçoit. On peut ainsi interrompre le correspondant et lui demander une rectification. Le trafic en « duplex » n'est possible qu'avec des téléimprimeurs à contrôle électrique puisque l'on peut supprimer le contrôle à volonté.

Avec des téléimprimeurs à contrôle mécanique, il est nécessaire d'avoir deux appareils ; un pour l'émission, un pour la réception.

Radio-REF.

Strumenti

Frequenzimetro numerico

parte prima

di S. Cassina - II AHN

Nella tecnica delle misure, sia elettriche che non elettriche, la tendenza moderna è orientata verso la misura numerica (digitale) di contrapposto alla classica misura analogica. Oggi frequenze, intervalli di tempo, tensioni, correnti, resistenze, differenze di fase e molte altre grandezze elettriche vengono presentate direttamente nel loro valore con precisione, immediatezza e inequivocabilità del dato nettamente superiori ai corrispondenti strumenti analogici; doti così salienti ed importanti che ne giustificano il costo assai alto.

La tecnica digitale trova un'applicazione ideale nella misura della frequenza in campo radioelettronico, laddove la richiesta di precisione è notevole ed in continuo aumento; i primi strumenti di questo tipo (« contatori elettronici o digitali di frequenza ») apparvero nel dopoguerra impiegando tubi a vuoto; in questi ultimi anni il loro perfezionamento è stato continuo, grazie anche all'impiego di semiconduttori, sia nella precisione, facilità d'impiego e riduzione degli ingombri, che nel tipo di presentazione del dato numerico. Attualmente si trovano in commercio frequenzimetri numerici capaci di « contare » fino a 200 MHz direttamente, e fino a 10 GHz con opportuni convertitori, provvisti di base dei tempi interna precisa ad una parte su 10^9, e dotati di ogni possibile automazione e comodità d'uso. Naturalmente, come in tutte le cose, il prezzo è proporzionale alle prestazioni...

Lo strumento che si descrive è un frequenzimetro numerico progettato per l'uso in un laboratorio radiantistico; per contenere il costo dell'apparecchiatura entro limiti tollerabili, pur nulla sacrificando alla precisione, sono state volutamente tralasciate funzioni o utilizzazioni non strettamente necessarie per lo scopo cui lo strumento è destinato, come ad esempio la ripetizione automatica della misura, l'aggiustamento del livello di scatto del trigger d'ingresso, le misure di periodo e di rapporto di frequenze, ecc. Per quanto riguarda invece la massima frequenza di conteggio si è fissato il limite di 100 kHz tenendo presente che le misure RF vengono eseguite in campo radiantistico per lo più mediante battimento con una frequenza campione multipla di 100 kHz e quindi in tal caso il frequenzimetro misurerà la differenza tra la frequenza incognita e l'armonica del campione.

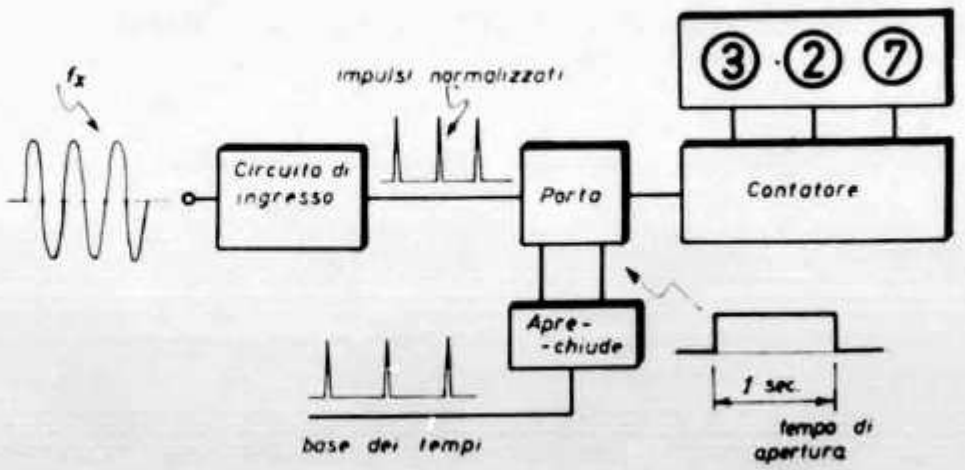
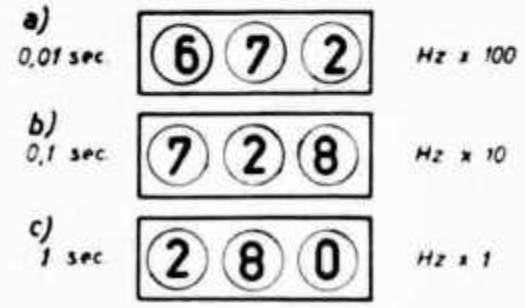


Fig. 1 - Schema a blocchi.

Fig. 2 - Sistema di lettura.
a) lettura con base dei tempo di 0,01 sec.
b) lettura con base dei tempi di 0,1 sec.
c) lettura con base dei tempi di 1 sec.
Frequenza incognita 67280 Hz.



Ed ora in breve le caratteristiche principali:

— misure di frequenza da 0 a 100 kHz;
— livello d'ingresso: min. 0,3 V ÷ max 10 V (segnale sinusoidale);
— impedenza d'ingresso: 100 kOhm;
— base dei tempi entrocontenuta derivata dalla rete per misure di moderata precisione (circa 0,1%);
— funzionamento con base dei tempi esterna (ad esempio il campione di frequenza di R.R. 9/67) per misure di precisione — in tali condizioni la precisione per un segnale d'ingresso di 100 kHz e base dei tempi di 1 sec è di ± 1 Hz, pari allo 0,001%;
— tempi di conteggio: 0,01 - 0,1 e 1 sec con base dei tempi interna; fino a 1000 sec con la base dei tempi di cui sopra;
— presentazione con tre tubi cifra (altezza delle cifre 15 mm);
— completamente transistorizzato;
— impiego di circuiti digitali premontati (Circuiti Blocks).

Le applicazioni di uno strumento del genere sono estesissime, verrà citato solo qualche esempio:
— misure generiche di frequenza fino a 100 kHz;
— misure a radio frequenza con l'ausilio di un campione (misura diretta del battimento);
— misure di precisione in RTTY;
— misure di deriva di frequenza su VFO, oscillatori a quarzo, ecc.;
— misure dell'effetto Doppler su satelliti Oscar.

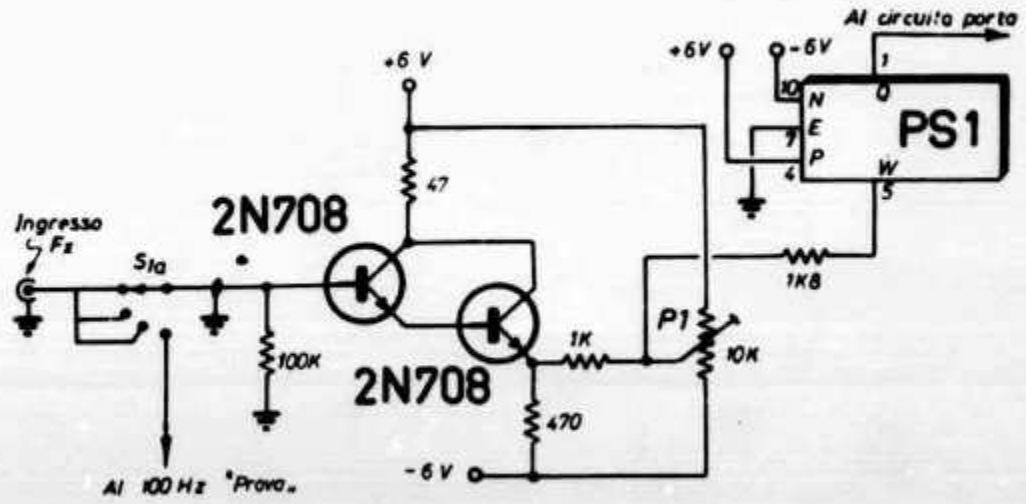
Il metodo di misura

Il metodo di misura del frequenzimetro numerico trae origine dalla stessa definizione di frequenza, ossia il numero di eventi nell'unità di tempo. Lo strumento infatti « conta » il numero degli impulsi (eventi) che giungono al contatore elettronico in un intervallo di tempo conosciuto (base dei tempi); se fissiamo ad 1 secondo l'intervallo di conteggio, la lettura del contatore darà direttamente gli eventi per secondo, vale a dire la frequenza in Hz.

Nelle sue linee essenziali un frequenzimetro digitale si può dividere in tre blocchi (vedi fig. 1):

— circuito d'ingresso: il segnale a frequenza incognita Fx viene trasformato in segnale « normalizzato » con ampiezza e forma d'onda adatte per pilotare il contatore;
— circuito porta e circuito apre-chiude: il circuito apre-chiude, utilizzando un treno di impulsi a frequenza conosciuta (base dei tempi) fornisce al circuito porta un unico impulso di durata pari al periodo della base dei tempi. L'emissione dell'impulso può avvenire dietro comando manuale dell'operatore o secondo una sequenza automatica. Il circuito porta, eccitato dal circuito apre-chiude, « apre » l'ingresso al contatore per la durata dell'unico impulso;
— circuito contatore e indicatore: un certo numero di decadi a multivibratori bistabili (numero pari alle cifre indicate), collegate in serie, contano gli impulsi di Fx nell'intervallo di tempo conosciuto. L'informazione binaria presente come livello di tensione ai singoli bistabili viene trasformata in informazione decimale da una

Fig. 3 - Circuito di ingresso



matrice a diodi o a resistenze che comanda gli indicatori. Dopo aver letto il valore della frequenza incognita occorre riportare a « zero » il contatore; tale operazione può essere eseguita manualmente dall'operatore o automaticamente secondo una sequenza sincronizzata con il circuito apre-chiude.

Nelle caratteristiche del frequenzimetro in questione si è specificato che la massima frequenza di conteggio raggiunge i 100 kHz, la risoluzione è di ± 1 Hz e la presentazione avviene con tre tubi cifra, vale a dire con tre cifre significative. Ci si potrà giustamente chiedere come mai si possa raggiungere la quinta cifra significativa con un'indicazione di sole tre cifre. Per far ciò si può giocare sulla base dei tempi eseguendo la misura con periodi di conteggio tra loro multipli. La fig. 2 mostra con chiarezza il procedimento di misura (si presuppone che Fx sia inferiore a 100 kHz): con la base dei tempi a 0,01 sec si leggono le prime tre cifre significative (Hz X 100); si commuta su base dei tempi a 0,1 sec e si legge la quarta cifra significativa (Hz X 10), la prima non appare più ma la conosciamo già dalla prima lettura: infine con base dei tempi a 1 secondo si potrà leggere la quinta cifra significativa (Hz X 1). Con una base dei tempi esterna, ad esempio il campione sopra accennato, si potrebbe leggere, su 10 secondi, il decimo di Hz e su 100 sec il centesimo di Hz; occorre però osservare a questo punto che le ultime cifre possono essere del tutto illusorie se la precisione della base dei tempi non è adeguata (leggere la settima cifra significativa su un contatore numerico vuol dire essere certi della precisione della base dei tempi a meno di una parte su 10 milioni).

La ragione di utilizzare tre sole decadi di conteggio e quindi tre sole cifre significative contemporaneamente presentate è dettata principalmente da ragioni di costo; il costo del contatore è esattamente proporzionale al numero delle decadi e aggiungere altre due decadi significherebbe un aumento del 30% sul costo totale dello strumento.

Inoltre occorre fare una considerazione di ordine pratico: nella stragrande maggioranza di misure di frequenza che giustificano l'uso di un frequenzimetro numerico, in particolare misure di deriva e stabilità di oscillatori, la frequenza da misurare è conosciuta e stabile nelle sue prime cifre significative. Se ad esempio stiamo controllando la stabilità di un oscillatore a 10 kHz concentreremo la nostra attenzione sulle ultime tre cifre significative della frequenza letta, perchè se non siamo sicuri delle prime due cifre significative allora... non è proprio il caso di impiegare un frequenzimetro numerico!

Lo strumento è inoltre provvisto di una possibilità di autocontrollo; nella posizione di misura denominata « prova » all'ingresso dello strumento viene inviata la stessa frequenza dalla quale si ricava la base dei tempi; se tutti i circuiti funzionano correttamente si dovrà leggere « 100 ».

Sempre per contenere il costo dello strumento non è stata prevista alcuna sequenza automatica per la lettura ripetitiva della misura; esistono due unici pulsanti; il primo denominato « azzeramento » provvede a riportare a zero le tre decadi di conteggio; schiacciando il pulsante i tre tubi dovranno indicare « 000 ». Il secondo pulsante, denominato « conteggio » agisce sul circuito apre-chiude per iniziare la misura. A lettura completa per effettuare una nuova misura occorre naturalmente riazzerrare lo strumento, altrimenti lo strumento darà la somma della frequenza precedente più l'attuale.

Il circuito d'ingresso

Il circuito d'ingresso consiste di un trasferitore ad alta impedenza d'ingresso formato da due transistori 2N708 in circuito Darlington con uscita d'emettitore, e di un formatore d'impulsi PS1 (vedi R.R. 9/67). Il potenziometro semifisso P1 permette di aggiustare il livello di scatto per la massima sensibilità, circa 300 mV eff. La massima tensione all'ingresso deve essere limitata a 10 V per non sovraccaricare o addirittura distruggere il primo transistore. L'accoppiamento è in continua per poter seguire eventuali segnali a frequenza molto bassa; quando il segnale da misurare presenta una componente continua può accadere che il circuito a scatto non venga eccitato; si rende necessario in questo caso porre in serie all'ingresso un condensatore di blocco. Per tensioni superiori a 10 V eff. è altresì necessario interporre tra segnale da misurare e ingresso dello strumento un attenuatore che riduca il segnale attorno ad 1 volt.

Qualsiasi sia la forma e l'ampiezza (entro i limiti di cui sopra) del segnale d'ingresso, al terminale Q di PS1 si troverà un segnale ad onda quadra di ampiezza e tempo di salita costanti, già adatto a pilotare i bistabili FF3.

(continua)

Associazione Radiotecnica Italiana

This is K8ZFR operating wheel chair mobile on 75, 20, or 6 meters, powered from the wheel chair's storage batteries.

Zu verkaufen: Heathkit KW Empfänger GR-64 E. Zustand neuwertig, da nicht gebraucht. 100% betriebsbereit, voll abgeglichen, sehr sauber gelötet. Preis: Fr. 325.–. H. P. Weber, Kirchbodenstrasse 78, 8800 Thalwil, Telefon 051 92 16 33.

Sprechfunk-Amateur-Geräte-Zubehör

direkt vom Importeur.
Wir liefern fast alle Geräte zu Tiefstpreisen wie z. B.:

TOKAI TC 500 G, 2 Kanäle 1,6 Watt	Fr. 190.–
TOKAI TC 1603, 3 Kanäle 1,6 Watt	Fr. 215.–
TOKAI TC 306 G, 6 Kanäle 3 Watt	Fr. 280.–
TS 550 G Lux Call, 3 Kanäle 3 Watt	Fr. 235.–
TS 600 G Lux Call, 6 Kanäle 5 Watt	Fr. 450.–
Modell 23 Kanäle 5 Watt	Fr. 515.–
Modell 12 Kanäle 5 Watt	Fr. 390.–

Laufend Occasionen!

NEU: 8 BAND Spezial-Empfänger, Flug-, Polizei-, Taxi- und Amateurfunk, alle Rundfunkbänder, FM 16 Transistoren, Batterie-Netzbetrieb Fr. 240.–. Surplusgeräte, Röhren, Halbleiter, Antennen usw. Verlangen Sie unsere Listen.

MOELLER ELECTRONIC, 6911 Campione/Lugano
Tel. 091 8 62 93

Haben Sie schon Ihre Lizenz?

Wenn nicht, so können wir Ihnen einen guten Weg zeigen: Unseren seit 10 Jahren bewährten und anerkannten Fernlehrgang Die besonderen Anforderungen der Schweizer Lizenzprüfung werden selbstverständlich berücksichtigt. Ausführliche Informationsbroschüre kostenlos und unverbindlich durch das

INSTITUT FÜR FERNUNTERRICHT

D 28 Bremen 17, Postf. 7026, Abt. M 19

Sommerkamp Amateur-Geräte

Alle Typen prompt lieferbar:

Transceiver FT 150, 150 Watt PEP	Fr. 2200.–
Transceiver FT 500, 500 Watt PEP	Fr. 2400.–
Transmitter FL 500, 120 Watt PEP	Fr. 1450.–
Receiver FR 500	Fr. 1400.–
LINEAR AMPLIFIER FL 2000 Leistung 1200 Watt PEP	**Fr. 1050.–**

Radio Jean Lips (HB 9 J)

Dolderstrasse 2 — Telefon (051) 32 61 56 und 34 99 78 — 8032 Zürich 7

Antennen

QSO mit WIPIC und Hy-Gain immer gut!

W. Wicker-Bürki

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

IBM

Für den Ausbau der Gruppe Spezialprodukte innerhalb unserer Abteilung Datenverarbeitung suchen wir

Elektro-Techniker

Die Aufgabe umfasst die Mithilfe bei der Entwicklung von Sonderprodukten sowie die Definition von Aenderungen an Datenverarbeitungsgeräten in Zusammenarbeit mit verschiedenen Laboratorien.

Voraussetzungen:

Abgeschlossenes Studium an einem Tages- oder Abendtechnikum. Gute Kenntnisse der Schwachstromtechnik. Französische und vor allem englische Sprachkenntnisse (Muttersprache: deutsch). Bereitschaft, sich auf einem in rascher Entwicklung begriffenen Gebiete intensiv einzusetzen und entsprechende Verantwortung zu übernehmen.

Wir bieten Ihnen zeitgemässe Anstellungsbedingungen und ein angenehmes Arbeitsklima in einer fortschrittlichen Unternehmung.

Schweizer Bürger bitten wir, ihre Offerten mit den üblichen Unterlagen an die Personalabteilung der

IBM International Business Machines, Extension Suisse, Talstrasse 66, 8022 Zürich, Tel. 051 / 23 09 50

zu richten.

Sonderangebot

Die letzten 5 TW PHASE II 2 Meter Transverter warten auf Sie

TECHNICAL

Frequency coverage 144-146 MHz
Drive frequency 28-30 MHz
Drive frequency 28-30 mHZ
SSB input at 144 MHz 180 w P.E.P.
AM input at 144 MHz 100 w at 100% MOD.
Power out CW 65 w typical
Converter noise factor 4.5 dB typical
Controls: Standby, Co-split channel,
Meter switch, SSB level, P.A. tune and Load

VALVE COMPLEMENT

RF 6CW4 Nuvistor
Mixer EF95
Osc. ECC9I
Mult. ECC9I
Mult. EF95
F2 AMP. 6BW6
Mixer QQVO3-10
P.A. QQVO-640A
Stab. 150C4, 90CI.

PHYSICAL

Size 12ins. wide, 4½ins. high, 8ins. deep.
Finish–Front panel light grey leatherette with chrome trim.
Enclosure dark grey.

zum Vorzugspreis von nur **Fr. 1000.–**, verpackt, franko Domizil, inkl. WUST.

Benützen Sie dieses einmalige Angebot und geben Sie Ihre Bestellung noch heute auf. Lieferfrist 2-3 Wochen solange Vorrat.

Staufer et Girardet, Case Postale 12, 1211 Genève 3, Tél. heures de bureau: 022 35 14 97, le soir: 022 35 23 63.

HALLICRAFTERS-TRANSCEIVER SR-400 CYCLONE

EIGENSCHAFTEN: 5-Band Transceiver von 80-10 m in 500 kHz Bereichen mit ALLEN TECHNISCHEN RAFFINESSEN: RTT-Control, Notch-Filter, Noise-Blanker, AALC, AVC, 1 kHz Ablesegenauigkeit, Anschluss für VFO/DX Adapter.

Sendeteil:

Input:	SSB 400 W, CW max. 360 W, LSB/USB umschaltbar.
ANT-Impedanz:	50 Ohm nominell; 40-75 Ohm abstimmbar ohne Rückwirkungen.
Betrieb:	SSB: MOX, PTT, VOX. CW: MOX, VOX-Semi Automatic Break In.
CW-Mithörton:	800 Hz nominell.

Empfangsteil:

Empfindlichkeit:	Besser als 0,3 µV bei 10 dB Signal/Rausch.
ZF:	1. ZF: 6-6,5 MHz. 2. ZF: 1650 Hz mit Lattice Quarz-Filter.
Bandpass:	2,1 kHz (3 dB) – 4,2 kHz (50 dB) – CW: 200 Hz.
Lautsprecher-Imp.:	3,2 Ohm und 500 Ohm.
NF-Leistung:	1 Watt mit weniger als 10% Verzerrungen.
Eichung:	Durch eingebauten 100 kHz Eichgenerator.

ZUBEHOER:

HA–20	VFO/DX mit eingebautem Netzteil und SWR-Meter.
PS–500–A–AC	Netzteil für 210-250 V mit eingebautem Lautsprecher.
PS–500 DC	Spannungswandler für 11-16 V Betrieb.
MR–400	Autohalterung.

Bitte Spezialprospekt anfordern!

Generalvertretung für die ganze Schweiz - Agents généraux
EQUIPEL SA, 1211 GENEVE 24 TÉLÉPHONE 022 42 25 50

Distributeurs:
à **Genève** Ham-shack Equipel, 9 Bd. d'Yvoy, Tél. 25 42 97
in **Zürich** Jean LIPS-RADIO, HB9J, Dolderstrasse 2, Tel. 32 61 56
in **Luzern** John LAY, Radio en gros, Bundesstrasse 13, Tel. 3 44 55

SONDERANGEBOT

BAUSÄTZE (KITS), SORTIMENTE in elektronischen Bauelementen, Transistoren und Dioden, sowie in diversen Kondensatoren, Miniatur-Transformatoren und Widerständen; THYRISTOREN

(AUSZUG AUS UNSEREM SONDERANGEBOT)

			Nettopreise Fr.
BAUSATZ 7	**Eisenloser NF-Leistungsverstärker**	**6 Halbleiter 20 W**	**33.50**
	Betriebsspannung 30 V	Ausgangsleistung 20 W	
	Lautsprecher-Anschluss 4 Ohm	Eingangsspannung 20 mV	
	Druckschaltung gebohrt	Dim. 115 × 180 mm	**6.75**
BAUSATZ 8	**Klangregel-Teil für BAUSATZ 7**		**12.25**
	Betriebsspannung 27-29 V	Eingangsspannung 15 mV	
	Frequenzbereich bei 100 Hz + 9 dB + − 12 dB		
	Frequenzbereich bei 10 kHz + 10 dB + − 15 dB		
	Druckschaltung gebohrt	Dim. 60 × 110 mm	**2.90**
BAUSATZ 13	**Netzteil 30 V max. 1,5 A**		**21.75**
		Preis für Trafo	**21. –**
	Das Netzteil passt zu BAUSATZ 7 und zu ZWEI BAUSÄTZEN 3, also für Stereo-Betrieb. Der Wechselspannungsanschluss ist 110 oder 220 V.		
	Druckschaltung gebohrt	Dim. 110 × 115 mm	**4.25**

Ein genaues SCHALTSCHEMA mit EINZELSTÜCKLISTE wird jedem BAUSATZ beigelegt!

SORTIMENTE

SORTIMENT ELEKTRONISCHER BAUELEMENTE

200 St. HF-, NF- und Leistungstransistoren, Dioden, Kondensatoren und Widerstände, bestehend aus:
- 10 St. HF-Transistoren für UKW im Metallgehäuse, ähnl. AF 114, AF 115, AF 142, AF 164
- 10 St. NF-Transistoren für Vorstufen im Metallgehäuse, ähnl. AC 122, AC 125, AC 151
- 10 St. NF-Transistoren für Endstufen im Metallgehäuse, ähnl. AC 117, AC 128, AC 153
- 10 St. Sub-Miniatur-Dioden, ähnl. 1 N 60, AA 118
- 50 St. Germanium-Subminiatur-Dioden
- 20 St. Schichtwiderstände 1/10 W axial
- 20 St. Schichtwiderstände 1/2 W axial
- 20 St. Schichtwiderstände 1 W axial
- 20 St. Kunststoffolien-Kondensatoren, verschiedene Werte
- 20 St. Keramische Kondensatoren, verschiedene Werte
- 5 St. Leistungs-Transistoren, ähnl. AD 150
- 5 St. NPN-Silizium-Planar-Transistoren, ähnl. BC 107, BC 108, BC 109

200 St. elektronische Bauelemente — **insgesamt nur 22.50**

BESTELL-Nr.: BA 1 C

SORTIMENT AUS ORIGINAL-MARKENTRANSISTOREN

- 4 St. Silizium-NPN und PNP Transistoren, sowie
- 6 St. Germanium NPN und PNP Transistoren der Typen:
  - 2 St. 2N 706 = BSY 39 = BSY 62
  - 2 St. BCY 27 = BCY 28 = BCY 34
  - 2 St. AF 117 = AF 150 = AF 127
  - 2 St. AF 116 = AF 144 = AF 126
  - 2 St. AC 153 = AC 128 = AC 117

10 St. Original-Markentransistoren — **zusammen nur 7.25**

BESTELL-Nr.: TRA 104

DIVERSE SORTIMENTE

BESTELL-Nr.		
ELKO 4	= 50 Kleinst-NV-Elkos, gut sortiert	**12.75**
KER 2	= 60 Scheiben-, Rohr- und Perlkondensatoren, 20 Werte gut sortiert × 3 St.	**4.10**
TRAN 1	= 5 versch. Miniatur-Transformatoren	**7.50**
WID 1-1/8	= 100 St. Schichtwiderstände 20 Ohm-Werte gut sortiert × 5 St. **1/8 W**	**6.50**
WID 1-1/2	= 100 St. Schichtwiderstände 20 Ohm-Werte gut sortiert × 5 St. **1/2 W**	**7.50**

THYRISTOREN (Regelbare Silizium-Gleichrichter)

TH 1/400 400 V 1 A — **3.25**

usw.

VERLANGEN SIE BITTE UNSERE NEUE PREISLISTE 1969 und das SONDERANGEBOT KOSTENLOS!

Nur einwandfreie fabrikneue Ware; Zwischenverkauf vorbehalten. Nettopreise ab Lager Horgen. Unsere Lieferungen erfolgen gegen Nachnahme. Verpackung und Porto werden zu Selbstkosten berechnet. Ihre geschätzte Bestellung erbitten wir an:

EUGEN QUECK

Ingenieur-Büro
Import-Export
Bahnhofstrasse 5

8810 HORGEN Tel. 051 82 19 71

Starthilfe für Funkamateure

4. Auflage, 191 Seiten und Abbildungen, laminiert, auf Kunstdruckpapier gedruckt

Es ist meist ein langer und nicht ganz einfacher Weg von der ersten Begeisterung für den Amateurfunk bis zum ersten QSO. Das ist in der Schweiz nicht viel anders als in DL.
Mit dieser Starthilfe wollen die Redaktoren den steinigen Weg etwas ebnen und den «jungen» OMs Anregung geben für die erste Ausstattung ihrer Station. Die dargestellten Schaltungen sind erprobt und auch dem weniger Geübten bereiten sie kaum Schwierigkeiten. Neben Sende- und Empfangsgeräten sind auch noch mannigfache Prüfgeräte beschrieben. Kein Luxus, sondern eine wichtige Ergänzung Nur durch Messen und Prüfen kommt man den Dingen richtig auf den Grund und beherrscht schlussendlich die Materie.

Fr. 5.50 frei Haus.

Bestellen Sie sich gleich noch das

Taschenbuch für den Funkverkehr

von Etienne Héritier, HB9DX. Es ist den alten Hasen, wie den «Neuen» gleichermassen nützlich. Man weiss in HB, was der HB9DX schreibt und aufstellt, hat Hand und Fuss. Zudem wird die neueste ARRL-Länderliste als kostenlose Beigabe mitgeliefert, in zweifacher Ausführung. Sie haben dann alles in Händen, was Sie bei der Abwicklung Ihres Funkverkehrs wissen müssen. Das Buch wird Ihnen gefallen, es ist in der 8. Auflage erschienen (50. Tausend!) und umfasst 140 Seiten.
Es kostet Fr. 4.90 frei Haus.

Werden beide hier angekündigten Bücher zusammen bezogen, so ermässigt sich der Preis für beide zusammen auf 10 Franken.
Schicken Sie ein Postkärtle mit Ihrer Bestellung, oder bestellen Sie mittels Vermerk auf dem Abschnitt des Einzahlungsscheines.
Postcheck immer noch St. Gallen, 90 – 16875.

Mit vy 73 aus dem Schwarzwäldle

Felix, DL1CU

Bestellanschrift:

W. F. Körner, D 7261 Alzenberg/Schwarzwald, Herdgässle 6

HEATHKIT

The World's Largest Selection Of Amateur Radio Equipment

NEU

HW-100 5 Band-SSB/CW Transceiver 180 W PEP bei SSB, 170 W bei CW, VFO in Halbleitertechnik mit FET, Kitpreis Fr. 1495.–.

HW-17 2m AM-Transceiver transistorisiert, Doppelsuper hoher Empfindlichkeit, HF-Input 18-20 W, Output 7-10 W, Kitpreis Fr. 785.–.

SB-101 80-10 m SSB/CW Transceiver, vielseitige betriebstechnische Möglichkeiten, auch externer LMO, eines der begehrtesten Amateurgeräte! Kitpreis Fr. 2280.–

SB-301E SSB Amateurempfänger (80-10 m).
SB-401E SSB Amateursender.
Die getrennten Ausführungen des SB-101.
Kitpreis SB-301E Fr. 1690.–, SB-401E Fr. 1870.–.

SB-200E SSB Linear-Endstufe, bestückt mit 2×811 A für D2 zugelassen, eingebaute SWR-Brücke, Kitpreis Fr. 1418.–.

SB-610E / SB-620-E Stationsmonitor und Panorama-Adapter sind wertvolle Zusatzgeräte für Ihre Amateuranlage. Kitpreis SB-610E Fr. 478.–, SB-620E Fr. 720.–.

Fachmännische Auskunft erteilt Ihnen jederzeit, auch Samstagvormittags, HB9ABP. Verlangen Sie unsere ausführlichen Datenblätter und besuchen Sie ganz unverbindlich unsere neue, erweiterte Ausstellung!

Schlumberger Messgeräte AG

(vormals DAYSTROM AG)

Badenerstrasse 333, 8040 Zürich, Tel. 051 - 52 88 80

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.–

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.
AUTRONIC	Taste, geeignet für voll- oder halbautomatischen sowie manuellen CW-Betrieb. Preis Fr. 92.70.

Ausführliche Unterlagen
durch die Generalvertretung:

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