



OLD MAN



8

1967

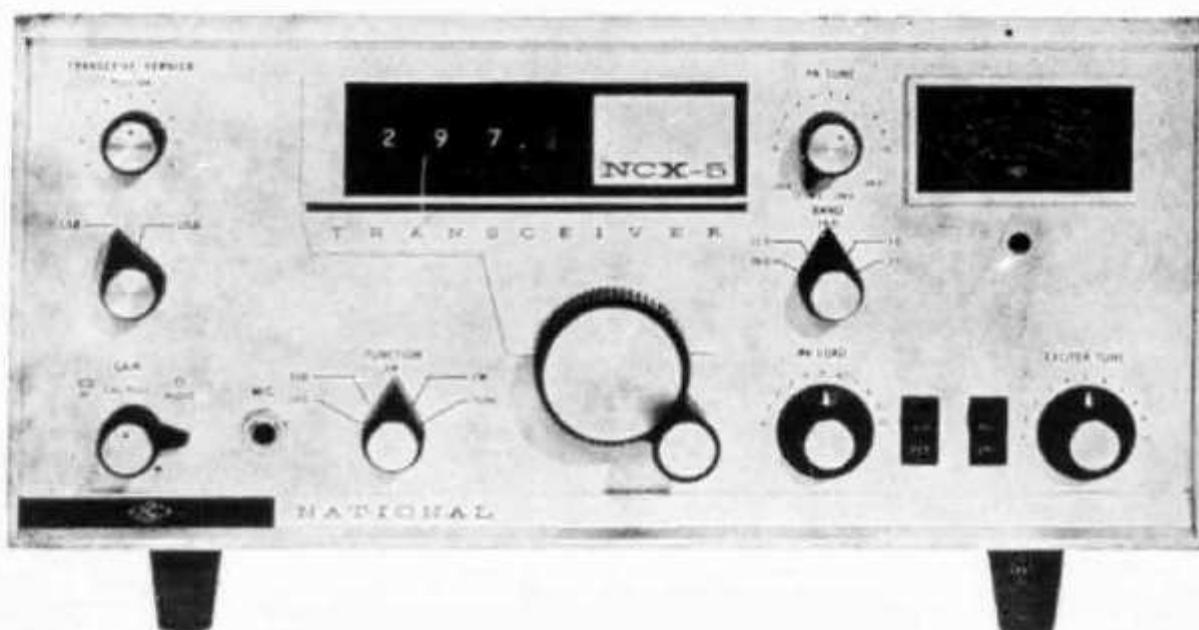
Bulletin of the Swiss Union of Short Wave Amateurs

NCX-5

Allband-Transceiver von National-USA

Der sensationelle NCX-5 Transceiver für 10-15-20-40 und 80 m ist eine vollständige feste oder mobile Ham-Station bestehend aus einem SENDER + EMPFAENGER mit nur 8,7 kg Gewicht. Abmessungen 16×35×31 cm. Für die kleine Stadtwohnung, Ferien, Mobile im Auto etc. Hervorragende Eigenschaften:

SENDER: 200 Watt Input SSB u. CW, 100 W auf AM, Break-in Grid Block CW. Transistorisierter VFO ohne warm-up Drift! VOX, Push-to-talk und neue MOX operation, ALC.



EMPFAENGER: Double Conversion, 2 HF-Vorstufen, neuartiges sehr steiles Filter von 2,8 kHz Breite, trotz Transceiverbetrieb kann die Empfangsfrequenz um ± 5 kHz gegenüber der Sendefrequenz variiert werden!

Ganz neuartige Digital Counter Skala

mit genauer Kiloherz-Anzeige, auf 100 Hz genau anzeigen, wie bisher nur bei den teuersten Militär-Geräten vorhanden.

Viele andere exklusive Eigenschaften.

Neue Preise!

NCX-5 kompl. mit allen Quarzen (10 m; 1 Stück)	Fr. 2995.-
NCX-3 Modell für 20-40-80-m-Band, gleiche Leistung	Fr. 1780.-
NCX-A Netzgerät für 110 und 220 V mit Lautspr.	Fr. 590.-

Vorführung und Prospekte: National (USA) Generalvertretung für die Schweiz:

Radio-Jean Lips (HB9J)

Dolderstrasse 2, Zürich 7, Telefon 051 / 326156

(Ref.: HB 9 AFI - 9 AFU - 9 AT - 9 EG - 9 ER - 9 J - 9 JZ - 9 RX -
9 RZ - 9 SD - 9 T - 9 VJ - 9 XT - 9 ZU - 9 ADJ - 9 AHS - 9 RF)

OLD MAN 8

35. Jahrgang August 1967

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) 4 88 61 – Correspondant romande: B. H. Zweifel (HB 9 RO), Rte. de Morrens 11, 1033 Cheseaux VD – Correspondente dal Ticino: Frank Delprete (HB 9 AFZ), Via Franscini 8, 6500 Bellinzona – Inserate und Ham-Börse: Inseratenannahme USKA, 6020 Emmenbrücke 2 / LU, Postfach 21.

Erscheint monatlich

Nächster Redaktionsschluss: 13. August

Editorial

Mit der Forderung der PTT, unsere Beiträge per Lochkarten zu erheben, hat sich die USKA entschlossen, die Mitgliedskarten maschinell zu erstellen. Im November wird eine massive Portoerhöhung auf Nachnahmen in Kraft treten, die das Mitglied übernehmen müsste. Um diese unnötige Belastung zu umgehen, werden wir für sämtliche Rechnungen im Zuge der Zeit auf das Verfahren der Einzahlkarten umstellen. Es werden damit nicht nur die Spesen niedriger, vielmehr können die Zahlungen auch bis zum Monatsende aufgeschoben werden.

Um die Verarbeitung maschinell durchzuführen (EDP – Electronic Data Processing) ist es nötig, das gesamte Adressmaterial mit Lochkarten zu erfassen. Bei diesem Prozess können Fehler auftreten und wir bitten Sie, Ihre Adresse sowie alle weiteren Angaben zu kontrollieren. In den nächsten Tagen wird Ihnen eine Mutationskarte zugestellt, die wir baldmöglichst mit eventuellen Korrekturen und Ergänzungen zurückwünschen.

Aus Platzgründen wurden die Ortsnamen nach der offiziellen PTT-Liste auf 10 Stellen gekürzt. Ende Monat werden Sie Ihre Mitglied-, resp. Abonnements-Beitragskarte in Form einer grünen Lochkarte erhalten, die Sie ausschliesslich zur Begleichung verwenden wollen.

Ab sofort ist es nun auch möglich Rufzeichenlisten anzufordern. Diese können auch im Abonnement, evtl. sogar mit monatlichen Mutationen, bestellt werden. Bitte beachten Sie das Inserat des Sekretariats in der nächsten Nummer des Old Man. Die Datenerfassung wurde von HB9ACE und HB9RG zusammen mit HB9NL in mühsamer Kleinarbeit durchgeführt. Ein herzliches Dank diesen OMs.

Wir hoffen, die Mitglieder nun noch günstiger bedienen zu können und rechnen auf die Unterstützung jedes Einzelnen.

Wir wünschen Ihnen, liebe OMs, recht schöne Ferien.

(HB9RK)

Pour répondre à un voeu émis par les PTT concernant notre mode d'encaissement des cotisations annuelles, l'USKA a décidé d'introduire le système des cartes perforées. Ainsi, les membres de l'USKA ne recevront plus désormais un remboursement mais un bulletin de versement sous forme de carte perforée, ce qui leur permettra de payer la cotisation à leur convenance, dans un certain délai.

Avec l'entrée en vigueur, en novembre prochain, des nouvelles hausses postales, les remboursements seraient devenus plus onéreux encore et c'est aussi pour éviter à nos membres des frais supplémentaires que nous avons adopté pour l'avenir le système mécanique.

Pour mettre en route cette nouvelle organisation EDP (Electronic Data Processing) il a fallu tout d'abord établir la cartothèque des membres et abonnés sur cartes perforées.

Comme il peut se glisser lors de l'établissement de ces cartes l'une ou l'autre erreur, nous invitons chacun de vous à vouloir bien vérifier attentivement votre adresse et autres indications et de signaler sans retard au secrétariat les erreurs éventuelles que vous auriez constaté.

Vous allez recevoir prochainement une carte de mutation que vous voudrez bien retourner tout de suite en y apportant les corrections ou compléments éventuels. Vous remarquerez que certains lieux de destination ont été abrégés à 10 signes au maximum, cela a été fait selon la liste officielle des PTT. Vers la fin du mois vous recevrez votre carte de membre 1967 sous la forme d'un bulletin de versement perforé. Vous voudrez bien utiliser cette carte exclusivement pour payer votre cotisation annuelle.

Grâce au nouveau système, vous avez dès maintenant la possibilité d'obtenir la liste des membres par indicatifs et même de l'obtenir par abonnement mensuel, avec les mutations du mois.

Pour de plus amples détails, nous vous renvoyons à l'annonce publiée d'autre part par le secrétariat. Nous sommes persuadés que cette nouvelle organisation rendra de nombreux services. Cette modification a nécessité, vous vous en doutez bien, de nombreuses heures de travail. Nous devons en remercier HB9ACE, HB9RG et HB9NL qui ont consacré plusieurs longues soirées à cette réalisation.

Nous sommes heureux de pouvoir ainsi vous servir mieux encore et nous vous remercions d'ores et déjà de votre aimable collaboration.

Et puisque nous sommes en période de vacances, nous vous souhaitons à tous de laisser vos soucis et vos préoccupations à la maison afin de profiter à 100% d'une belle période de détente!

(HB9RK)

DX-News

Don Miller - letzter Akt

Nach der Veröffentlichung seiner 80 Seiten umfassenden Dokumentation, welche auch vielen HB-DXern zugestellt wurde, erhielt Don Miller im Mai Gelegenheit, an einer Konferenz der ARRL-Directors und des DXCC-Committee seinen Standpunkt persönlich zu erläutern. Nach eingehender Prüfung des Materials wurden folgende Beschlüsse gefasst:

Navassa Isl. **K1IMP/KC4** wird für das DXCC nicht anerkannt. Die Coast-Guard bleibt dabei, dass der ehemalige Aufenthalt der beiden OPs auf Navassa ohne Bewilligung erfolgte. Die von einer Küstendienststelle in Puerto Rico erteilte Ausfahrtsbewilligung mit Ziel Navassa kann daran nichts ändern (siehe bei Parkinson, deutsche Ausgabe, erschienen im Econ-Verlag).

Lakkadiven VU2WNV wird für das DXCC ebenfalls nicht akzeptiert. Die indische Fernmeldebehörde hat die Lizenz nur ausschliesslich für Bombay erteilt. Vom Original eines Briefes, worin Don Miller das Arbeiten auf den Lakkadiven zugesichert wurde, fehlt jede Spur.

Aldabra VQ9AA/A, Desroches VQ9AA/D, Glorioso FR7ZP und Minerva Reef 1M4A werden entgegen einem früheren Beschluss für das DXCC anerkannt. Es konnte nicht nachgewiesen werden, dass QSLs verschickt wurden für QSOs, die nie stattgefunden hatten. Auch wurde die ehemalige Verfügung, wonach künftig keine QSLs von Don-Miller-Expeditionen im DXCC gelten, aufgehoben.

Der langen Rede kurzer Sinn: Für den DX-Normalverbraucher bleibt alles beim alten, sofern er KC4 und VU4 schon früher unter Dach gebracht hat.

Es scheint nun aber, dass die ARRL künftig dort einschreiten will, wo Verletzungen der DXCC-Rules eindeutig nachweisbar sind; bei der Lizenzsituation. Wie man vernimmt, wurden nachträglich auch andere Expeditionen diesbezüglich unter die Lupe genommen und es muss erwartet werden, dass PY \emptyset X, VK2ADY/ \emptyset usw. die DXCC-Anerkennung nachträglich versagt wird. Damit dürfte wohl der Ausgleich geschaffen sein, indem Freund und Feind des umstrittenen Doktors gleichermaßen zu Schaden gekommen sind. Ein salomonisches Urteil – wie mir scheint!

(HB9EU)

DX-Calendar (Zeitangabe in MEZ)

Formosa, BV2A, 14005 CW, 0930.

Easter Isl. CE \emptyset AE, 14215 SSB, 0800, 21378 SSB, 1800 bis 2000.

Mongolia, UA1CK/JT1, täglich 14196 SSB, 1400 bis 1800. Bleibt noch 2 Monate.

New Guinea, VK9GZ, 14209 SSB, 1430.

Laos, XW8BV, 14220 SSB, 2100.

Guyana, 8R1S, 14190 SSB, 0700 und nachts.

Rio de Oro, EA9EJ, 14125 SSB, 2100.

Martinique, FM7WO, 14005/38 CW, nachts.

Wallis Isl. FW8RC, 21075 CW/SSB, 0930, 14125/150 SSB, 0830.

Willis Isl. VK4HG, 14255 SSB, 1030.

Falkland Isl. VP8BJ, 14022/030 CW, abends.

Trinidad Isl. PY%TX, 14110, 21300, 28600 SSB, erste Woche im September.

West Pakistan, AP2NMK, 14200 SSB, abends.

Maldives Isl. VS9MB, 14065 CW, 14195 SSB abends. Bleibt weitere 2 Monate.

Fr. Guiana, FY7YG, 14202 SSB, 2230, FY7YL, 14265 SSB, nachts.

Volcano Isl. KG6IJ, 14240 SSB, nachmittags.

QSL-Adressen

CE \emptyset AE, Box 916-517, Albrook, AFB, Canal Zone, 09825. – **MP4MAX**, Box 35, Muscat. – **PX1GM** via F2GM – **VK9GZ**, Pouch Mailbag, Rabaul, T.N.G. – **XW8BV**, U. S. Embassy, APO, San Francisco, Calif. – **8R1S**, Box 739, Georgetown, Guyana. – **FM7WO**, Box 287, Fort de France, Martinique. – **VP8JH**, Box 45, Port Stanley, Falkland Isl. – **FY7YG** via W2CTN. – **YJ8BW**, via Post Office, Villa, New Hebrides. – **ZS9L**, Box 525, Gaberones, Botswana, S. Africa. – **4M \emptyset A**, Box 1019, Maracaibo, Venezuela. – **7Q7PH**, via W1MRQ. – **JX5CI** via LA1NG. – **FY7XJ** via W8GIU – **VK2XX/VK2** via VK4SS – **5R8AM** via K2KTK – **5R8AS** via W6ZPX – **5R8AX** via TG9EP – **5R8AZ** via G3TTG – **9Q5SR** via W1BPM – **VP5RB** via W1EQ – **KJ6DB** via KH6EOQ.

73 es best DX de HB9MQ

(Leider liegt bis zum Redaktionsschluss kein DX-Bericht vor – 9EU).

Kleine Nachrichten - Petites nouvelles

Congrès International de Knokke

Le troisième congrès international des radio-amateurs se déroulera à Knokke du 15 au 17 septembre 1967. Le programme de cette manifestation est conçu de manière à intéresser tous les amateurs. Des conférences, des démonstrations et des concours émailleront ces journées qu'un grand bal, la «nuit des amateurs» égaiera.

Les amateurs intéressés peuvent obtenir le programme détaillé avec bulletin d'inscription auprès du secrétariat général: M. Lucien Vervarcke, ON4LV, Lippenslaan 284 à Knokke, Belgique.

Congrès de l'I.A.R.C. à Genève

Le congrès de l'IARC aura lieu cette année, à Genève, les 22, 23 et 24 septembre. Cette réunion sera placée cette année sous le thème: L'Amateur-Radio dans le monde moderne.

Des conférences traiteront des sujets divers: Oscar, Moonbounce, RTTY, TVI, Amateur TV, etc.

Le programme détaillé de ces journées peut être obtenu auprès de l'IARC, p. o. box 6, 1211 Genève 20 ou par tél. 022 34 70 00.

Rund um die UKW / Nouvelles VHF

144-MHz-Umsetzer auf dem Mt. Tendre

Dem aufmerksamen Bandbeobachter dürfte es nicht entgangen sein, dass auf dem Mt. Tendre ein 2-Meter-Umsetzer in Betrieb ist. Die Ansprechfrequenz ist 144,0-144,2 MHz (CW, SSB, AM). Das umgesetzte Signal wird Seitenbandrichtig auf 145,8-146,0 MHz wieder ausgestrahlt. Die Spitzenleistung beträgt ca. 30 Watt. Die ganze Anlage ist volltransistorisiert und wird aus einem Akku, der über einen windangetriebenen Generator gepuffert ist, betrieben. Leider ist vom Hersteller (HB9ADT?) noch keine genaue Beschreibung eingetroffen.

IARU-Region-1-VHF/UHF-Contest

Der Wettbewerb wird dieses Jahr durch den DARC organisiert. Er beginnt am 2. Sept. 1800 GMT und endet am 3. Sept. 1800 GMT. Die Ausschreibung verlangt einheitliche Logblätter und zwar A 4 hoch (diese sind bei HB9RG vorrätig, 100 Stück Fr. 3.50). Einsendeschluss ist der 18. 9. 67; es gilt der Poststempel. Reglemente sind auf dem Sekretariat erhältlich. Stationen, welche sich nicht an den Bandplan halten, können nicht gewertet werden.

Pro Memoriam: 144,00 – 144,15 nur CW

144,15 – 145,85 jede Sendeart

145,85 – 145,95 Satelliten und Umsetzer

145,95 – 146,00 Beaken und spezielle Dienste

(HB9RG)

VHF-Uebersicht

Während der ganzen Frühjahrsperiode wurden nur selten überdurchschnittliche Bedingungen festgestellt; meistens waren die Dauer und die erzielten Reichweiten nicht aussergewöhnlich.

Erstaunlich hingegen ist die Zunahme der SSB-Stationen vor allem in Deutschland, Holland und Frankreich. Diese Sendeart erlaubte, praktisch ohne Rücksicht auf Bedingungen, Verbindungen über einige 100 km.

Im Juli-Contest herrschten keine speziell guten Bedingungen nach Westen, hingegen hervorragende Bandöffnung nach Osten. Verschiedene OK- und DM-Stationen wurden in CW und A3 gearbeitet. Stationen in Bayern konnten nebst OK eine grosse Zahl SP, HG und YU erreichen. Sehr interessant dürfte der Umstand sein, dass fast alle osteuropäischen Amateure in sehr guter CW arbeiten. Umso bedauerlicher ist es, wenn heute noch Stationen im CW-Teil des Bandes in A3 arbeiten, nachdem doch die neue UKW-Bandaufteilung eingehend genug in den entsprechenden Organen publiziert wurde.

Die Zeiten der Festfrequenz und der damit verbundenen unzweckmässigen Arbeitsweise sind für jeden UKW-DX-Interessenten endgültig vorbei. Es bleibt zu hoffen, dass die an Ortsverbindungen interessierten Amateure uns in dieser Hinsicht das nötige Verständnis entgegenbringen werden.

Am 9. und 10. Juli wurden entlang der gut ausgeprägten Hochdruckzone (WSW-ENE) sehr gute Bandöffnungen nach G und F beobachtet. Vom Chasseral aus liessen sich einige G- und F-Stationen entlang der Biscaya bis gegen EA arbeiten. . .

In HB macht sich langsam eine grössere Mobilität auf UKW bemerkbar. Von höher gelegenen Standorten wird oft beobachtet, dass in gegenseitiger Reichweite liegende Mobilstationen cq rufen

Unser Titelbild: In dieser Gegend findet vom 22. – 26. September die europ. Fuchsjagd-Meisterschaft statt (siehe OM Nr. 7)

und sich aber nicht erreichen, weil sie sich zeitlich verpassen. Es wäre sicher zweckmäßig, wenn in dieser Hinsicht eine Regelung erzielt werden könnte, indem Mobilstationen zur vollen und halben Stunde während ca. 5-10 Minuten rufen. (HB9QQ)

Calendar

12./13. August	WAE DX-Contest (CW)
26./27. August	All Asian DX-Contest
2./3. September	Region 1 VHF/UHF-Contest
9./10. September	WAE DX-Contest (Fone)
22./26. September	Europäische Peilmeisterschat CSR
7./8. Oktober	VK/ZL DX-Contest (Fone)
14./15. Oktober	VK/ZL DX-Contest (CW)
4./11./18. November	VHF-Marathon

Sektionsberichte / Rapport des Sections

Section Lausanne

Par la présente, nous vous prions donc de bien vouloir apporter la modification suivante:

Président: Roger Fazan (HB9PV), Avenue de Cour 152, **1007 Lausanne**

Stamm: Avenue Vuillemin 29, Lausanne, chaque jeudi à 20.30 heures.

Sektion Zürich

Das diesjährige Rally wurde auf 10 und 2 Meter durchgeführt. Das Wetter sowie die Beteiligung waren ufb. Sämtliche Aufgaben wurden gut, teils sehr gut gelöst, sodass die Leitung nun folgende Rangliste bekanntgeben kann:

10 Meter

1. HB9TU	139 Punkte
2. HB9ACV	130 Punkte
3. HB9WQ	123 Punkte
4. HB9ZU/AFR	105 Punkte
5. HE9GJE	100 Punkte
6. HB9ZN	91 Punkte
7. HB9AGI	78 Punkte
8. HB9AD	45 Punkte

2 Meter

1. HB9QH	165 Punkte
2. HB9QQ	163 Punkte
3. HB9ACA	151 Punkte
4. HB9SX	151 Punkte
5. HB9RF	140 Punkte
6. HB9XO	108 Punkte
7. HB9AIR	90 Punkte

Am 10. Juli beteiligten sich 25 Sektionsangehörige an einer interessanten Führung durch den Betrieb des Zürcher «Tages-Anzeiger», welche an dieser Stelle bestens verdankt sei. (HB9EZA)

Hambörse



Die Inseratenannahme ist vom 9.-29. August geschlossen.

Zu verkaufen: 1 Rotor CDR-AR 22 mit automatischem Steuerpult und 50-m Kabel Fr. 180.—, 1 X-TAL Calibrator 100 kHz, gedr. Schaltung Fr. 30.—, 1 Sende-Empfänger 144-146 MHz, Output 12 Watt – Modulator mit 3 mischbaren Eingängen – Höhen und Bass Regelung – Vox in gedr. Schaltung – Koax-Relai etc. Gerät ist in sehr gutem Zustand – nur 1 Jahr im Gebrauch – Preis auf Anfrage. Peter Bigler (HB9AGY), Tel. (022) 41 98 11, intern 2508 während der Bürozeit.

A vendre: 1 oscilloscope HF Philips type GM 5662/01, hautes performances. Professionnel. Ampli vertical 3 Hz à 30 MHz à 6 dB. Ampli hor: 0 à 800 kHz à 3 dB. Prix neuf: 1800.—. Sacrifié cause urgence pour 900.—. Etat et fonctionnement comme neuf. 1 amplificateur BF 17 Weff PP EL 84 très compact 100.—. 1 colonne 40 W (2 HP) bois très épais dimensions: 100×50×24 cm: 100.—. HB9AFO, Michel Vonlanthen, Champs-prilly 16, 1008 Prilly.

Antennen

QSO mit WIPIC und Hy-Gain immer gut!

W. Wicker-Bürki

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

The method of filter design known as "modern network synthesis" leads either to simpler circuits for a given performance or improved performance for a given degree of circuit complexity, as compared with the longer-established design procedures. Here the author uses the system to come up with a simplified "Filterfier" plus a design for an accompanying high-pass filter.

An Amateur Application of Modern Filter Design

BY EDWARD E. WETHERHOLD,* W3NQN

Completed speech filter, less cover, showing the component mounting boards and front panel with bypass switch and microphone connectors. The low-pass filter components, marked with the 3-kc. cutoff values, are mounted on the top phenolic component mounting board. The transistor amplifier is mounted on the bottom phenolic board, the high-pass filter with the resistor pad on the middle board. Note the phenolic washers used to hold the 60- and 88-mh. toroids firmly in place.

Low- and High-Pass

Audio Filters for Shaping Response

OVER the past several years, there has been a major revolution in the design of electric wave filters. The old image-parameter approach developed by Campbell and Zobel¹ in the early 1920s with the now-familiar terminology of "characteristic impedance," "constant-*k* section," and "*m*-derived section" has finally been superseded by a vastly superior filter-design method generally known as "modern network synthesis." Although this method is not new, having been first mentioned in 1929 and later expanded during 1940–1950,² it was not practical to apply it to practical filter problems until the digital computer became available as a design tool. The recent publication of two texts^{3,4} with design tables derived by the computer now makes it possible for the progressive radio amateur to take advantage of this most recent development in filter design.

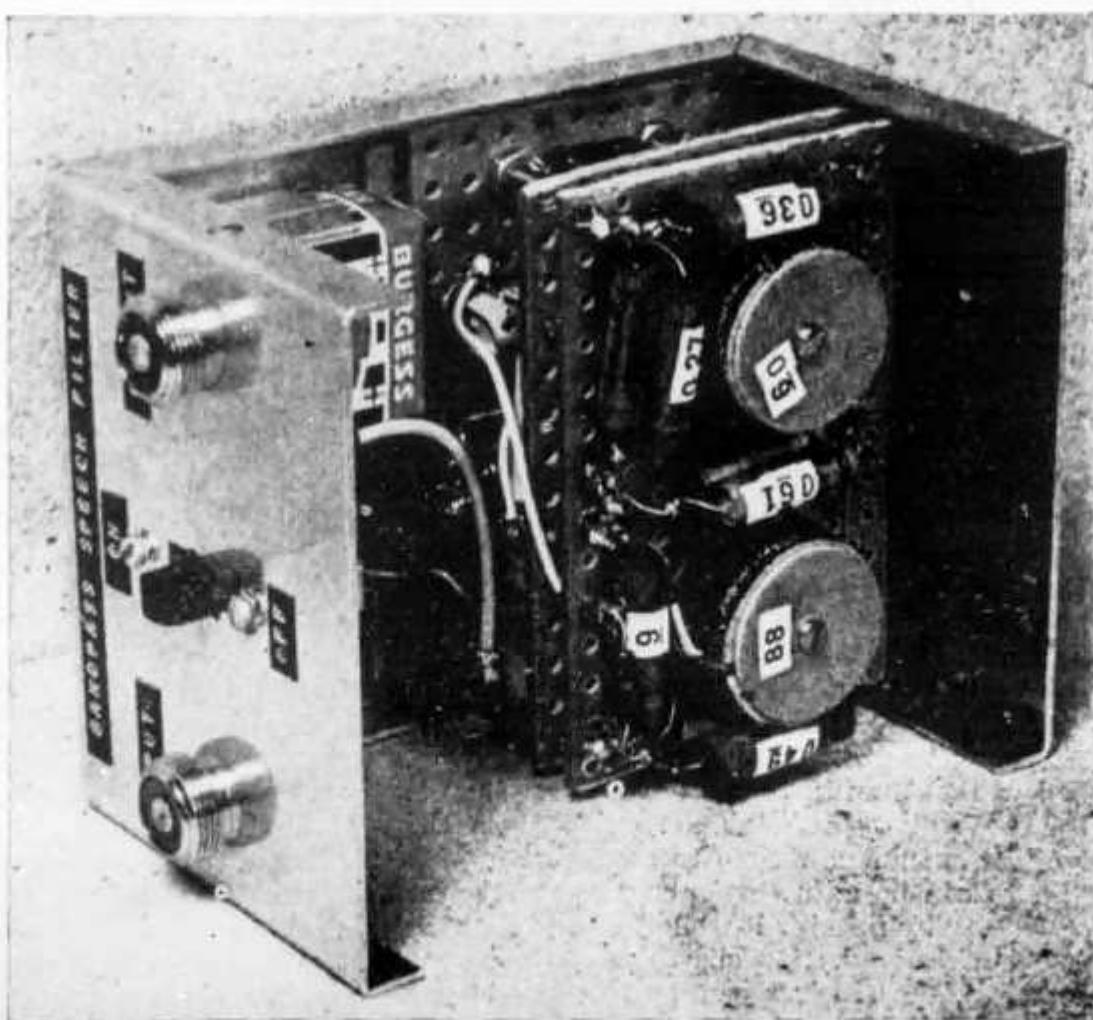
* Dept. 2N, Electro International, Inc., Box 391, Annapolis, Md. 21404

¹ Zobel, "Theory & Design of Electric Wave Filters," *The Bell System Technical Journal*, January, 1923.

² Zverev, "Introduction to Filters," *Electro-Technology*, June, 1964.

³ Geffe, *Simplified Modern Filter Design*, John F. Rider Publisher, Inc., New York City, 1963.

⁴ A Handbook on Electrical Filters, published by White Electromagnetics, Inc., Rockville, Maryland, 1963.



The fact that many radio amateurs apparently are not yet aware of the advantages of modern filter design techniques is indicated by recent articles^{5,6} in which the now-passé image-parameter design approach was employed. The purpose of this article is to illustrate an application of modern design to a simple filter problem already "solved" by the image-parameter filter. By comparing the performance and components of the filters that result from these two different approaches, the degree of superiority and advantages of the modern filter over the image-parameter filter should be evident.

The most recent image-parameter design conveniently accessible to *QST* readers is the "Filterier,"⁶ a low-pass filter designed to be used with s.s.b. phasing-type excitors to restrict the speech frequency range to that at which the phasing network performs best (approximately 300-3000 c.p.s.), to reduce the possibility of generating unwanted side frequencies in excess of 3 kc. This was accomplished by choosing a cutoff frequency of 2.40 kc. and designing an *m*-derived, constant-*k* image-parameter filter which produced 37 db. of attenuation at 3.0 kc. At higher frequencies, the attenuation in the stop band was never less than 39 db. The filter required four readily-available inductors and seven capacitors and was designed to be terminated in equal resistances of 1106 ohms.

Desired performance requirements for the comparative low-pass modern filter design therefore were as follows:

- 1) A cutoff frequency of 2.4 kc. to permit ease of performance comparison with the image-design filter.
- 2) An attenuation of at least 37 db. at 3.0 kc.
- 3) A minimum attenuation in the stop band of approximately 39 db.
- 4) Equal source and load resistances of approximately 1000 ohms.

It was also desirable to utilize the currently-available 88-mh. toroidal inductors because of their high *Q* and very low cost.⁷

Modern Filter Design Applied to the Filterier

With these thoughts in mind, a filter type classified by the filter theorists as a "dual-section elliptic function" was chosen as being most suitable for this particular application. From the many possible variations available in the computer-derived tables of Geffe's book³ for the elliptic-function type, one was chosen which best approximated the desired performance requirements. The tabulated computer-derived design parameters, all normalized for a cutoff frequency of 1 radian/sec. and 1-ohm resistance terminations, were scaled to the desired levels

⁵ Genaille, "Low-Pass Audio Filters for Increased Talk Power," *Electronics World*, September, 1963.

⁶ MacCluer and Thompson, Jr., "The Filterier," *QST*, November, 1965.

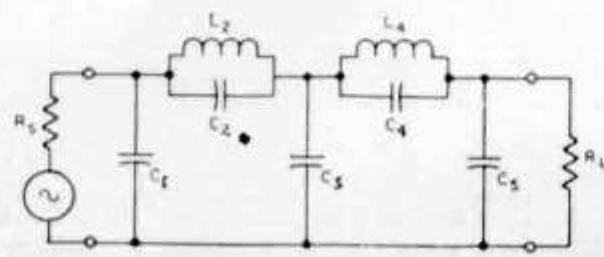
⁷ For example, 88- and 44-mh. toroids are available 5 for \$1.75, postpaid, from Buchanan & Associates, 1067 Mandana Blvd., Oakland, California 94610.

simply by multiplying all normalized values by the proper factors. Normalized frequencies were scaled by multiplying them by the cutoff frequency in kilocycles. Component values were scaled by multiplying all capacitances by $1/R\omega$ and inductances by R/ω , where ω is $2\pi f_{c0}$. The source and load resistances, *R*, were specifically chosen to assure that the higher inductance required by the filter would be 88 mh. The lower inductance came out to be 60.3 mh. The filter values associated with cutoff frequencies of 2.40 kc. and 3.0 kc. are presented in Table I. The second cutoff frequency of 3.0 kc. is presented as an alternate for those who may prefer a wider passband for their particular application. Note that the same inductance values are required, but the source and load values are different as are also the capacitance values.

The toroidal inductor used has two separate 22-mh. windings on a toroidal core. When the windings are connected in series aiding, the total inductance is 88 mh. with a *Q* of 45 at 1 kc. One of these inductors is used in its unmodified form for *L*₂. A second 88-mh. toroid is modified by removing 62 turns from each 22-mh.

TABLE I
Dual-section elliptic-function low-pass filter

Element or Frequency	No. 1	No. 2
Cutoff frequency, f_{c0}	2.40 kc.	3.00 kc.
Lowest frequency for A_s	3.05 kc.	3.81 kc.
Resonant frequency, section 4	3.14 kc.	3.92 kc.
Resonant frequency, section 2	4.51 kc.	5.63 kc.
C_1	.0761 μ f.	.0487 μ f.
C_2	.0142 μ f.	.00908 μ f.
C_3	.0957 μ f.	.0613 μ f.
C_4	.0427 μ f.	.0274 μ f.
C_5	.0568 μ f.	.0363 μ f.
L_2	88 mh.	88 mh.
L_4	60.3 mh.	60.3 mh.
<i>R</i> source & load	1305 ohms	1630 ohms
ω	15.05 K	18.84 K



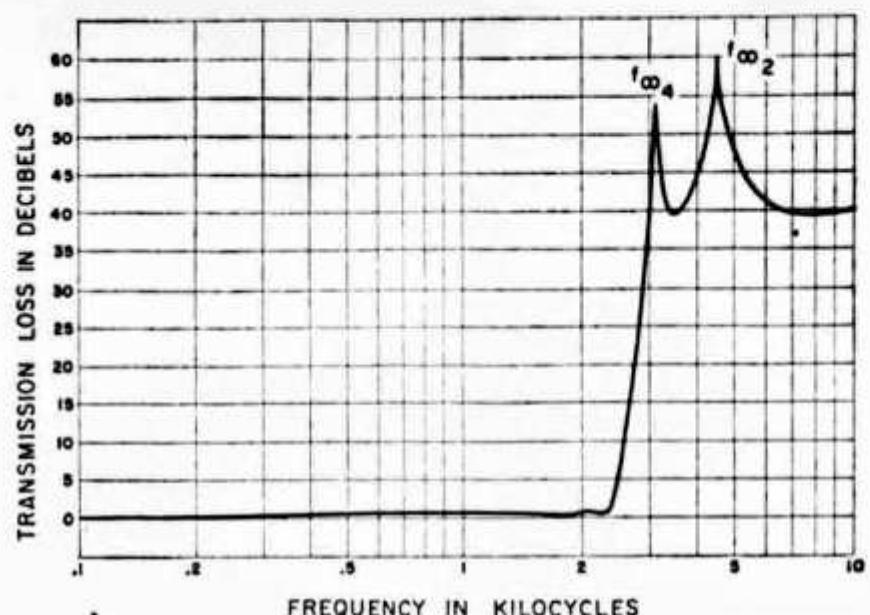


Fig. 1—Transmission loss vs. frequency, low-pass filter with 2.4-kc cutoff using the values shown in Table I. Peak rejection frequencies are 3.14 kc. ($f_{\infty 1}$) and 4.51 kc. ($f_{\infty 2}$).

winding so that when the modified coils are connected in series aiding, the resulting inductance is 60 mh., which is the amount of inductance required for L_4 .

Mylar capacitors were used because of their small size, low loss and excellent capacitance stability relative to change of temperature and time. The capacitances of a large number of mylar capacitors were measured with an impedance bridge and the true value marked on each capacitor case. Appropriate values were then selected and paralleled to produce the capacitances of C_1 through C_5 to within ± 2 per cent of the value specified in Table I. The two toroids and associated capacitors were mounted on a phenolic board $2\frac{7}{16}$ by $3\frac{5}{8}$ by $\frac{1}{16}$ inch thick and wired according to the low-pass filter schematic of Table I. This completed the filter construction.

Filter Response Evaluation and Performance

The completed filter was subjected to a transmission-loss response evaluation, the results of which are shown in Fig. 1. Transmission-loss response is defined as the ratio of the voltage amplitude V_1 of the load signal before filter insertion to the value of load signal V_2 at the

filter output terminals after insertion of the filter. This ratio is generally expressed in decibels.

A Heathkit Audio Generator, Model AG-9 (step-frequency type) was calibrated against a digital frequency counter to provide known test frequencies to better than 1-per cent accuracy. Input and output voltage amplitudes were measured with a Heathkit a.c. v.t.v.m., Model AV-2. Resistive terminations, as specified in Table I, were provided for the filter input and output.

The response curve shows two "ripples" in the filter passband of less than 1 db., which is sufficiently in accord with the expected maximum passband attenuation of 0.5 db. The two passband ripples are typical of the dual-elliptic-type filter. The measured cutoff frequency occurs at 2.40 kc, where the response curve continues rising above the level of the maximum passband attenuation. The remainder of the filter performance is equally in accord with the design specifications.

Comparing the response curve of the modern filter with that of the image filter (Fig. 3, page 33, November 1965 *QST*), no outstanding differences are noted above 1 kc. However, in comparing the two filter circuits, the modern filter

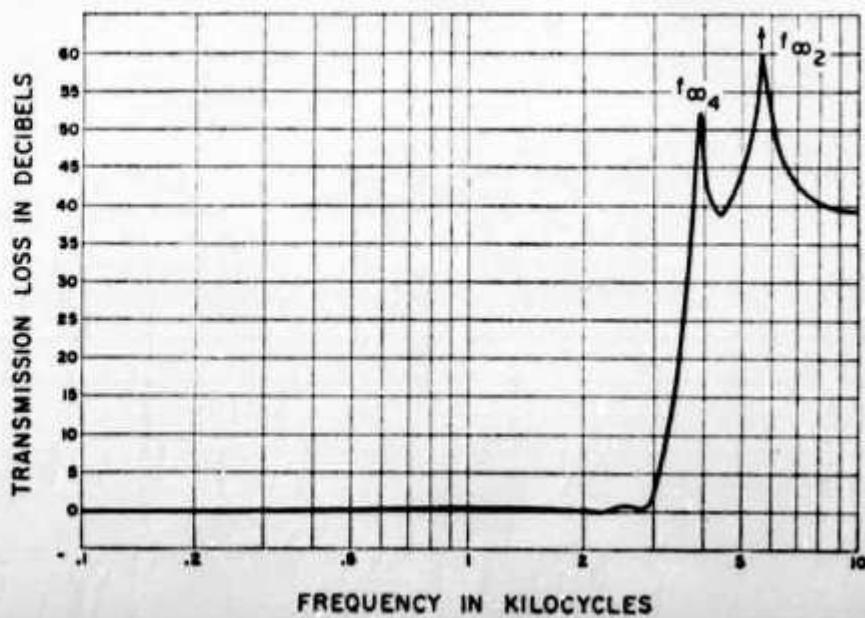


Fig. 2—Transmission loss vs. frequency, low-pass filter with 3.0-kc cutoff using the values shown in Table I. Peak rejection frequencies are 3.92 kc. ($f_{\infty 1}$) and 5.63 kc. ($f_{\infty 2}$).

TABLE II

Single-section elliptic-function high-pass filter

Maximum attenuation in passband

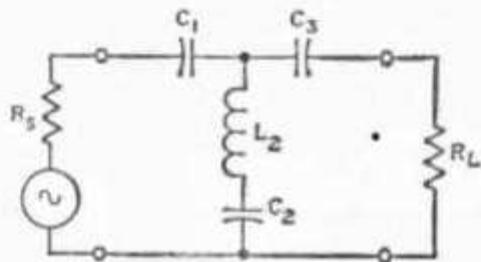
$$(A_p) = 0.5 \text{ db.}$$

Minimum attenuation in stopband

$$(A_s) = 20 \text{ db.}$$

Element or Frequency

Cutoff frequency, f_{c_0}	294 c.p.s.
Highest frequency for A_s	208 c.p.s.
Resonant frequency, section 2	186 c.p.s.
C_1	0.10 $\mu\text{f.}$
C_2	0.235 $\mu\text{f.}$
C_3	0.10 $\mu\text{f.}$
L_2	3.11 henrys
R source & load	4260 ohms
ω	1.85 K

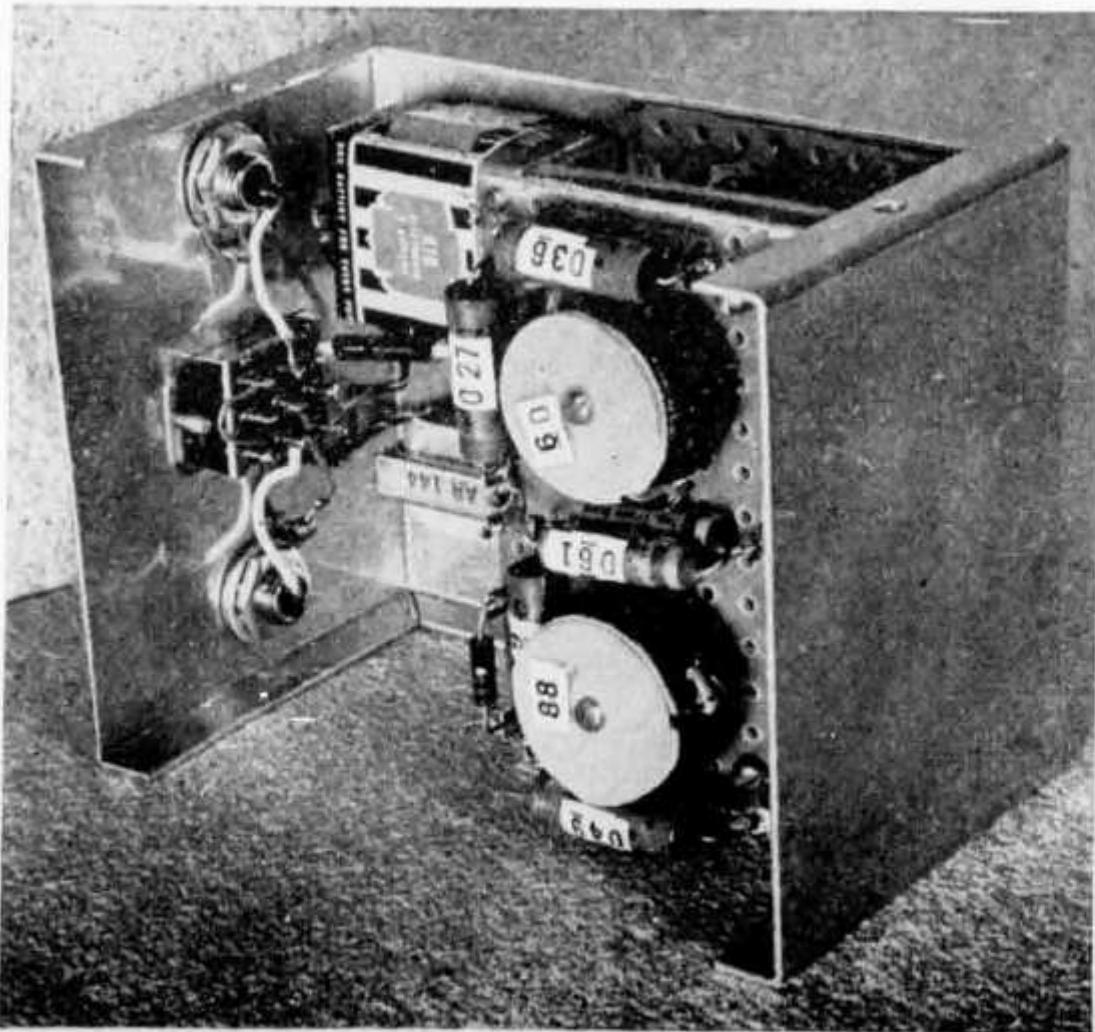


design requires significantly fewer components — only two inductors and five capacitive elements compared to four inductors and seven capacitive elements. Another advantage of the modern design not immediately obvious is the fact that the transmission loss in the modern filter passband is less than 1 db, whereas the image design used in the Filterifier has a loss in excess of 6 db, as a result of the 660 (640)-ohm resistor separating the m -derived section from the constant- k section. If it is desired to install the modern filter in the Filterifier circuit, it is only necessary to provide the required filter source and load resistances of 1305 ohms or 1630 ohms, depending on whether the 2.4-ke. or 3.0-ke. cutoff filter is used.

Bandpass Speech Filter Using Modern Filter Design

Because the results of applying modern filter design techniques to the low-pass filter application were so successful, it was decided also to design and construct a high-pass filter so that, in combination, the two filters would provide a bandpass of 300-3000 c.p.s. The bandpass filter is intended to be used with an active device that will be inserted between a microphone and speech input amplifier so as to provide approximately unity gain. The component values and other associated information for the 3.0-ke. low-pass filter are presented in Table I. The transmission-loss response curve is shown in Fig. 2.

Considerations for the design of the high-pass filter were that, for simplicity, only one toroid



Another view of the filter, showing the back side of the front panel. The input transformer is clearly visible in this view.

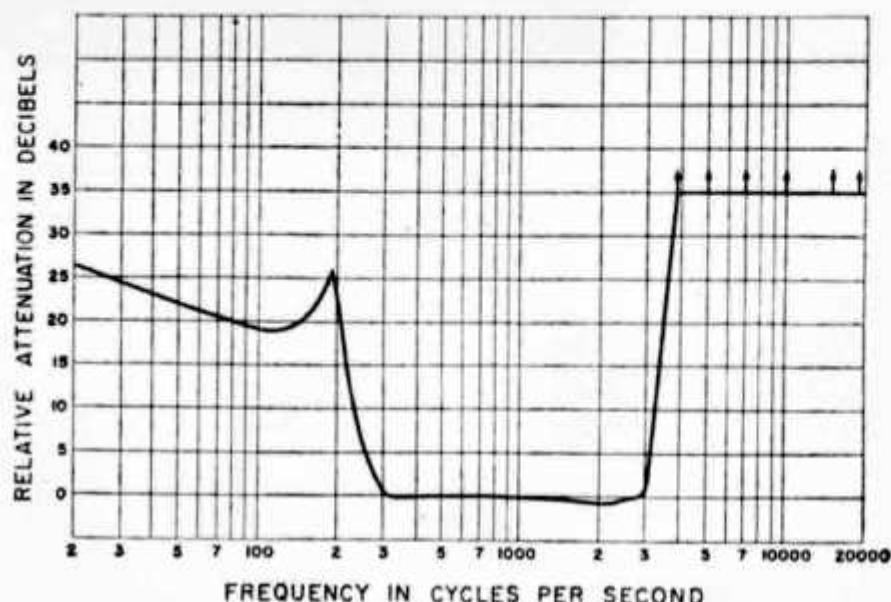
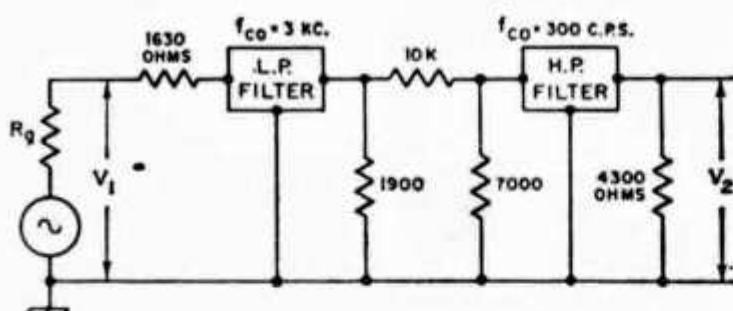


Fig. 3—Relative attenuation vs. frequency, cascaded low-pass and high-pass filters. Insertion loss due to matching pad is 13 db. Arrows indicate attenuation in excess of measurement capability of equipment.



be required, the minimum attenuation in the stop band be 20 db., and that maximum pass-band ripple be 0.5 db. The most suitable compromise appeared to be a design which required two 0.1- μ f. capacitors, one 0.235- μ f. capacitor and one 3.11-henry toroid for source and load impedances of 4260 ohms. See Table II for filter parameters and schematic. With these component values, the cutoff frequency was 294 c.p.s. and the resonant frequency of the series-tuned circuit was 186 c.p.s. The cutoff frequency and impedance level were deliberately juggled to make C_1 and C_3 come out to a nice even 0.10 μ f. The 3.11-henry toroid uses a core of permalloy and has a Q of 50 at 1 kc., or approximately 15 at the f_{co} of 294 c.p.s. The filter was assembled, evaluated and found to perform satisfactorily in every respect. The next step was to cascade the low-pass and high-pass filters to form the desired bandpass filter.

Cascading the Low-Pass and High-Pass Filters

A 13-db. pad was installed between the high- and low-pass filters to provide impedance matching and also some degree of isolation. The cascaded filters and pad were then evaluated for relative attenuation vs. frequency, using the test circuit shown in Fig. 3. The response curve is also presented in Fig. 3. The high-pass filter was purposely placed after the low-pass filter so as to attenuate any 60-cycle hum that might be picked up by the low-pass filter. The output of the high-pass filter is terminated in its specified load impedance of 4300 ohms. Since the filter

is designed to work into the input resistor of a microphone preamplifier, which is generally in excess of 1 megohm, the filter load termination of 4300 ohms will be relatively unaffected by connection to the speech preamplifier. In fact, if a volume control is desired a 5000-ohm potentiometer shunted by 30,000 ohms could be used as the high-pass filter load with the potentiometer arm wired to the output connector.

Transistor Amplifier Design

To overcome the losses in the resistive filter matching pad and input matching transformer, an amplifier voltage gain of approximately 40 db. was required. Also, a low-impedance source was required to drive the filter input for best results. The required gain was obtained from a common-emitter transistor stage with a voltage gain of between 100 and 150. Using the input transformer specified in Fig. 4, an input impedance of about 300,000 ohms is anticipated, which should be sufficient to assure a flat response down to 300 c.p.s. even if a crystal microphone is used. The low-impedance signal source for the filter is provided by a common-collector stage which is direct-coupled from the common-emitter amplifier stage, thus eliminating the necessity for a coupling capacitor and bias resistors. The output impedance of the common-collector stage is approximately 40 ohms. Placing a 1600-ohm 5 per cent resistor between the emitter follower and low-pass filter very nicely solves the matching problem.

The transistors, manufactured by General Electric and available from Allied Radio Corp. for about 80 cents each, are n-p-n silicon planar passivated types specifically designed for low-level audio applications. The input transistor, a 2N3391A, has a controlled noise figure and high beta and so is very well suited to its application in this design. The 2N3392 is similar but has a lower beta and no specification regarding noise figure.

Several combinations of parallel resistors were installed for R_1 until a Q_1 emitter current of 1.3 ma. was obtained. In this particular case, the

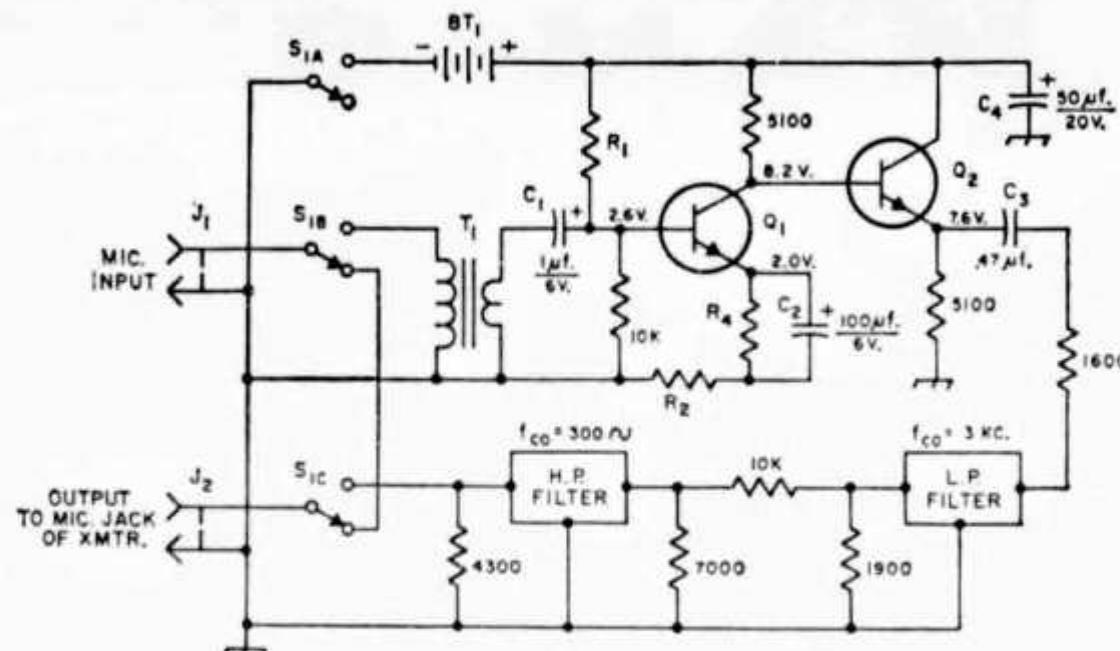


Fig. 4—Circuit diagram of the bandpass speech filter. Resistances are in ohms, K = 1000; resistors are $\frac{1}{2}$ -watt, 5 per cent tolerance.

BT₁—15-volt battery (Burgess K10).

C₁, C₂, C₄—Electrolytic.

C₃—Paper, 200 volts.

J₁, J₂—Microphone connector (Amphenol 75-PC1M).

Q₁—2N3391A.

Q₂—2N3392.

R₁—See text.

R₂—15 ohms, 10 per cent (adjust for unity gain).

R₃—1500 ohms, $\frac{1}{2}$ -watt (see text).

S₁—3-p.d.t. slide switch (Lafayette 99R6166).

T₁—Input transformer, 200K/1500 ohms, c.t. (Argonne AR-144).

required resistance for R_1 was 44,000 ohms. Switch S_1 , which simultaneously bypasses the entire circuit and also switches out the battery, was provided as a convenient means to permit comparison of the modulated transmitter output with and without the bandpass speech filter. With an operating duty cycle of 2 hours per day, the useful life of the 15-volt battery may be expected to be in excess of one month. If it is desired to omit the resistive pad and the high-pass filter, simply terminate the low-pass filter with a 1600-ohm resistor, change R_4 to 1300 ohms, and if R_2 is made 220 ohms unity gain should be approximated.

Components

The desired filter performance will be assured if reactors with a ± 2 per cent tolerance, resistive terminations with a ± 5 per cent tolerance, and inductors with as high a Q as practical are used. There will be relatively little difficulty and expense in obtaining the 88- and 60-mh. inductors. However, obtaining the 2 per cent capacitors will require some extra effort. Also, the 3.1-henry toroid may prove to be more expensive than anticipated. This toroid is available from the Allen Organ Co. (3.11 henry, ± 2 per cent, $Q = 50$ at 1 kc.) at a cost of \$1.43 each with a minimum billing charge of \$20. An alternate source is Newark Electronics Corp. (Stock No. 39F2806, Collins toroid type MP-930-37B, 3.0 henry, ± 1 per cent, $Q = 58$ at 1.5 kc.) at a cost of \$7.23. The author employed the following procedure: Mylar capacitor and Allen toroid data sheets were requested from the Components Division of Allen Organ Co., Macungie, Pa., and

\$20 worth of mylar capacitors and permalloy toroids was selected and ordered. The capacitor cost ranged from 13 cents for 0.007 μ f. to 17 cents for 0.10 μ f., and about fifty capacitors of mixed values were obtained for \$8. The remainder of the \$20 was invested in toroids, one of which was the 3.11-henry value. An impedance bridge was borrowed and all the capacitors were measured to an accuracy of 2 per cent or better and the values marked on the capacitor cases. Appropriate values were then selected and paralleled to produce the desired filter capacitance values.

Performance of the Completed Unit

When first tested, the gain of the bandpass speech filter was found to be greater than unity by 4.5 db. R_2 was added to the circuit and adjusted until the desired unity gain was achieved. The 3.1-henry toroid in the high-pass filter was found to be sensitive to hum pickup, and therefore the filter should not be placed in the immediate vicinity of power transformers. The overall frequency response of the entire unit was found to be essentially the same as that of Fig. 3 except that the attenuation was greater than indicated by the response curve at frequencies below 100 c.p.s., because of the roll-off effects of C_3 and possibly T_1 . An operational check of the filter on the air was satisfactory in every respect.

Acknowledgments

The author wishes to thank John Brennan, Jr. for providing the photographs, Tom Miller, W7QWH/3, for performing the operational checkout, and Millicent Schaffer for typing the manuscript.

QST

TRIPLEUR 144/432 MHz A VARACTOR

J. PAUC F3PJ

Dans le numéro d'octobre 66 de Radio-REF, j'avais mentionné une réalisation en cours : un tripleur à diode Varactor plus puissant. Celui-ci étant terminé et fonctionnant correctement, je vous en propose la description.

Il est réalisé avec une diode Varactor BAY 96 (Radiotéchnique) ayant pour caractéristiques :

Tension inverse maximum 150 V

Température max. de la jonction 175°

Résistance thermique jonction boîtier 10° C/W.

Capacité Varactor à 6 V 35 pF moyen.

Cette diode peut donc admettre environ 25 Watts à l'entrée. Les caractéristiques étant légèrement différentes de la BAY 66 quelques modifications ont été apportées aux circuits (Le circuit 432 série est une ligne). Son principe de fonctionnement est identique à celui de son frère QRP, aussi nous ne reviendrons pas sur ce chapitre déjà développé dans plusieurs Radio-REF.

Les dimensions du châssis ont été conservées (120 x 55 x 35 mm hors tout).

Pour le circuit d'entrée, le couplage peut se faire avec une boucle ou un diviseur capacitif. Ce dernier, malgré la nécessité d'un condensateur variable supplémentaire, permet d'adapter le tripleur à l'émetteur. Ainsi il ne sera pas nécessaire de retoucher le réglage du circuit de sortie de l'émetteur 144 lorsque l'on passera de l'antenne au tripleur. Cette modification présentant une variante du circuit d'entrée.

Réglages

Il faut procéder à puissance réduite. Un émetteur à transistors de 1 W fait fort bien l'affaire à la condition qu'il ne sorte que du 144 MHz et non un espèce de spectre centré sur 144 !

Avant toute chose les CV du tripleur doivent être au minimum de capacité donc dévissés. Réglez le circuit 144 au maximum de HF qui correspond au maximum de déviation de l'appareil de mesure mis sur la prise test (contrôleur métrix 462 sur calibre 100 μ A puis 3 V par exemple).

Si l'on dispose d'un wattmètre avec des filtres sélectifs tout est pour le mieux. Si l'on ne dispose pas de cet appareil, ce qui est le cas chez F3PJ et beaucoup d'autres, on réalisera alors le petit appareil de la figure 2 dans une boîte métallique que l'on utilisera comme milliwattmètre HF. Celui-ci mesurera

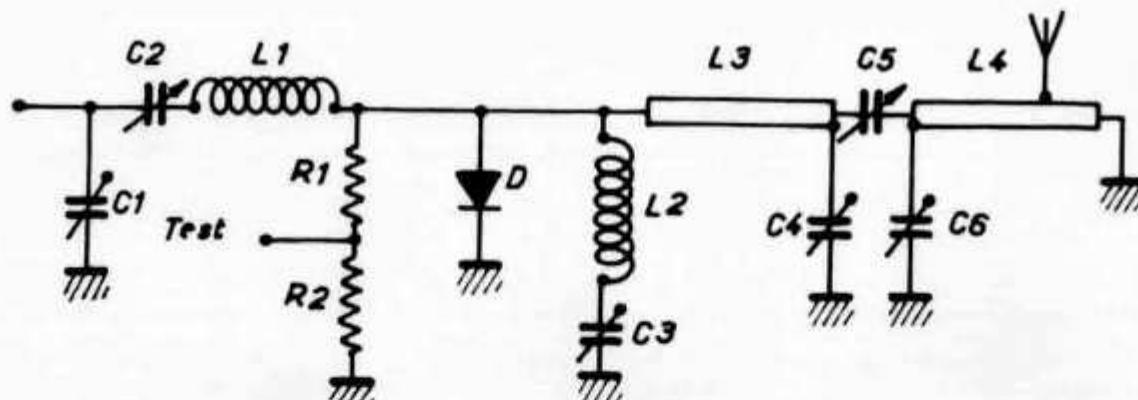


FIGURE 1

D : BAY 96

C1 : 25 pF

C2 : C3 : C4 : 12 pF

L1 : 6 spires 1/2 Ø 7,5 mm, longueur 14 mm, Ø du fil 1 mm

L2 : 2 spires Ø 6,5 mm, longueur 8 mm, Ø du fil 2 mm.

L3 : Ruban de cuivre 25 x 7 x 0,5 mm à 14 mm de la masse.

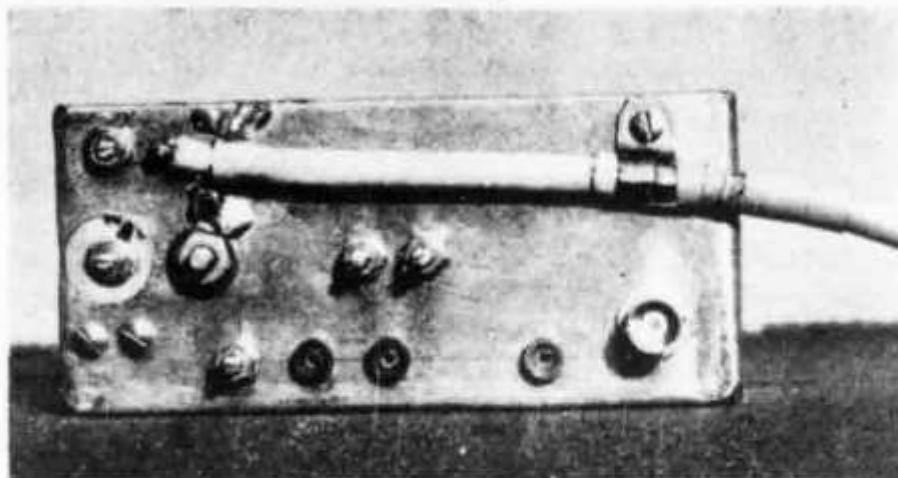
L4 : Tube de cuivre Ø 4 mm, entraxe 55 mm à 8 mm du châssis. Prise antenne à environ 100 mm côté froid pour Z : 75 Ω .

C5 : 3 pF

C6 : 6 pF

R1 : 68 k Ω

R2 : 15 k Ω



Cl-contre :
aspect extérieur du tripleur.

En bas de page :
vue intérieure.

aussi bien le 144 que le 432 MHz ou toutes autres fréquences rayonnées. Branchez-le à la sortie du tripleur avec un bout de câble coaxial et recherchez le maximum HF avec les circuits 432. Branchez une antenne sur le tripleur ainsi que sur votre petit appareil qui devient contrôleur de champs. Une antenne halo de part et d'autre fait l'affaire. Les éloigner progressivement (une dizaine de cm) tout en gardant une déviation appréciable du millampèremètre. On a ainsi réalisé un filtre 432 d'autant meilleur que la distance entre les antennes est grande. Vissez le CV du circuit paresseux (Idler en anglais). Son accord sur 288 se manifeste par un maximum du 432. Si vous constatez un minimum c'est que vous l'accordez sur 432; il faut visser davantage le CV. Chacun des réglages réagissant les uns sur les autres, il faut les reprendre. Si la distance entre les antennes est grande et que vous êtes au maximum de HF 432, le tripleur est réglé. Quelques retouches seront peut-être nécessaires avec l'émetteur normal plus puissant.

Avec 25 W entrée le tripleur délivre de 15 à 17 W sur 432 MHz, puissance qui permet de réaliser déjà un bon trafic.

Quelques conseils avant de démarrer sur 432.

Que les spécialistes me pardonnent ces li-

gnes et les autres; mais il y a ceux qui débutent.

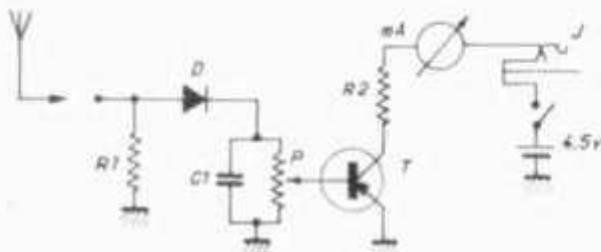


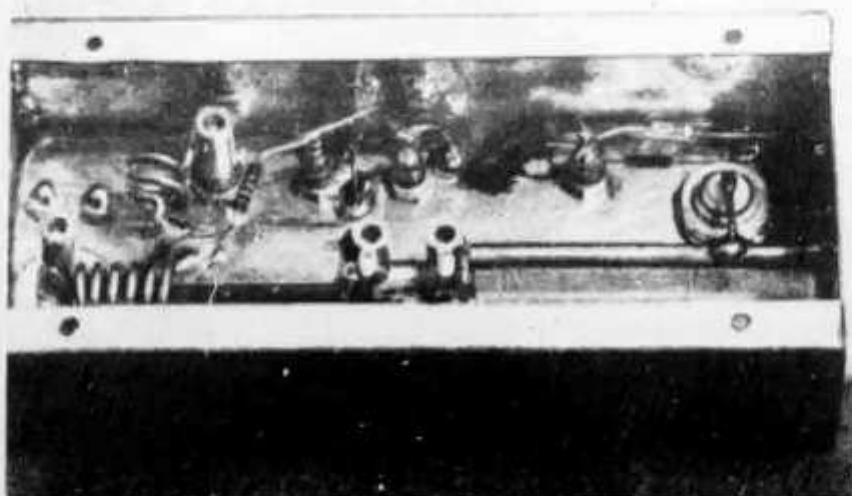
FIGURE 2

Milliwattmètre permettant de faire des mesures comparatives à faible puissance (1 W maximum). Il peut servir de contrôleur de champ avec une petite antenne (halo, doublet).
 R1 : 75 Ω non inductive, de wattage fonction de la puissance HF à mesurer.
 R2 : 470 Ω pour un millampèremètre 0 à 8 mA
 C1 : 300 pF.
 P : 50 k Ω .
 D : 1N914, OA85, OA90...
 T : 2N90 ou AC126 en inversant les polarités.
 La prise J permet de contrôler au casque la qualité de la modulation.

Si vous vous trouvez dans une région où s'établissent régulièrement des liaisons 432 MHz, commencez par écouter. Dès que vous entendez une station, attendez qu'elle repasse à l'écoute de la bande pour l'appeler si la liaison n'est pas réalisée, prenez rendez-vous avec une station et amorcez le contact sur 144. Ne passez jamais ensemble sur 432, faites du « cross-band » ou mieux, essayez le duplex 144-432. Prenez de préférence sur 144 des fréquences au-delà de 145, le trafic 432 se faisant entre 432 et 433 MHz (144 à 144, 333), ce qui facilitera le duplex. La liaison « cross-band » ou duplex établie permettez. C'est ensuite que vous pourrez passer tous deux deux sur 432.

Rappelez-vous que certaines liaisons possibles sur 144 ne le sont pas toujours sur le 432 (obstacles, absorption...).

Bonne chance et à bientôt sur 70 cm.



Polarlicht als Rückstrahler ultrakurzer Wellen

Berechnung verschiedener Eigenschaften dieses Phänomens unter Zugrundelegung eines theoretischen Modells und Vergleich der Ergebnisse mit Funkamateurb-Beobachtungen

Von Dr.-G. Lange-Hesse, DJ 2 BC, 3411 Lindau/Harz,

Schluss

Einfluß von Schwankungen der erdmagnetischen Inklination

Alle in den vorstehenden Abbildungen gezeigten Ausbreitungs- und Rückstreukurven sowie Kurven maximaler Reichweite sind unter der Annahme eines ungestörten Erdmagnetfeldes berechnet oder für den „statischen Fall“. Es ist jedoch bekannt, daß die Richtung der erdmagnetischen Feldlinien während stärkerer erdmagnetischer Störungen (auch erdmagnetische Stürme genannt) um einige Winkelgrad vom ungestörten Verlauf abweichen kann, d. h. mit anderen Worten, die erdmagnetische Inklination (Abb. 3) schwankt. Schwankungen von 3° bis 4° sind bei sehr starken erdmagnetischen Stürmen beobachtet worden. Derartige Inklinationsschwankungen können bewirken, daß zwischen zwei Stationen, für die der Ausbreitungsweg im ungestörten, statischen Fall nicht die ideale Rückstreubedingung erfüllt, diese durch eine vorübergehende Inklinationsschwankung für beschränkte Zeit erfüllt wird, d. h., es kommt in diesen Fällen eine Verbindung zwischen Stationen zu stande, die im Falle eines ungestörten Magnetfeldes nicht möglich ist. Ein Beispiel dafür ist in Abb. 12 die Verbindung München-Aberdeen. Aberdeen liegt etwa 250 km nördlich der Kurve maximaler Reichweite für den statischen Fall. Eine nähere Rechnung ergibt, daß eine Inklinationsschwankung von nur etwa 1° erforderlich ist, damit die ideale Rückstreubedingung für den

Abb. 13:
Lage der Rückstreu-
kurven (beschrieben
in Abb. 4) für UKW-
Polarlicht-Funk-
verbindungen zwi-
schen Hamburg und
München für die
zwei Höhen der
rückstreuenden
Zentren von 200 km
(gestrichelte Kurve)
und 110 km (ausgezo-
gene Kurve). ϕ , φ
siehe Text Abb. 4.
Nach [6].



Ausbreitungsweg München—Aberdeen erfüllt wird. Da zum Zeitpunkt der Verbindung München—Aberdeen ein starker erdmagnetischer Sturm herrschte, könnte das Zustandekommen dieser Verbindung so erklärt werden. Darüber hinaus kann allgemein gesagt werden, daß sich die Kurven maximaler Reichweiten (Abb. 11 und 12) im Falle starker erdmagnetischer Stürme durch Inklinationschwankungen um Größenordnung 300 km verschieben können.

Einfluß meteorologischer Überreichweiten

Die Berechnung der in den vorstehenden Abbildungen gezeigten Ausbreitungswege für UKW-Polarlicht-Funkverbindungen ist unter der Voraussetzung gradliniger Wellenausbreitung in der Atmosphäre durchgeführt worden. Für Frequenzen oberhalb 30 MHz muß jedoch in speziellen Fällen der brechende Einfluß der Atmosphäre für niedrige Erhebungswinkel E (Abb. 3) berücksichtigt werden. Im Normalfall ist in der unteren Atmosphäre (etwa 0 bis 8 km Höhe) die Temperatur und Feuchtigkeit schon derartig geschichtet, daß der Weg der Welle in dieser Region eine schwache Krümmung Richtung Erdoberfläche beschreibt (gestrichelter Weg in Abb. 14). Im Falle eines Erhebungswinkels $E_0 = 0^\circ$, der in Abb. 14 angenommen ist, führt diese Krümmung zu einer Vergrößerung der maximalen Reichweite von $F_{ges} \approx 100$ km. Die speziellen meteorologischen Daten der Atmosphäre zu dem Zeitpunkt, an dem die Verbindung München—Aberdeen durchgeführt wurde, ergeben nach der Rechnung eine Vergrößerung der maximalen Reichweite von $F_{ges} = 140$ km. Eine

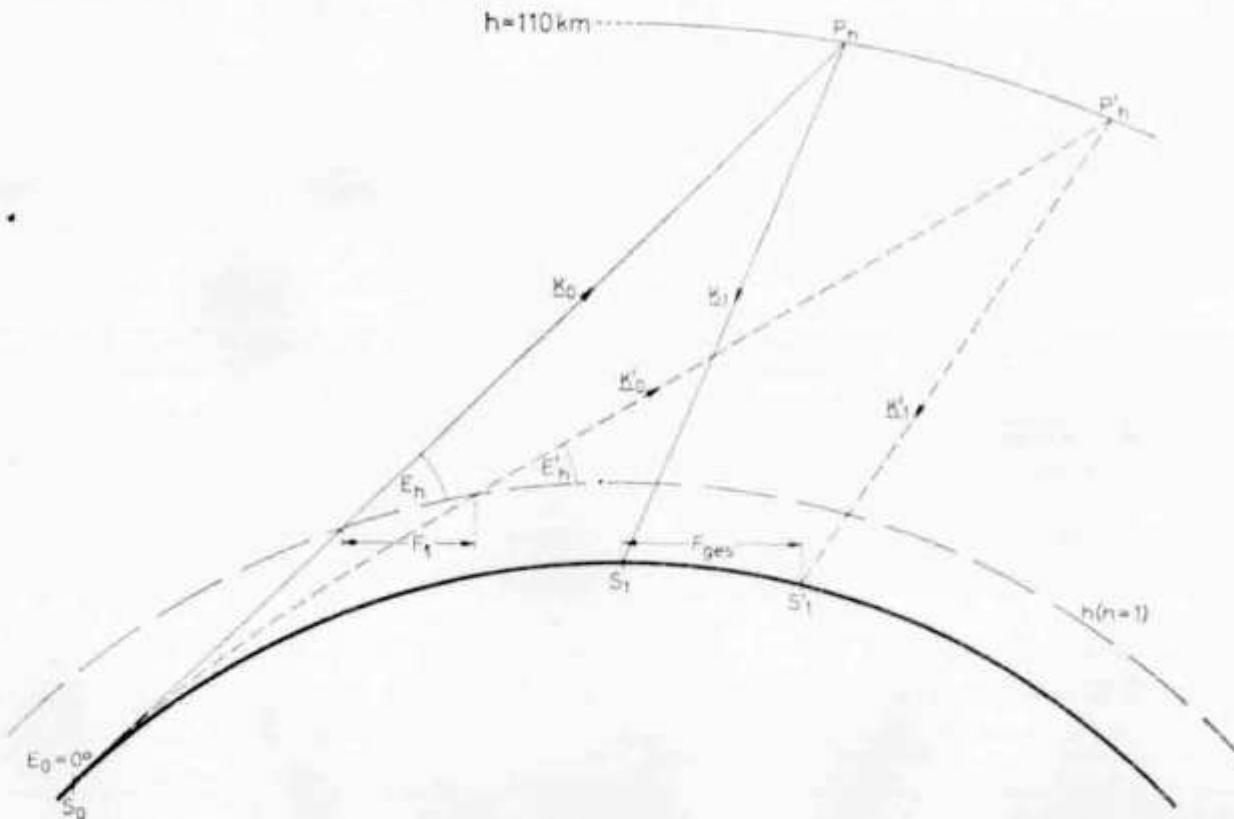
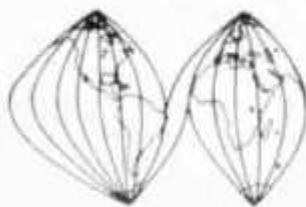
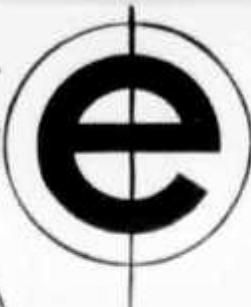


Abb. 14: Querschnitt durch die Erde mit der Geometrie des Strahlenganges in vertikaler Richtung für UKW-Polarlicht-Funkverbindungen von S_0 über P_h nach S_1 im Falle geradliniger Ausbreitung und von S_0 über P'_h nach S'_1 im Falle der Krümmung des Ausbreitungsweges in der unteren Atmosphäre (Troposphäre). F_{ges} = Vergrößerung der Reichweite durch radiometeorologische Einflüsse. Erklärung der anderen Abkürzungen siehe Text Abb. 3. Nach [6].

Verschiebung der Kurve maximaler Reichweite für 110 km Rückstrehöhe in Abb. 12 um 140 km nach Norden schließt noch nicht alle eingetragenen Punkte ein, da z. B. Aberdeen etwa 250 km nördlich der Kurve liegt. Die vorstehend durchgeföhrten Überlegungen zeigen, daß die Schwankungen der erdmagnetischen Inklinationsrichtung von allen diskutierten Einflüssen die größten Variationen der maximalen Reichweite verursachen.

Die in Abb. 11 und 12 gezeigten maximalen Reichweitekurven sind für den Fall horizontaler Abstrahlung ($E = 0$, Abb. 3 und 14) berechnet worden. Wie

CQ. de EQUIPEL



hallicrafters

AMATEUR RADIO EQUIPMENT



Ham net Fr 990,-

Model SX-122 (less speaker)

Deluxe General Coverage Receiver

Broadcast 538 to 1580 kc, three S/W bands 1720 kc to 34 mc. Bandspread calibrated for 10, 15, 20, 40 and 80 meter bands. Dual conversion on all bands. Selectable upper and lower side-band operation. Antenna trimmer. Headphone jack. Nine tubes plus 1 diode and rectifier. — 105/125V. 50/60 cycles AC. Power output 1.0 watt with 10% or less distortion. Has provision for HA-7. Gray steel cabinet, silver trim. Use R-47, or R-49 speaker. Size: 19" x 8" x 10". Shipping wt. 20 lbs.

Ham net Fr 1420,-

Model HA-20—Remote VFO

with built-in SWR Bridge.



Model HA-1 T.O. Keyer

Electronic keyer. Employs digital techniques. Features constant ratio. Timing circuit electronic. Dot and dashes self-completing. Transformer operated. Vacuum sealed, mercury wetted relay used to key transmitter. Speed adjustable 10 to 65 W.P.M. Dimensions: 7" x 5 3/4" x 7". Shipping wt. 9 lbs.

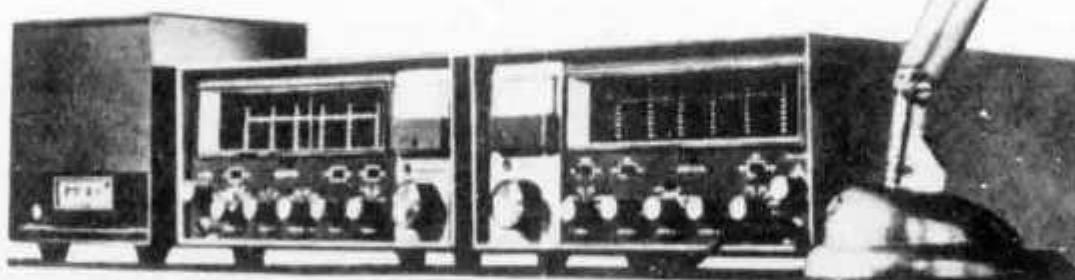
Ham net Fr 398,-



Model HA-18-A
Transistorized
Code Practice
Oscillator Outfit

For anyone desiring to learn code. Includes transistorized battery operated code oscillator, telegraph key with leads, 2 1/2" speaker, 2 penlight batteries and variable pitch control.

Ham net Fr 49,-



XMTR SSB
HT46
net Fr 1690,-

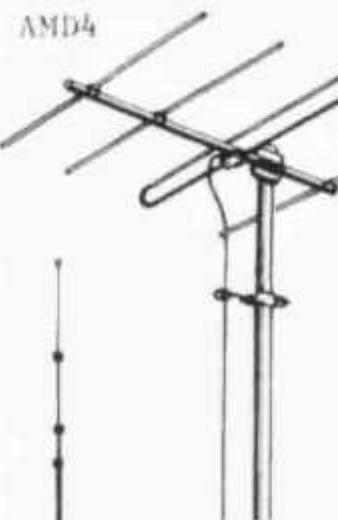
RCVR
SX146
net Fr 1270,-

Visitez notre stand
No 306 à la FERA

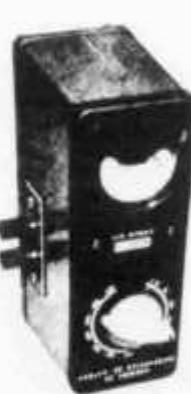
Importateurs et distributeurs exclusifs pour la Suisse

Besuchen Sie unser Stand Nr. 306 im FERA

EQUIPEL S.A. ÉLECTRONIQUE EN GROS 1205 GENÈVE TÉL. 022-254297

fibra
Au-gain


	Ham net
AMD4 Yagi 4el 2 m	1,- 45,-
AMD7 " 7el "	75,-
AMD10 " 10el "	95,-
AMD12 " 12el 70 cm	80,-
AMD22 " 22el "	145,-
SYG2 balun 145 mcs 100 W	21,-
G6KW " 10-80 m 500 W	25,-
BN12 " 10-20 m 2 KW	70,-
BN48 " 10-80 m 2,5 KW	85,-
12AVQ verticale 10-20 m	50,-
14AVQ " 10-40 m	207,-
LC80Q 80 m coil for 14AVQ	54,-
TH3jr Yagi 3el 10-20 m	497,-
TH3M2 " 3el 10-20 m	707,-
TM36 Basic mobile assembly	48,-
TL10 10-20 m ant.	48,-
TL40 40 m "	55,-
TL80 80 m "	64,-
SPG mounting spring	31,-
BDYF universal mobile mount.	50,-
BPR bumper mounting	56,-
W3D22 trap dipole 10-80 m	94,-
W3D22 traps only	55,-
G6KW trap dipole	128,-
G6KW traps only	65,-
MI-1 antenne impedance m.	119,-
CDR rotor AR22R	232,-
" TR44	388,-
" Ham-M	637,-
Alliance Rotor T-12	186,-
U-200	216,-



MI-1

ORIGINAL AMPHENOL

RG8/AU Coax cable 52 ohms	2,60
RG11/AU " " 75 "	2,40
RG58/CU " " 52 "	1,10
RG59/AU " " 75 "	1,50
Low loss TV type Coax 60 ohms	1,--

Riche assortiment
en mâts télescopiques et emboîtables

SO-239
Fr 2,40PL-259
Fr 2,40UG-175/U
Fr 0,90

14AVQ

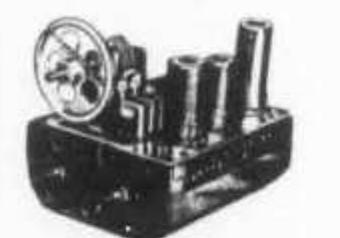
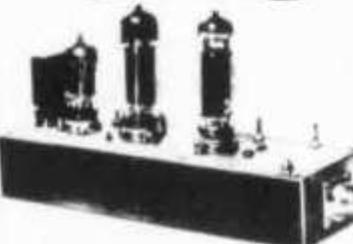
Importateurs et distributeurs exclusifs pour la Suisse

EQUIPEL S.A. ÉLECTRONIQUE EN.GROS 1205 GENÈVE TÉL. 022-25 42 97

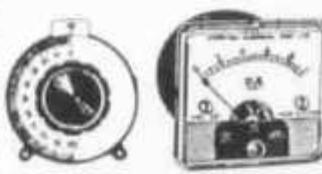
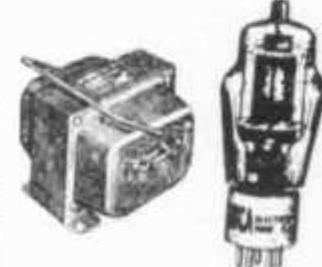
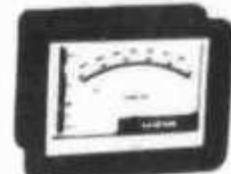
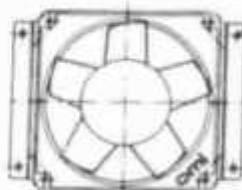
CQ de EQUIPEL

ON THE AIR

Any gain Anytime



	ham net	Fr.
Conv. Nuvistor Geloso 144 mc 4/161	247,-	
" " " 432 " 4/163	310,-	
Alim. pour conv. Geloso 4/150	75,-	
TX QQE05-12 10 W. 144 mc, nu	65,-	
Modulateur 15 W. pour TX 144 mc	140,-	
Préamplif. AF139 à cavité 144 mc	185,-	
Oscillateur Grid Dip MR-1 en kit	153,50	
" " Eico 710 monté	257,-	
Signal Injector IS-1	26,-	
Oscillateur telegr. OT-1, kit	57,-	
" " " monté	87,-	
RX Lafayette HA-55, bande aviation 108-156 mc	475,-	
Manipulateur USA	9,50	
" automatique type BUG	115,-	
Microphone Shure 444 pour SSB	120,-	
" Geloso M42 p. mobiles	28,80	
VFO Geloso 4/105 10-80 m complet	250,-	
" " 4/104 10-80 m	62,-	
" " 4/103 144 mc	59,-	
Les cadrons pour ces VFO sont également en stock		
VFO Eico 722, kit	252,-	
Ventilateur 220 V. Pabst	98,-	
Contrôleur Metrix MX202A	202,-	
" " 450C	545,-	
" " 462	190,60	
Isolateur d'antenne HY-Gain LI	9,50	
" central p. dipoles CI	21,-	
" Pyrex	3,-	
Ecouteurs 2x2000 ohm exec. simple	8,50	
" professionnels type HAM	17,50	
" stereo	55,20	
Coussins prot. p. casques la paire	6,-	
Cadran démultiplié 6:1 Ø 36 mm	8,70	
" " " Ø 53 mm	11,25	
" " " Ø 73 mm	15,-	
" " National Velvet Vernier	22,50	
ainsi qu'un grand choix de matériel de construction OM: tubes spéciaux, transistors, transfos, app. de mesure, boîtiers, chassis, minibox, etc. etc.		
P.S. Le panneau lumineux "On the Air" est aussi à vendre au prix de Fr. 47,-		



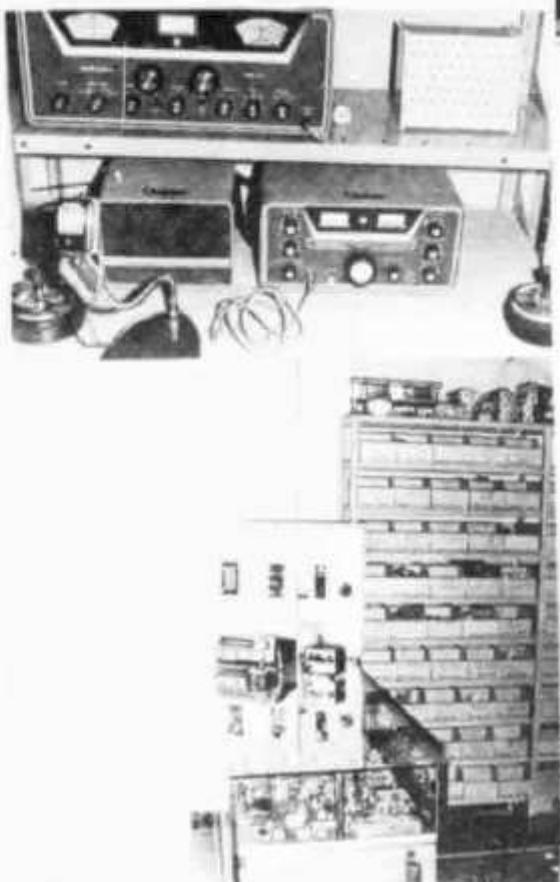
Importateurs – Distributeurs officiels

EQUIPEL S.A. ÉLECTRONIQUE EN GROS 1205 GENÈVE TÉL. 022-254297

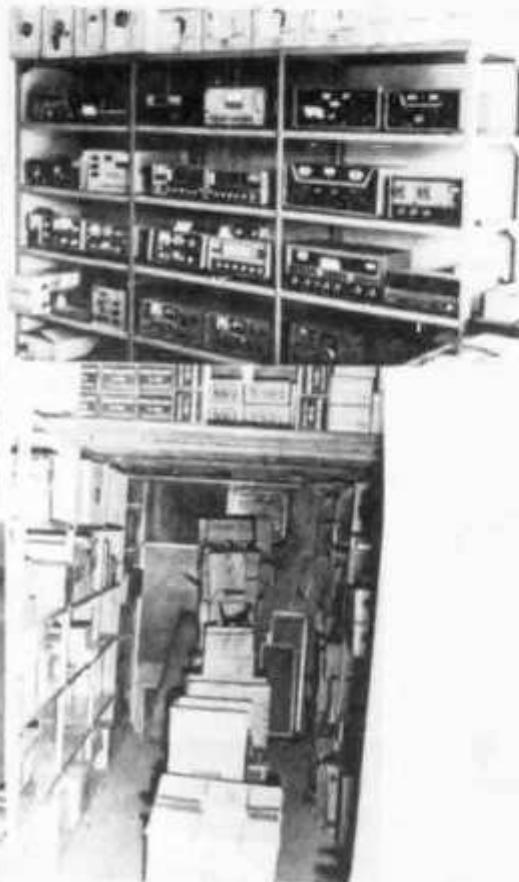
CQ de EQUIPEL



Station Radio HH9AJV



Visitez
notre Ham Shack !



Extrait de notre liste de matériel d'occasion reconditionné.

HALICRAFTERS SR-500	transceiver	Fr. 1.825,--
HALICRAFTERS HT-40	émetteur AM/CW	Fr. 535,--
HALICRAFTERS SR-42A	émetteur-récepteur	Fr. 890,--
HALICRAFTERS SX-130	récepteur	Fr. 625,--
HALICRAFTERS S-120	récepteur	Fr. 220,--
HALICRAFTERS HA-5	VFO	Fr. 320,--
HALICRAFTERS HA-8	indicateur	Fr. 105,--
HALICRAFTERS HA-10	L.F. Tuner	Fr. 105,--
HALICRAFTERS CB-6	Walky-talky la paire	Fr. 270,--
SOMMERKAMP FR-100B	RX 80-10 m.	Fr. 990,--
SOMMERKAMP FL-1000	amplificateur linéaire	Fr. 810,--
GONSET Communicator	transceiver	Fr. 1.345,--
EICO 753	transceiver	Fr. 2.000,--
STAR SR-165	récepteur	Fr. 445,--
HEATHKIT HX-20	TX 90 W.	Fr. 1.230,--
HEATHKIT SB-300	récepteur SSB en kit	Fr. 1.295,--
GELOSO G210 TR	AM/CW	Fr. 300,--
RX KUHN	VHF	Fr. 298,--
TECRAFT CONVERTER 144 Mcs 5 tubes		Fr. 150,--
RX NATIONAL SW54	neuf	Fr. 225,--

Importateurs - Distributeurs officiels

EQUIPEL S.A. ÉLECTRONIQUE EN GROS 1205 GENÈVE TÉL. 022-254297

vorstehend genannt, führt schon im Normalfall (auch Fall der Standard-Atmosphäre genannt) die Schichtung von Temperatur und Feuchtigkeit durch Krümmung des Ausbreitungsweges zu einer Vergrößerung der maximalen Reichweite $F_{\text{ges}} \approx 100$ km (Abb. 14). Diese Vergrößerung der Reichweite durch Krümmung des Ausbreitungsweges in der Standard-Atmosphäre ist bei den Kurven in Abb. 11 und 12 nicht berücksichtigt. Andererseits ist jedoch zu sagen, daß der Grenzfall horizontaler Abstrahlung ($E = 0$) nur in den seltensten Fällen verwirklicht werden kann und in der Mehrzahl ein Erhebungswinkel größer null vorliegt, was wiederum eine Verringerung der maximalen Reichweite verursacht. In erster Näherung dürfte sich die Vergrößerung der Maximalreichweite durch Einfluß der Standardatmosphäre und die Verringerung der Maximalreichweite durch Nichtrealisierbarkeit horizontaler Abstrahlung gegenseitig kompensieren, so daß die in Abb. 11 und 12 gezeigten Kurven etwa die Verhältnisse für den Fall eines ungestörten Magnetfeldes und den Fall der Standardatmosphäre in ausreichender Näherung darstellen.

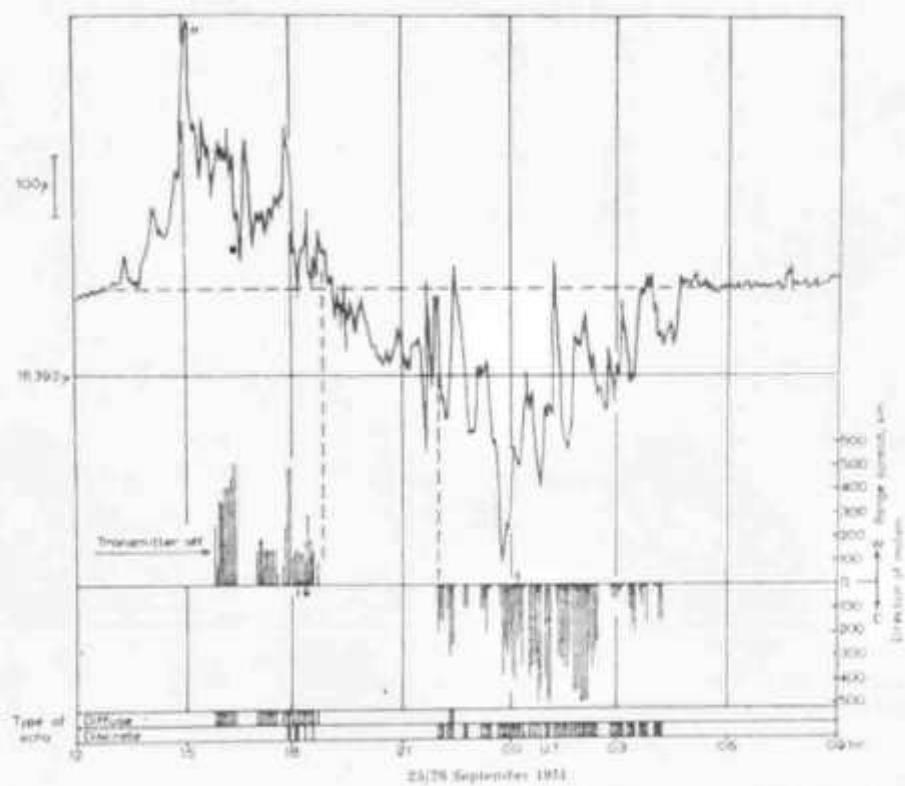


Abb. 15:
Tageszeitlicher Gang in der erdmagnetischen Störung und dem Auftreten von Polarlicht-Radar-echos auf 72 MHz in Jodrell Bank bei Manchester (England). Die oberste Darstellung zeigt die Variation der Horizontalkomponente H des erdmagnetischen Feldes in Eskdalemuir (Schottland). Die horizontale gestrichelte Linie stellt näherungsweise den ungestörten Wert dar und ist gleichzeitig Nulllinie für die Variationen. Positive Abweichungen von der Nulllinie sind nach oben aufgetragen. $10^5 \gamma = 1 \text{ Gauß} = 10^{-4} \text{ Voltsec/m}^2$. Die Darstellung unmittelbar unter den Variationen beschreibt das Auftreten von Polarlicht-Radarechos. „Range spread“ bedeutet das Entfernungsspektrum (nicht die absolute Entfernung), aus dem Echos aufraten. Von der horizontalen Basislinie nach oben aufgetragene Striche bedeuten, daß sich die Rückstreuzentren nach Westen (W) bewegt haben (Direction of motion), bei Bewegung nach Osten (E) sind die Striche entsprechend nach unten aufgetragen. „Transmitter off“ bedeutet: Sender abgeschaltet. Die unterste Darstellung enthält Angaben über den Typ der Radarechos (Diffuse, Discrete). Nach [8].

Neuere Vorstellungen über die Entstehung der rückstreuenden Zentren im Bereich der Polarlichter. Plasma-akustische Wellentheorie

Vor einigen Jahren sind auf Grund der Ergebnisse der modernen Plasmaphysik neuere Vorstellungen entwickelt worden über das Zustandekommen der die ultrakurzen Wellen rückstreuenden Zentren im Bereich der Polarlichter. Ausgegangen wird dabei von dem elektrischen Strom, der in der Ionosphäre in etwa 100—120 km Höhe (also in der Höhe, in der auch im häufigsten die sichtbaren Polarlichter auftreten) entlang der maximalen Polarlichtzone (siehe [1], S. 306, Abb. 2) fließt. Dieser Strom, der nachfolgend polarer Elektrojet genannt werden soll, fließt vom Mittag bis zum frühen Abend in westöstlicher und vom frühen Abend bis zum Mittag in entgegengesetzter, also in ostwestlicher Richtung. Der Elektrojet tritt nur dann auf, wenn ein stärkerer Einfall solarer Partikel- oder Teilchen-Strahlung in die polare Ionosphäre stattfindet, der auch gleichzeitig Polarlicht hervorruft. Das Magnetfeld des Elektrojets überlagert sich dem konstanten Erdmagnetfeld und führt

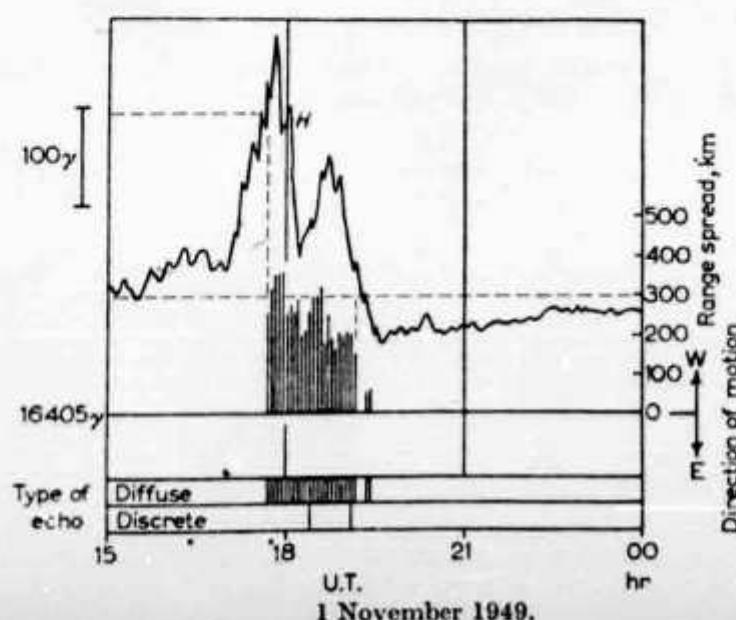
so am Erdboden zu den erdmagnetischen Störungen.

In Abb. 15 ist im oberen Teil die Registrierung der zeitlichen Variation der horizontalen (H) Komponente des erdmagnetischen Feldes aufgetragen von dem erdmagnetischen Observatorium Eskdalemuir (Schottland) nahe der Polarlichtzone. Eine derartige Registrierung wird Magnetogramm genannt. Die Horizontalkomponente (H) des erdmagnetischen Feldvektors zeigt in erster Näherung in Richtung Norden und wird nach Norden positiv gezählt. In dem Magnetogramm der Abb. 15 sind positive Abweichungen nach oben aufgetragen. Am 25. Sept. 1951 (Abb. 15) beginnt kurz nach 12.00 GMT (= UT) der Elektrojet sich auszubilden. Der Tageszeit entsprechend fließt er westöstlich. Das den Strom umgebende Magnetfeld hat in diesem Fall am Erdboden direkt unter dem Strom (nach der dafür geltenden Gesetzmäßigkeit) nördliche Richtung, führt also zu einer Zunahme der H-Komponente, so daß in dem Magnetogramm der Abb. 15 positive (nach oben gerichtete) Abweichungen auftreten. Kurz nach 15.00 GMT tritt die größte Abweichung in H auf, der Elektrojet hat zu dieser Zeit die höchste Stromstärke. Gegen 19.00 GMT findet die Richtungsumkehr des Elektrojets statt, der von diesem Zeitpunkt an in ostwestlicher Richtung fließt. Die Abweichungen in H sind daher jetzt negativ (nach unten gerichtet). Gegen morgen verschwindet der Elektrojet wieder und die Ausschläge im Magnetogramm gehen auf den ungestörten Wert, gleichzeitig Nulllinie für die Variationen (gestrichelte waagerechte Linie in Abb. 15), zurück. Die erdmagnetische gestörte Phase geht in Abb. 15 von kurz nach 12.00 h bis gegen 05.00 h morgens.

In der Darstellung unterhalb des Magnetogramms in Abb. 15 ist das Auftreten von Polarlicht-Radarechos auf 72 MHz in Jodrell Bank bei Manchester (England) aufgetragen. Die Länge der senkrechten Striche gibt das Entfernungssintervall an (nicht die absolute Entfernung), aus dem Polarlichtechos empfangen wurden. Von der Basislinie nach oben aufgetragene Striche bedeuten, daß sich die Rückstreuzentren nach Westen bewegt haben und entsprechend nach Osten (E) bei nach unten aufgetragenen Strichen. Dem aufmerksamen Leser wird auffallen, daß sich die Rückstreuzentren entgegengesetzt wie die Richtung des Elektrojets bewegen. Die Stromrichtung des Elektrojets wird laut Definition nach der Richtung der positiven Ladungsträger bestimmt. Die Rückstreuzentren werden jedoch durch die Elektronen (negative Ladungsträger) dargestellt, die sich in entgegengesetzter Richtung wie die positiven Ladungsträger bewegen.

In Abb. 15 ist der Sender des Radargerätes bis etwa 16.00 h abgeschaltet (Transmitter off). Beim Einschalten des Senders werden sofort Polarlichtechos beobachtet, die mit kurzen Unterbrechungen bis gegen 19.00 h andauern. Kurz nach dem Aussetzen der Echos tritt die Richtungsumkehr des Elektrojets ein (Nulldurchgang im Magnetogramm). Die Echos setzen erst wieder ein, wenn die negativen Abweichungen des Magnetogramms eine Amplitude von knapp 200γ erreichen ($10^5 \gamma = 1 \text{ Gauß} = 10^{-4} \text{ Voltsec/m}^2$). Abb. 16 zeigt eine

Abb. 16. Gleiche Darstellungsart wie in Abb. 15, jedoch für den 1. Nov. 1949. Nach [8].



ähnliche Darstellung wie Abb. 15, jedoch für den 1. Nov. 1949. Auch in diesem Beispiel setzen die Polarlichtechos erst ein, wenn im Magnetogramm die positiven Abweichungen einen Wert von etwa 200γ erreicht haben. Die Stromstärke des polaren Elektrojets muß also erst einen bestimmten Schwellwert überschritten haben (der einem bestimmten Ausschlag im Magnetogramm entspricht) bevor die Polarlichtechos einsetzen. Der gleiche Schwellwert-Effekt ist auch in Abb. 17 zu sehen. Dort ist in der untersten Darstellung die Häufigkeit des Auftretens von UKW-Polarlicht-Funktverbindungen (Anzahl der Verbindungen = Number of Contacts) aufgetragen nach Funkamateurbobachtungen am 28./29. Okt. 1961. Über dieser Darstellung sind die Magnetogramme für die H-Komponente für den gleichen Zeitraum von den Observatorien Rude Skov (bei Kopenhagen), Lovö (bei Stockholm), Eskdalemuir (Schottland) und Lervick (Shetland Inseln) aufgetragen. Die Rückstreukurven (Abb. 4 bis 8) für die in der untersten Darstellung von Abb. 17 benutzten Polarlicht-Verbindungen liegen im wesentlichen über Südkandinavien. Die Observatorien **Rude Skov und Lovö liegen daher den Rückstreukurven am nächsten**. Der Schwellwert des Elektrojets wird in Abb. 17 mit dem Einsetzen der Verbindungsmöglichkeit gegen 13.00 GMT erreicht. Die Amplitude des H-Magnetogramms von Lovö hat zu diesem Zeitpunkt einen Betrag von über 200γ .

Nach den Vorstellungen der modernen Plasmaphysik tritt bei dem polaren Elektrojet beim Überschreiten des Schwellwertes eine „Zweistrom-Instabilität“ (auch „Plasma-Instabilität“ genannt) auf, die akustische Wellen in dem Ionosphärenplasma hervorruft, und die daher „plasma-akustische Wellen“ genannt werden. Es wird nun angenommen, daß diese plasma-akustischen Wellen die unmittelbare Ursache der Elektronendichte-Irregularitäten (Rückstreuzentren) sind (Schrifttumshinweise auf diese Theorie siehe [7]). Das heißt mit anderen Worten, um UKW-Polarlicht-Rückstrahlungen zu bekommen, müssen nicht nur Polarlichter vorhanden (Abb. 9 und 10) und die geometrischen Bedingungen erfüllt sein (Abb. 1 oder 3, 4 und 5), sondern der das Polarlicht begleitende Elektrojet muß auch einen bestimmten Schwellwert in der Stromstärke erreicht haben, damit sich die Rückstreuzentren ausbilden können.

Das in Abb. 17 unten deutlich erkennbare Häufigkeitsminimum in den frühen Abendstunden (etwa 19.30 GMT) tritt auch im durchschnittlichen Tagesgang auf (siehe [1], S. 307, Abb. 4). Der Nulldurchgang im Tagesgang der H-Komponente im Falle erdmagnetischer Störungen, der auf die Richtungsuumkehr des Elektrojets hinweist (Abb. 15), fällt etwa mit der Zeit dieses Häufigkeitsminimum zusammen. Der Elektrojet hat in diesem Stadium eine Stromstärke von null oder nahe null, d. h. die Stromstärke liegt unter dem notwendigen Schwellwert, so daß sich keine Rückstreuzentren ausbilden können. Die Ionisation in der Ionosphäre ist dann in großen Bereichen homogen, die zwar nach wie vor eine Totalreflexion von Kurzwellen ermöglicht, jedoch keine Rückstreuung ultrakurzer Wellen in dem Maße, daß man mit geringen Sendeleistungen (50 ... 100 W) und einfachen Richtantennen Polarlicht-Funkverbindungen im 2-m-Band durchführen kann.

Ein genaueres Studium des Ein- und Aussetzens der Polarlicht-Rückstreuungen in den Abb. 15, 16 und 17 sowohl bei den positiven und negativen Abweichungen in den Magnetogrammen läßt erkennen, daß die Rückstreuungen bei einem bestimmten H-Ausschlag (Schwellwert) einsetzen, jedoch bei einem wesentlich geringeren Ausschlag erst wieder aussetzen. Es tritt also eine Art Hysteresis-Wirkung auf, wie man sie beim Ferromagnetismus kennt. Dieser Hysteresis-Effekt bewirkt, daß das abendliche Häufigkeitsminimum zeitlich etwas später fällt als der Nulldurchgang im H-Magnetogramm. Das ist gut in Abb. 17 zu erkennen und z. T. auch in Abb. 15.

Das in Abb. 17 gezeigte Beispiel stellt erneut den hohen wissenschaftlichen Wert der Funkamateurbobachtungen unter Beweis. Es sind dort allein aus Funkamateurbobachtungen von einem einzigen Tage nicht nur der Schwellwert-Effekt beim Einsetzen der Verbindungs möglichkeiten zu erkennen.

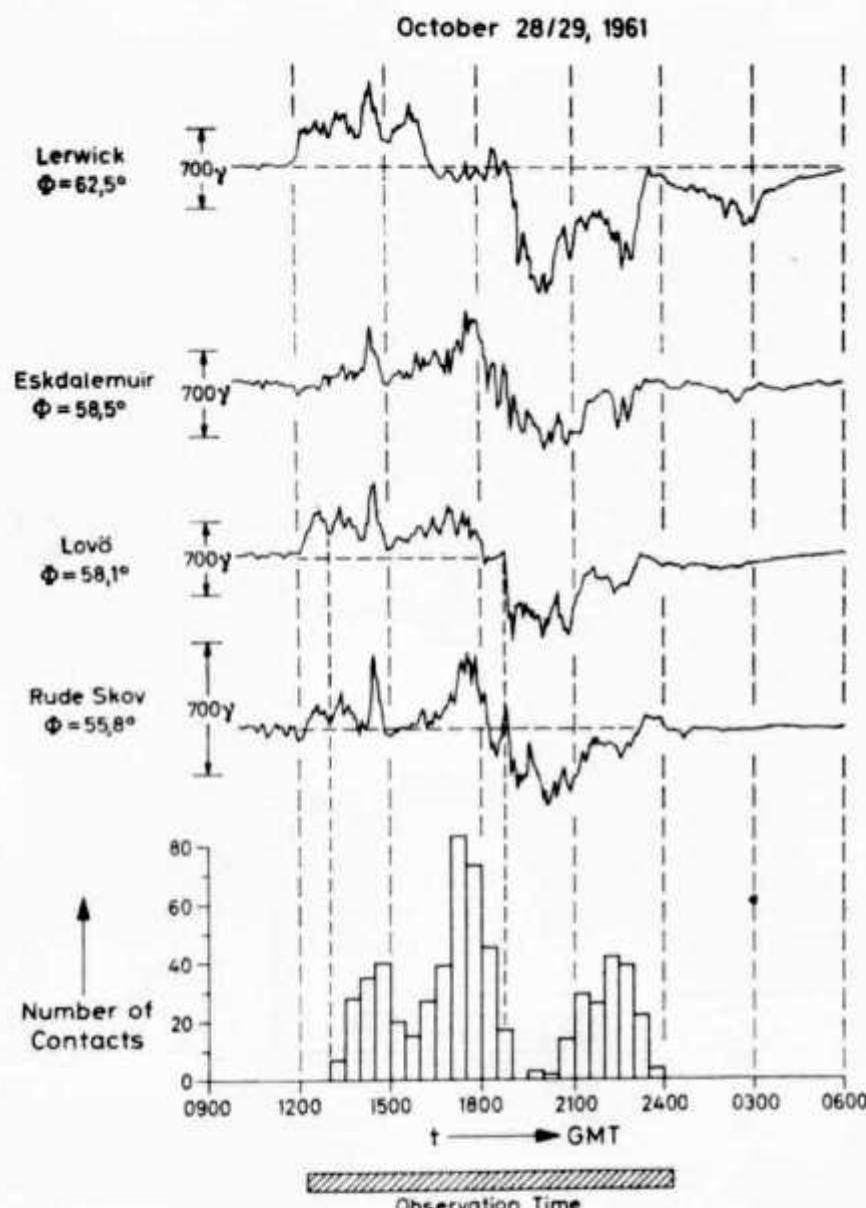


Abb. 17:

Tageszeitlicher Gang in der erdmagnetischen Störung (Horizontalkomponente H des erdmagnetischen Feldes wie in Abb. 15 und 16) an vier europäischen Observatorien: Lerwick (Shetland Inseln), Eskdalemuir (Schottland), Lovö (nahe Stockholm) und Rude Skov (nahe Kopenhagen). Φ = geomagnetische Breite. Die horizontalen gestrichelten Linien stellen (wie in Abb. 15 und 16) näherungsweise den ungestörten Wert dar und sind gleichzeitig Nulllinien für die Variationen. Positive Abweichungen sind wie in Abb. 15 und 16 nach oben aufgetragen. Die unterste Darstellung stellt die Häufigkeit des Auftretens von Polarlicht-Funkverbindungen (Number of Contacts) dar nach Funkamateurbobachtungen im 144-MHz-Band am 28./29. Okt. 1961. „Observation Time“ = Beobachtungszeit ist der Zeitraum, in dem Funkamateure nachweislich betriebsbereit waren.

nen, sondern auch die Hysteresis-Wirkung beim wieder Aussetzen und die dadurch bedingte Zeitverschiebung (etwa eine Stunde) zwischen dem Nulldurchgang der Magnetogramme und dem Häufigkeitsminimum in den frühen Abendstunden. Gegen 15.00 h geht in den Magnetogrammen (Abb. 17) der Ausschlag vorübergehend sehr stark zurück (bis unter den Schwellwert beim Einsetzen der Verbindungen gegen 13.00 h) offenbar bedingt durch eine Verringerung der Stromstärke des Elektrojets oder durch eine Nordwärtsverlagerung. Die Zahl der Verbindungen geht zu diesem Zeitpunkt ebenfalls vorübergehend stark zurück.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß die Ergebnisse in Abb. 17 geradezu einen Triumph der Amateurfunk-Beobachtungen darstellen. Allen Funkamateuren, die sich bislang an der Beobachtung und Mitteilung von UKW-Polarlicht-Funkverbindungen beteiligt haben, sei daher an dieser Stelle nochmals bestens gedankt. Obwohl die plasma-akustische Wellentheorie viele Eigenschaften der Rückstrahlung ultrakurzer Wellen an Polarlichtern erklären kann, und man damit in der theoretischen Deutung ein gutes Stück weiter gekommen ist, bleiben jedoch noch viele Probleme über, zu deren Lösung die Funkamateure durch Beobachtungen weiterhin beitragen können, so daß eine Fortsetzung der bisherigen Beobachtungstätigkeit von wissenschaft-

licher Seite sehr begrüßt würde. Der wissenschaftliche Wert der Amateurfunkbeobachtungen liegt weniger in einer Einzelbeobachtung sondern mehr darin, daß eine größere Anzahl Beobachtungen gleichzeitig durchgeführt werden. Diese Notwendigkeit dürfte überzeugend die Abb. 17 bestätigen, denn die dort gezeigten Ergebnisse wären sicherlich nicht zu erkennen gewesen, wenn nur wenige Einzelbeobachtungen vorgelegen hätten.

Literatur:

- [1] LANGE-HESSE, G., „Ergebnisse der UKW - Polarlicht - Beobachtungen deutscher Funkamateure im IGJ/IGK“, DL-QTC [1961], Heft 7, 305—312.
- [2] LANGE-HESSE, G., „Weitere Ergebnisse der UKW-Polarlichtbeobachtungen deutscher Funkamateure von 1957 bis 1961“, DL-QTC [1962], Heft 3, 117—120, Heft 4, 160—163.
- [3] LANGE-HESSE, G., „Analyse der Ausbreitungsbedingungen für UKW-Polarlicht-Funkverbindungen — Einfluß des erdmagnetischen Störungsgrades auf die Verkehrsmöglichkeiten in verschiedenen nord-südwärts gestaffelten Beobachtungszonen“, DL-QTC [1964], Heft 8, 452—463.
- [4] LANGE-HESSE, G., „Deutsche Polarlichtbeobachtungen 1957—1962, Teil A: Polarlicht-Beobachtungen mittels ultrakurzer Wellen (Beobachtungen während des Internationalen Geophysikalischen Jahres und der anschließenden Zeit 1957—1962), Teil B: Beobachtungen sichtbaren Polarlichts (Beobachtungen im Anschluß an das Internationale Geophysikalische Jahr in der Zeit von 1960—1961)“, Abhandlungen der Akademie der Wissenschaften in Göttingen, Mathematisch - Physikalische Klasse, Beiträge zum Internationalen Geophysikalischen Jahr, Heft 10; Göttingen, Verlag Vandenhoeck und Ruprecht [1963].
- [5] LANGE-HESSE, G. and CZECHOWSKY, P., "V.H.F. Bistatic Aurora Backscatter Communications and the Relation to the Location of the Visual Aurora Displays", Archiv der elektrischen Übertragung (A. E. U.) 19 [1965], 511—514.
- [6] LANGE-HESSE, G. and CZECHOWSKY, P., "V.H.F. Bistatic Aurora Backscatter Communications-Comparison of the Observations with the Theory", Archiv der elektrischen Übertragung (A. E. U.) 20 [1966], 365—373.
- [7] LANGE-HESSE, G., "Radio Aurora, Part I: Observations, Part II: Comparison of the Observations with a Theoretical Model", in AURORA AND AIRGLOW, herausgeg. von B. McCormac, Veröffentlichung der Vorträge des Aurora- und Airglow-Symposiums in Keele, England, August 1966, Verlag: Reinhold Publishing Company, New York 1967.
- [8] BULLOUGH, K., DAVIDSON, T. W., KAISER, T. R., and WATKINS, C. D., "Radio reflections from aurorae — III. The association with geomagnetic phenomena", J. Atmosph. Terr. Phys. 11 [1957], 237—254.

„Das DL-QTC“

PIEZOELECTRIC FILTERS

BY JOSEPH TARTAS,* W2YKT

THE recent trend towards circuit simplification, lower weight, and miniaturization of electronic equipment has required the development of many new and unusual components.

Some of these, although not very new, are still being used to this end, and are being further improved to obtain the utmost in the packaging of such equipment.

One of these components is the piezoelectric filter, which, depending upon the frequency in

* 1204 Ringwood Ave., Haskell, N. J.

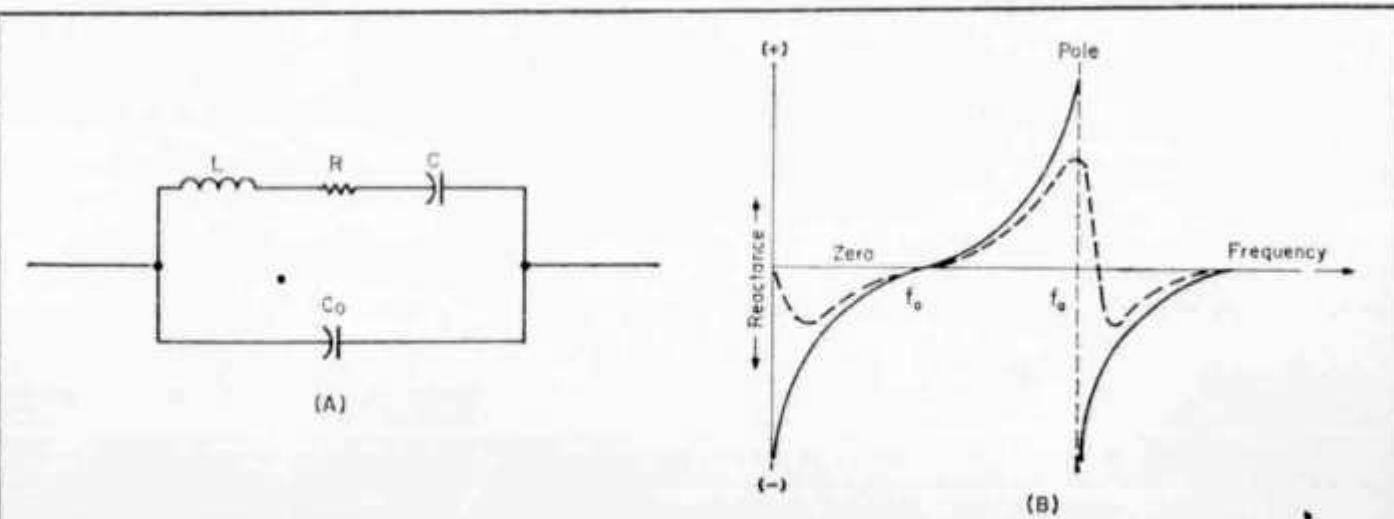


Fig. 1—(A) The equivalent circuit of a piezoelectric resonator near its resonant frequency. The inductance, L , represents the mass of the plate (quartz or ceramic) and C the stiffness. R is the loss due to friction when it is vibrating. C_0 is the holder and wiring capacity. As in any resonant circuit, the Q is the ratio of reactance to resistance: $X \div R$; (B) The reactance curve for a lossless equivalent circuit approximated by a quartz crystal (solid curve) compared to that of a ceramic resonator with a Q of about 500 (dotted curve).

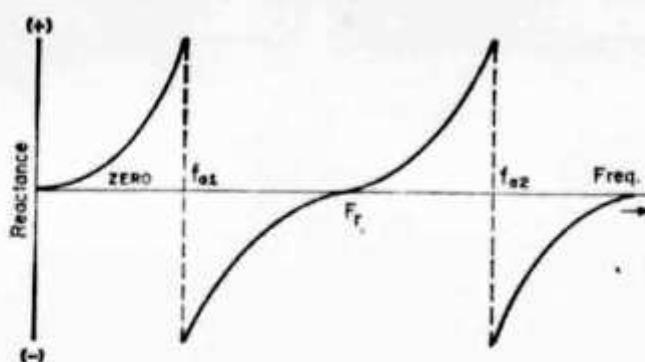


Fig. 2—The reactance of a single crystal [fig. 1, (A), (B)] shunted by an inductance to produce an additional pole f_{02} .

use, can be made of piezoelectric ceramic material first developed more than twenty-five years ago. The more familiar material for such filters is quartz. Each, of course, has its own distinct advantages. The ceramic material is formed from a powder, much like an aspirin tablet, by means of pressure. The quartz crystal, on the other hand, must be mined (although they are being grown experimentally) cut into slabs, then into smaller blanks, and then meticulously ground and polished to the correct dimensions and frequencies.

Advantages of Piezoelectric Filters

As will subsequently be shown, several crystals (henceforth the word crystal will also refer to ceramic filters) can be combined to form a bandpass circuit of highly desirable characteristics. These include: excellent frequency stability over wide temperature ranges; never need adjusting; small shape factor (ratio of 6db to 60db bandwidth); high attenuation of image frequencies because of shape factors attainable; long term stability (less than 0.3% frequency change over 10 year period), filter Q's of 10,000 to 20,000 (with individual crystals of Q's as high as 1,000,000); physically small (size depending upon the filter requirements); shock and vibration resistant; reproducible to extremely good accuracy; and lower in production line costs, since they need no adjustment, complicated wiring is eliminated, and they replace many components.

Characteristics of Crystal Filters

A single crystal, near resonance, is essentially a high-Q series resonant circuit, shunted by some small capacitance due to its wire leads and holder. The equivalent circuit of fig. 1(A) has a resonant characteristic shown in fig. 1(B). The resonant impedance at f_0 is known as a "zero" and the anti-resonant impedance f_∞ (at which the impedance is extremely high) is known as a "pole."

Quartz crystals are available for center frequencies from 100 kc to well over 100 mc, and ceramic resonators are available for center frequencies of 100 kc to 6 mc.

The pole and zero for a crystal usually occur within a narrow frequency range, from a few

hundred cycles for the lowest frequency crystal to a maximum of 0.2% for the highest (or 80 kc at 40 mc). It is this small difference that limits the final bandwidth of these filters. The addition of parallel or series inductance can cause additional poles to appear (fig. 2), and with proper addition of series and parallel elements (crystals, inductances, and capacitances) we can create filter networks of varied characteristics. The inductances can be part of input and output transformers and still be considered as in shunt with the crystals.

To produce a circuit (fig. 3) having a passband with steep skirts (and therefore a small shape factor) with high attenuation at frequencies just outside this passband, crystals Y_1 and Y_2 are different by a small frequency from Y_3 and Y_4 . The series crystals (Y_1 and Y_2) are tuned to make their series resonant frequency the same as the parallel frequency of the other cry-

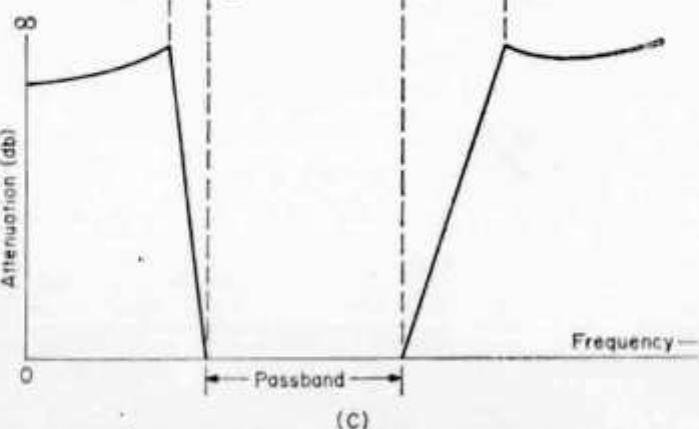
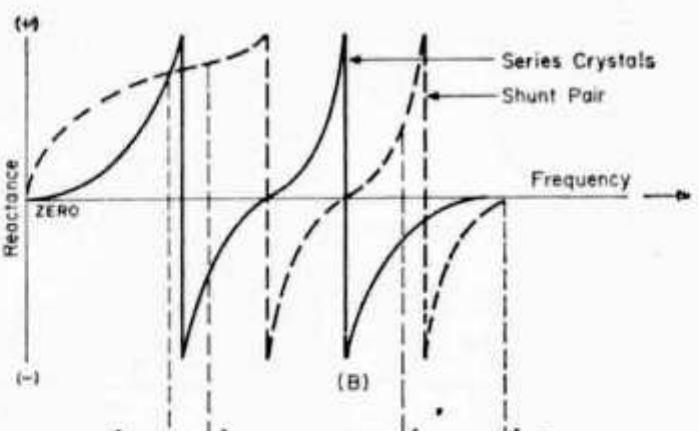
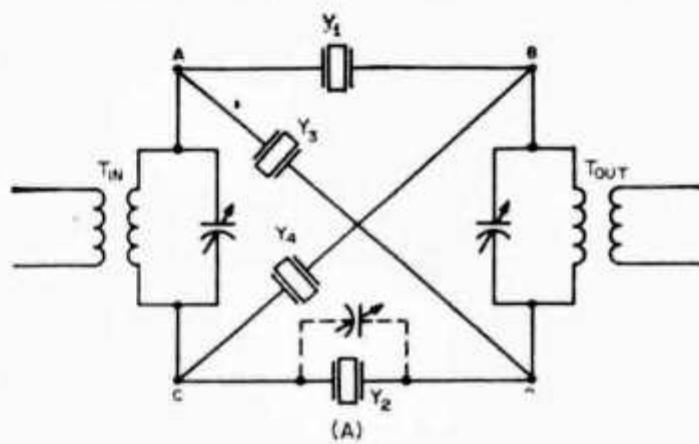


Fig. 3—(A) A two section lattice filter using the transformer windings as shunt inductances. The reactances (B) of the series and parallel branches of the lattice filter add up to produce the passband shown here (C).

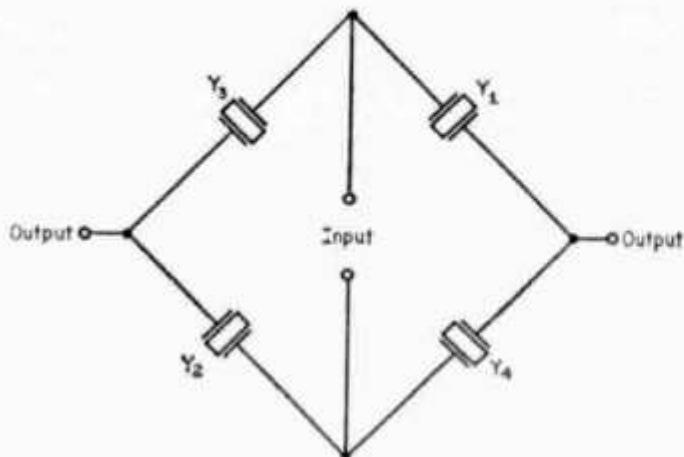


Fig. 4—Redrawing the two-section lattice filter circuit of fig. 3 clearly shows the bridge circuit configuration. Unbalancing any one reactance arm substantially changes the overall circuit impedance.

tals (Y_3 and Y_4) which are parallel connected. This results in the characteristics shown in fig. 3(B), as the passband response of fig. 3(C).

The reactances add up in such a way that within the desired passband the rejection (or attenuation) is minimum, and beyond the passband the rejection is greatest. This is better understood by referring to the bridge circuit of (fig. 4). If any of the reactance arms are unbalanced, the net impedance of the entire bridge is drastically changed. If the reactance arms are fixed and the frequency changed, the same results are obtained, due to the impedance versus frequency characteristics in figs. 2 and 3(B).

It is recommended that the basic operation of a bridge circuit be thoroughly understood by the reader, since this type of circuit occurs continuously throughout electronic circuitry. There are many basic texts which contain this information.

Basic Filter Circuits

Keeping in mind that single crystal is the equivalent of a very high Q tuned circuit with a resonance and anti-resonance, let us see how the additive effects of more than one crystal acts as a filter.

In fig. 5(A) the single-crystal filter acts as a narrow bandpass similar to that of any high- Q single-tuned circuit. Two crystals in series (since

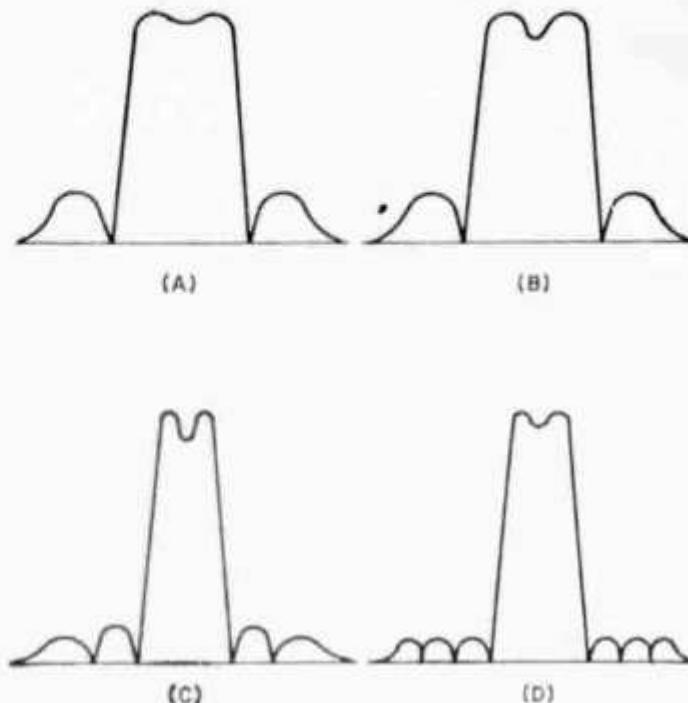


Fig. 6—(A) Response curve of two series crystals with a C on the higher frequency crystal to vary the position of the notches. (B) Response curve for two series and two shunt crystals. The shape is essentially the same as (A) but the notches are fixed. (C) response curve for the circuit in (B) with a variable C on the high frequency series crystal. The skirts are steeper and the extra notches reduce the size of the side lobes. (D) Response curve obtained with four shunt and two series crystals with a variable C . More crystals produce even smaller lobes and sharper skirts which result in greater selectivity in the passband and greater rejection outside the passband.

they are series resonant at f_r) produce a bandpass equivalent to a double-tuned circuit (fig. 5B).

Further attenuation of the sides of the response may be obtained by the addition of crystals at discrete frequency intervals to produce the response curves of fig. 6. A direct comparison of the advantage gained in selectivity with two and four crystals is shown in fig. 7(A), and the comparison of four and eight-crystal filters in fig. 7(B).

Ceramic filters are used in low frequency i.f.'s at the present time to reduce the size and weight

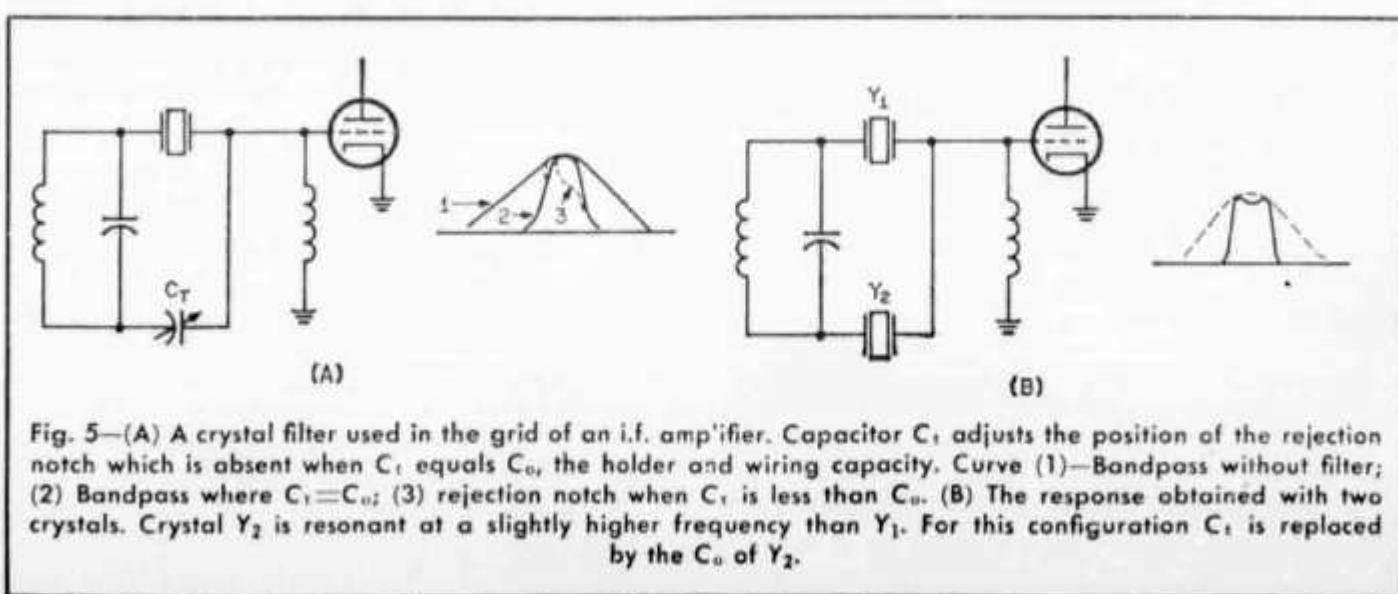


Fig. 5—(A) A crystal filter used in the grid of an i.f. amplifier. Capacitor C_1 adjusts the position of the rejection notch which is absent when C_1 equals C_0 , the holder and wiring capacity. Curve (1)—Bandpass without filter; (2) Bandpass where $C_1 = C_0$; (3) rejection notch when C_1 is less than C_0 . (B) The response obtained with two crystals. Crystal Y_2 is resonant at a slightly higher frequency than Y_1 . For this configuration C_1 is replaced by the C_0 of Y_2 .

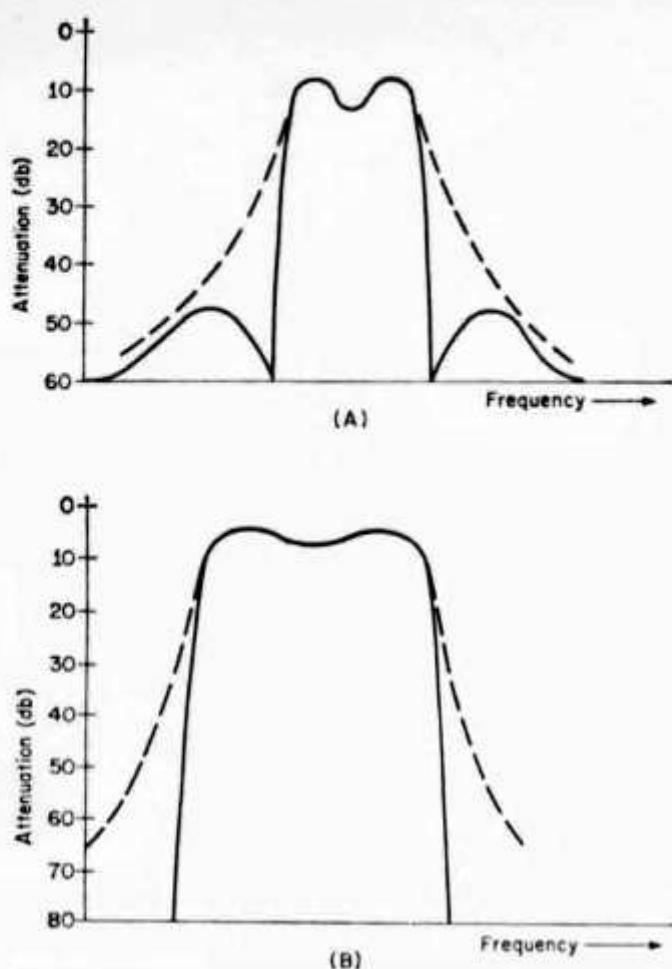


Fig. 7—(A) Curves showing the increase in skirt selectivity of a four crystal filter (solid line) over that of a two crystal filter (broken line). (B) Increase in rejection of an eight crystal filter (solid line) over the four crystal filter (broken line). This is the same four crystal filter as shown in (A) but drawn to a different scale.

of transistorized communication receivers. A typical circuit of such an i.f. section is shown in fig. 8. Such a filter eliminates all i.f. transformers, capacitors, and associated components, and what is more important, produces a better and more reproducible response.

Filters as Traps

Due to the crystal's ability to be made either series or parallel resonant, such a crystal or crystal filter may be adapted as a resonant bypass, as a trap, or both, as shown in fig. 9. If the element is regarded as equivalent to a series resonant *LC* circuit, the applications are the same as those for tuned traps using lumped circuits.

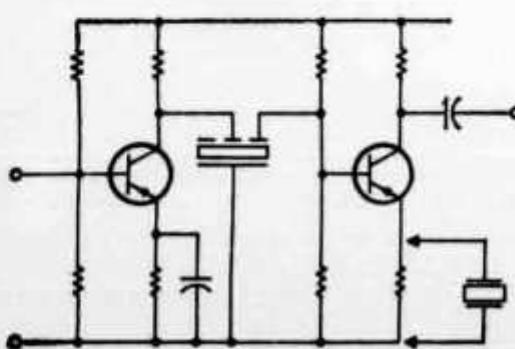


Fig. 8—Circuit of an i.f. amplifier using a ceramic coupler.

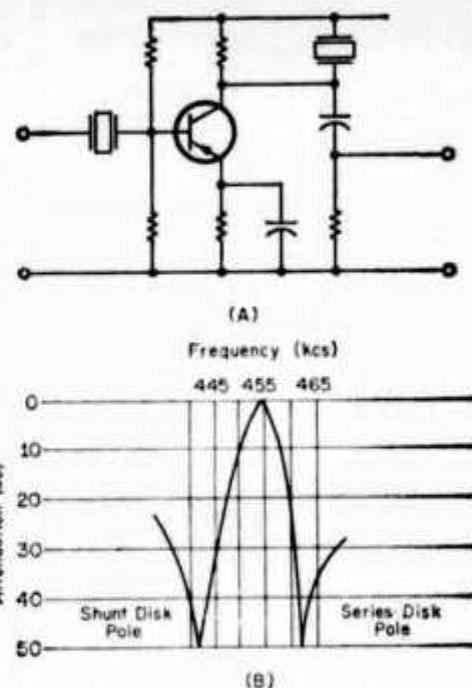


Fig. 9—(A) Circuit of an i.f. amplifier using a series resonant coupler on the input and a shunt resonant coupler in the collector circuit. The resulting curve is shown at (B). Note particularly the steep slope and narrow bandpass at the 3 db points.

A summary of the various uses of such filters is given in fig. 10. At (A), the *bandpass* filter will pass signals in a given band of frequencies with little or no rejection, at the same time attenuating greatly, signals at all frequencies above and below the design, or specified frequency limits. The *band rejection* (or elimination) filter (B), is the opposite of the bandpass filter. It will pass signals at all frequencies above and below the specified limits, and greatly attenuate (reject) all signals between these frequencies. It is the combination of these two that normally form the passband of the television receiver.

The filters at (C) and (D) are designed to pass all signals *below* a certain frequency and reject all those above, and conversely to pass all

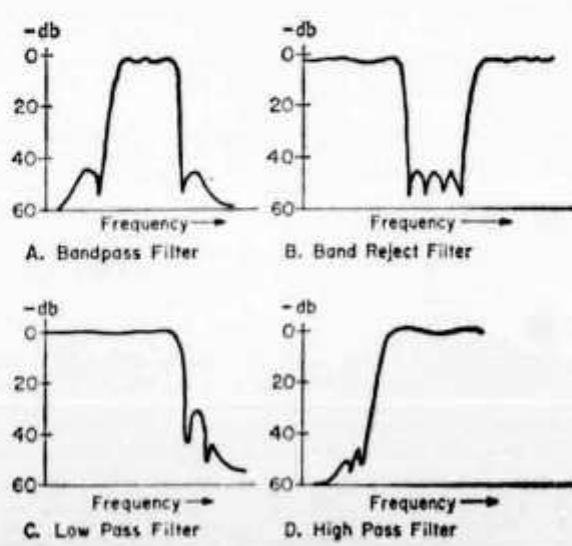
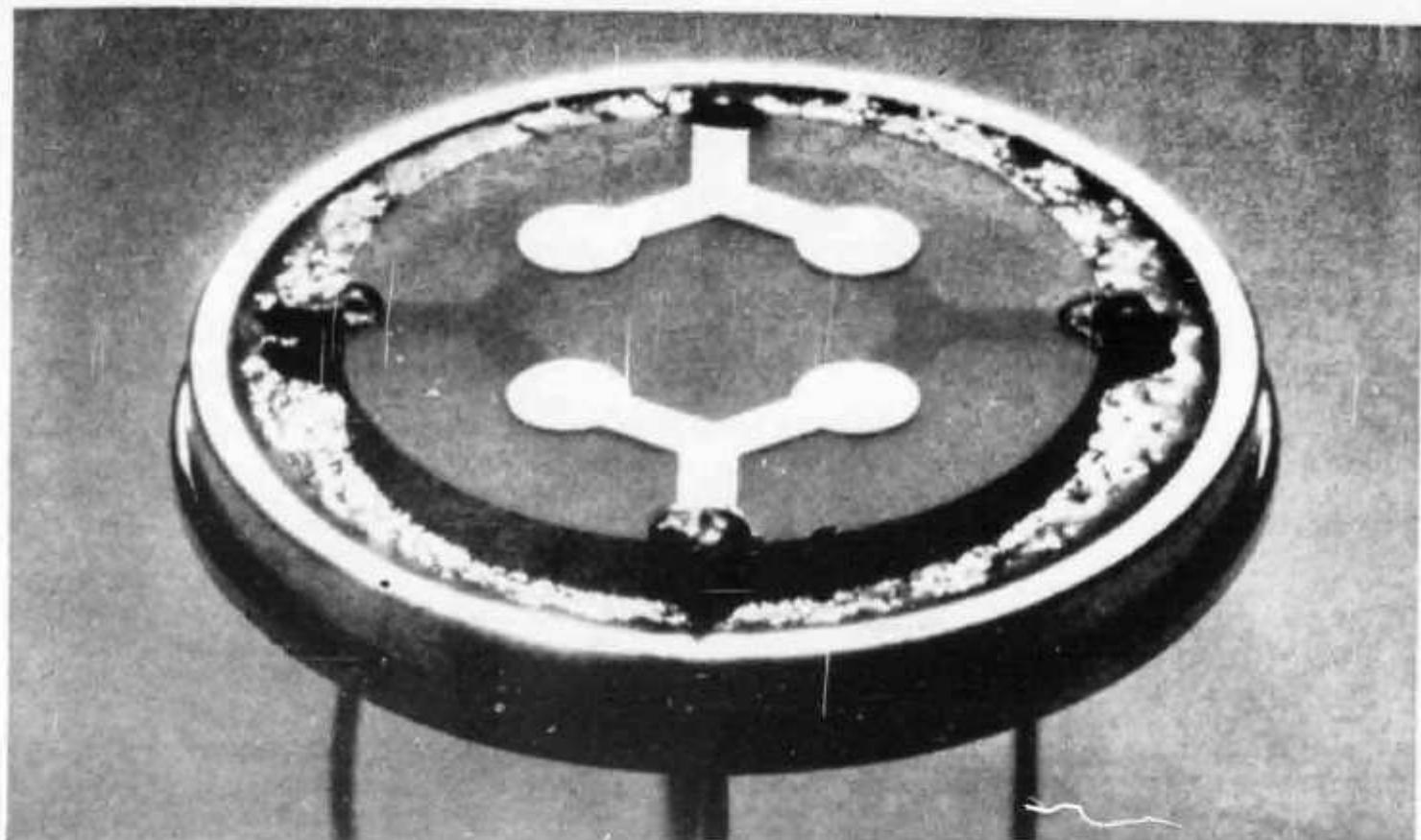


Fig. 10—A summary of filter responses possible with various combinations of resonant elements covered in the text. Other types of specialized filters are also possible.



A typical Uni-wafer filter measuring approximately one inch in diameter.

above a specified frequency and reject all those below. It is for these reasons that they are simply called *low pass* and *high pass* filters.

Design Requirements of Filters

Without discussing the complicated mathematics involved in filter design (some filters require a ream of paper in the mathematical design) the following data are necessary when specifying one:

- 1—Input and output impedances.
- 2—3 db bandwidth.
- 3—Bandwidth at some greater attenuation (or the shape factor) such as the ratio of 3 to 30 db, or 6 to 60 db bandwidths.
- 4—Frequency at the center of the band.
- 5—Insertion loss allowable (the loss in output due to the filter's insertion in the circuit).
- 6—The flatness of the response through the passband (usually required only when the bandwidth is very wide, and the top of the band-pass is essentially flat).
- 7—The cutoff frequency, if a high or low pass filter.
- 8—The desired amount of attenuation outside of the pass-band (either higher or lower in frequency).

It must be remembered that the design of crystal filters, as in any other type of circuitry is limited by certain capabilities of the crystals and the constants of lumped components. Extreme bandwidths can only be obtained at the sacrifice of shape factor and insertion loss, or physical size. Narrow bandwidths may be obtained, but at a limit of frequency.

New Promises for the Future

The newest in crystal filters has recently been announced by the U.S. Army Electronics Lab. at Fort Monmouth. In conjunction with two manufacturers, Clevite Corp. and Bell Labs, two types of crystal filters have been developed, one ceramic, and the other quartz.

The amazing features of these filters is that the equivalent of as much as 9 sections have been reproduced *on a single crystal wafer*. The ceramic filter is usable from 50 kc to 5 mc and the quartz filter from low frequencies to as high as 150 mc. So far, bandwidths have been limited, but show promise of radically changing the package size of presently manufactured filters.

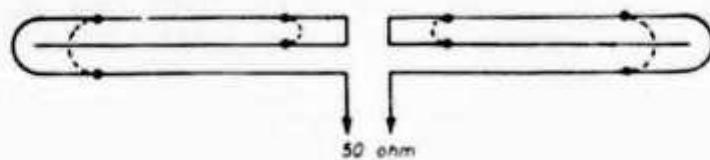
The photograph shows a typical Uni-wafer Clevite filter measuring approximately one inch in diameter, and only a few thousandths of an inch thick.

CQ Magazine

Wenn Sie Ihre Lokal-Verbindungen

und Sektions-QSOs auf 40 m abwickeln,

tragen Sie damit zur Erhaltung unserer Bänder bei!



Un'antenna per 40 e 80

di G. Nucciotti - IKKDB (*)

Le note che seguono sono apparse sul n. 3 di «O.K. VESUVIO», Bollettino della Sezione A.R.I. di Napoli. Dato l'interesse suscitato anche altrove dall'antenna in oggetto, riteniamo fare cosa gradita a tutti riportarla sulla RR.

Recentemente ho installato una antenna per le gamme degli 80 e 40 metri, la quale presenta una interessante soluzione del problema relativo allo spazio a disposizione e nel contempo costituisce anche un esempio di come si possa ottenere un guadagno rispetto al dipolo classico.

Lo schema dell'antenna è il seguente.

L'antenna è lunga 64 piedi (m 19,52) e per la gamma dei 40 metri è elettricamente costituita da 3 quarti di lunghezza d'onda per ogni lato che si ripiegano l'uno sull'altro e che formano complessivamente un dipolo lungo 3 mezze lunghezze d'onda, alimentato in un ventre di corrente.

I singoli quarti d'onda, disposti come suddetto, permettono di affermare che ci troviamo in condizioni analoghe a quelle degli elementi collineari, per cui, in conseguenza delle fasi relative delle correnti nei singoli semidipoli, si viene a manifestare un guadagno rispetto al dipolo semplice. La casa costruttrice asserisce che detto guadagno è di 5 dB.

Da parte mia non posso né confermare né smentire, in quanto, per poter fornire un dato preciso è necessario disporre di adatta strumentazione nonché condurre serie di prove che in area cittadina si è ben lungi dal poter effettuare.

Indubbiamente i rapporti ricevuti dai corrispondenti DX sono aumentati ed anche i segnali ricevuti sono senz'altro più intensi, se paragonati al semplice dipolo per 80 e 40 metri, precedentemente installato nella medesima ubicazione, (1) per cui, in definitiva, posso affermare che un guadagno c'è, anche se non sono in grado di poterne indicare il valore numerico.

Non è stato possibile accettare le caratteristiche di direttività, ma si ritiene, in base ai collegamenti

effettuati, che l'antenna irradia sufficientemente bene in tutte o quasi tutte le direzioni, anche perché essa non è montata in posizione orizzontale, bensì a V invertita, per cui il campo verticale ha la sua importanza.

Sugli 80 metri il funzionamento è analogo, solo che per ogni lato è costituita da 3 ottavi di lunghezza d'onda, formando quindi complessivamente un dipolo lungo 3/4 di lunghezza d'onda. La casa costruttrice afferma che su questa gamma il guadagno è di 1,2 dB.

L'antenna è realizzata con conduttori in copperweld da 16/10, distanziati fra loro di 1" (2,54 cm), mediante spaziatori in polistirolo, intervallati di circa cm 50 l'uno dall'altro. È molto importante che i fili restino paralleli fra loro il più possibile. I ponticelli indicati con tratteggio nel disegno servono ad accordare l'antenna sulle frequenze desiderate di lavoro. L'esemplare da me installato ha frequenze di risonanza di 7050 e 3660 kHz. Il rapporto di onde stazionarie (SWR) in corrispondenza delle frequenze citate è di 1,1:1 sui 40 metri e circa 1,25:1 sugli 80 metri. La banda passante dell'antenna, per un SWR non superiore a 2:1, è di circa 180 kHz sui 40 metri, e di circa 100 kHz sugli 80 metri. Secondo la casa costruttrice la potenza sopportabile dall'antenna è di 4 kW PEP sugli 80 metri e di 10 kW PEP sui 40 metri. L'antenna funziona bene anche sulla parte alta della gamma dei 15 metri, con un SWR intorno a 1,5:1.

L'antenna è costruita dalla: «MOR-GAIN» Co., P.O. Box 6006, Alexandria, Virginia 22306, U.S.A., e, nella fattispecie, si tratta del modello SHD 80-40 CW.

(1) vedi R.R. 1-63

(*) Dr. Ing. Giampaolo Nucciotti - via Fracanzano 31 - Napoli

Nota

Nel periodo intercorrente fra la stesura originale delle note e la pubblicazione su R.R., l'antenna ha funzionato egregiamente e molto intensamente su entrambe le bande.

Ad aggiornamento di quanto suesposto, il KDB ci segnala di aver potuto constatare, dopo la intensa attività estiva ed autunnale, che l'antenna, specie in DX, conserva il classico diagramma di radiazione ad «otto» del dipolo; pertanto essendo essa disposta in posizione Est-Ovest, per poter collegare bene i paesi che trovansi su questa direttiva è stato necessario installare un'altra antenna. Sulle direttive di massima radiazione (cioè Nord-Sud e collaterali) l'antenna MOR-GAIN ha dato sempre ottimi risultati, battendo in DX anche la ground plane.

Ci viene anche precisato che i ponticelli di accordo ubicati presso il centro dell'antenna sono disposti a 25 cm dal centro (f. = 7050 kHz), ed il loro spostamento influenza sulla frequenza di accordo, sia in 80 che in 40 metri.

I ponticelli ubicati verso le estremità servono invece a regolare la frequenza di accordo dei soli 80 metri. Per una frequenza di accordo di 3550 kHz, essi sono disposti a 54 cm dall'estremità; questa distanza diventa 80 cm per f. = 3660 kHz, ed aumenta ulteriormente a 104 cm per f. = 3780 kHz.

Die praktischen

PLASTIKTASCHEN für QSL-Karten

können nun auch bei der USKA bestellt werden.

10 Zehnerstreifen für total 100 QSL-Karten Fr. 4.20.

Bestellung und Vorauszahlung erwünscht an die INSERATENANNAHME USKA, Postfach 21, 6020 Emmenbrücke/Sprengi.

Ausstellungs-, Demonstrations- und Occasions-Ham-Apparate (Sender und Empfänger) zu stark ermässigten Preisen. Bitte Liste verlangen: EQUIPEL AG, Postfach 1211, Genf 24, Telefon (022) 25 42 97.

ÜBERSETZUNGEN, z. B. von Betriebsanleitung aus dem Englischen, Französ., Italien., Span., Portug., fertigt Dipl.-Geophys. Pratsch, DL9PR-A, München 49, Appenzellerstrasse 61.

UKW-Konverter: 2m-Quarzkonverter 2G 10, neu. PC 900 im Eingang, 28-30 MHz Ausgang, mit Netzteil 220 V, 160 Fr. PüüP-Electronics, Postfach 1, 4102 Binningen 1.

Mobil-Netzteil HP-13 Heathkit wegen Nichtgebrauch zu verkaufen. HB9VI H. Hohl, Winterthur, Tel. (052) 27 16 31.

Günstige Gelegenheit! ufb SSB, AM, CW Empfänger Geloso G 4/214, 80-10 m inkl. 11 m. X-talfilter, Eichquarz. Im Auftrag zu verkaufen, Fr. 650. HB9AFT, H. Wehren, 3303 Jegenstorf, Telefon 031 / 96 02 20.

Verkaufe preisgünstig: 1 kompl. Amateurstation von Heathkit, bestehend aus TX MT-1, RX HR-20, Power Supply HP-20, Handmike, sowie 1 Power Supply HP-13 für Mobil 12 V. Steger, HE9GFJ, Tel. 055 2 06 57, Geschäft.

Zu verkaufen: Hallicrafters Modell S-107. Neuwertig. Richtpreis Fr. 320. Angebote an Max Gut, Hubelrain 29, 6000 Luzern, Tel. (041) 41 42 83.

Sonderangebot: 1 Frequenzzählgerät, mit Eichoszillator (Präzisionsquarz 10 kc), 5 Dekaden. Zählzeiten wahlweise 1 sec., 10 sec., od. Hand-Start und -Stop. 10 Zählrohren, 25 Long-Life-Röhren. Einmalige Occ. nur 350. 1 BBC-Frequenznormal mit 100 kc Eichquarz, 2 Ausgänge mit je 2 Ausgangsspannungen von 4 und 40 V für die Frequenzen von 100 – 10 – 1 und 0,1 kc., äusserst günstig. Fr. 150. 1 Modulationsverstärker Eico 15 W, Fr. 150. A. Wasser, Oberdorf 85, 5708 Birrwil, Telefonische Auskunft 056 / 7 51 51 - 298, ab 18.00 Uhr 064 / 74 11 01.

Verkaufe: Hallicrafters SX-42. Gut erhalten. Anfragen unter Chiffre 1058, Postfach 21, 6020 Emmenbrücke/Sprengi.

Zu verkaufen Collins-Sender 32 V 2, in sehr gutem Zustand, mit Handbuch, Fr. 700. Autophon Militär-Empfänger 20-180 MHz, 6 Bänder, 220 Netz, qrv, Fr. 200.

Gesucht HRO 50 oder HRO 60. G. Wanner, 8355 Aadorf TG, Tel. 052 47 26 91.

Verkaufe: RX Kaiser-Contest, neuwertiger Doppelsuper, 1.6-30 MHz in 9 Bereichen, ideal für den New-Comer, Fr. 250. (Selectoject Fr. 70.). Hi-Fi-Mischpultverstärker, 15 W Ausgangsleistung, modernes Flachgehäuse, Fr. 150. UKW-Tuner «Nogoton», 86-100 MHz inkl. Netzteil, Skala, Magisches Auge und Gehäuse Fr. 150. sowie diverses Bastelmanual, HE9FSX, Tel. 051 32 17 53, abends.

Collins 75S-3B, mit 2,1 kHz-Filter, zwei Jahre in Betrieb, Fr. 2250. Chiffre 1057, Inseratenannahme USKA, Postf. 21, 6020 Emmenbrücke/Sprengi.

Verkaufe Hallicrafter SX 42. Sehr billig. Charles Blatter, 31 route de Büren, 2500 Biel.

Achtung SWL's! Zu verkaufen wegen Platzmangel KW-RX Heathkit GR 64 durchgehend 0.55-30 MHz. Absolut neuwertig. Preis Fr. 200. — HE9FZK, P. Fuchs, Grünweg 4, 2500 Biel, Tel. (032) 4 93 88 ab 18.30 Uhr.

Verkaufe Kurzwellen-RX JR-101, 0.5-30 MHz in 4 Bereichen, Q-Mult. etc., inkl. Lautsprecher. Neuwertiger Zustand. Richtpreis Fr. 320. Josef Kündig, HE9EZG, Cramerstr. 2, 8004 Zürich.

Eine interessante Aufgabe

steht Ihnen bevor.

Für vielseitige Tätigkeit auf dem Gebiete der Militär-Elektronik und der Nachrichtentechnik suchen wir

Technische Mitarbeiter

für Spezialaufgaben.

Wir wünschen: Abgeschlossene Berufslehre
Gute Kenntnisse in der Elektronik oder Radiotechnik
Morsekenntnisse
Fremdsprachen

Wir bieten: Den Kenntnissen und Leistungen entsprechendes Salär
Interessante Arbeitszeiten
Kurse für Weiterausbildung
Gute Aufstiegsmöglichkeiten

Offerten mit Lebenslaufbeschreibung und Gehaltsansprüchen sind zu richten an

ABTEILUNG FÜR ÜBERMITTLUNGSTRUPPEN, Papiermühlestrasse 14 3000 Bern 25

Gesucht

Fernseh / Radio-Reparateur

Mit grosser Erfahrung, der in der Lage ist, alle Fernseh- und Transistorengeräte absolut selbstständig und zuverlässig zu reparieren. Auch für den Service an Communications-Geräten NATIONAL und DRAKE. (Dauerstelle).

5-Tage-Woche, sehr gutes Salär, angenehmes Arbeitsklima. Eintritt sofort oder später. Diskretion zugesichert.

Offerten erbeten an:

Radio - Jean Lips (HB9J) - Television

Dolderstrasse 2 8032 Zürich 7 Telefon 051 / 32 61 56 und 34 99 78

Die neue moderne STARLINE

SR 700 A

der Dreifachsuper mit der erstklassigen Eingangsempfindlichkeit, Vorselection und Ablesegenauigkeit! Alle Bänder in 600-Khz-Bereichen, Bandbreitenwahlschalter – 0,5 – 1,2 – 2,5 – 4 Khz, eingebauter 100-Khz-Calibrator, Notchfilter, Störaustaster abschaltbar (Gewicht ca. 14 kg).

ST 700

Der solide aufgebaute Sender mit den vielen Möglichkeiten: SSB, CW, AM, Seitenband-Unterdrückung 50 dB, Trägerunterdrückung 50 dB, VOX, MOX, Antitrip, BK, Transceive-Möglichkeit (Gewicht ca. 19 kg). PREIS der kompl. STARLINE ab Lager HAMBURG unverzollt und unversteuert DM 2100.– (Geringe Bahnfracht bis zur Schweizer-Grenze)

Geben Sie dieser Station mit dem kristallklaren Ton den letzten Schliff: Speziallautsprecher STAR SP7 (300-3000 Hz) DM 52.–, DX-Mikrofon (300-3000 Hz) DM 43.75.

Starhandbuchauszüge SR/ST gegen 2 IRC

SR 550

Der preisgünstige Doppelsuper-Zweitempfänger für den DXer, 10 Röhren, 4 Bandbreiten wie SR700A, zusätzlich 160 m Band, S-Meter, ufb Skalenablesegenauigkeit. Gewicht ca. 9 kg, PREIS DM 525.– unverzollt und unversteuert ab Lager Hamburg.

Der neue Transceiver NC 200 National, alle Bänder, 200 Wtt PeP, 120 Wtt CW, zu DM 1465.– unverzollt franko. Fordern Sie Unterlagen an. Grosse Bestände an Gebrauchtgeräten aller Art. Fordern Sie meine ständig neu erscheinende Gebrauchsgeräteliste gegen Einsendung von 2 IRC an!

Siehe Abbildungen in OLD MAN 4 und 5 / 1967

Georg Weiland, DJ 1 KL, 3000 Hannover

Hildesheimerstrasse 341, Telefon 0511 / 861480 (von 09.00-12.00 und von 14.00-17.00 Uhr). Ausserhalb der Geschäftszeit Telefon 05031 / 5657.

SB-101 – der modernste SSB/CW-Transceiver auf dem Weltmarkt



HEATHKIT - SSB / CW-Transceiver SB-101

Eine Meisterleistung der HEATHKIT-Entwicklungsingenieure und zugleich auch die Krönung des HEATHKIT-Amateurgeräteprogramms. Der neue SSB/CW-Transceiver SB-101 dürfte heute zweifellos das Spitzengerät seiner Klasse auf dem Weltmarkt sein und bietet neben den Vorzügen, die schon seinen Vorgänger SB-100 auszeichneten, ein Höchstmaß an technischer Vollkommenheit und einen Bedienungskomfort, der von keinem anderen Gerät dieser Preisklasse erreicht wird:

- ▶ SSB- und uneingeschränkter CW-Betrieb auf allen Kurzwellenbändern 80 bis 10 m
- ▶ Frontplatten-Umschalter für das eingebaute 2,1 kHz-Einseitenbandfilter (USB/LSB) und als Zubehör lieferbare 400 Hz CW-Filter SBA-301-2
- ▶ Vielseitige betriebstechnische Möglichkeiten – z. B. getrennter DX- und TX-Betrieb nach Anschluss des neu entwickelten Externen LMO SB-640.

unveränderter Bausatz-Preis Fr. 2 250.–

Ausführliche technische Daten sind im soeben erschienenen Heathkit-Katalog, Ausgabe Sommer 1967, festgehalten. Die gesamte SB-Line, sämtliche weiteren Funkamateurr- und Zubehörgeräte sind darin ausführlich beschrieben. Benützen Sie den untenstehenden Coupon und verlangen Sie noch heute kostenlos und unverbindlich den neusten Heathkit-Katalog.

Bitte in Druckschrift ausfüllen, ausschneiden und auf eine Postkarte kleben.

Schlumberger Messgeräte AG
(vormals DAYSTROM AG)
Badenerstr. 333, 8040 Zürich

Name

Strasse und Hausnummer

Postleitzahl und Wohnort



Neu! Hallicrafters SR-42

2-Meter-Transceiver



TECHNISCHE DATEN

Frequenzbereich:	144—146 MHz und 146—148 MHz
Betriebsarten:	Empfänger durchstimmbar, Sender quarzgesteuert mit Umschaltung auf 4 Frequenzen oder Zusatz-VFO
Empfindlichkeit:	1 μV für 10 dB Signal/Rauschverhältnis bei 30 % Mod.
Ausgangsleistung:	0,5 Watt NF bei 1 μV Signal mit 30 % Mod.
Zwischenfrequenzen:	20,15 MHz und 1650 kHz
ZF-Durchschlagsfestigkeit:	85 dB
Input:	Senderteil
Frequenzbereich:	12—14 Watt
Quarze:	143,75—148,1, je nach Quarz
Ausgang:	CR-23 U-Typen mit Frequenzen zwischen 24—24,333 MHz
Mikrofoneingang:	(für 144—146 MHz)
Röhren:	Ein Quarz wird mitgeliefert
Dioden:	für 52 Ω Koaxkabel
Nuvistoren:	hochohmig, für Kristallmikrofon mit Handschalter
Stromversorgung:	(PTT-Betrieb)
Masse:	eingebautes Netzteil für 115 V und für 12 V — (Zerhackerpatrone) in der Grundausstattung nicht enthalten
Preis:	31 cm breit, 15 cm hoch, 22 cm tief
Mobil-Montagesatz MR 40	Mit einem Quarz enthält Zerhackerpatrone, Montagematerial und Batterieanschlusskabel
	Fr. 990.—
	Fr. 99.—

Für weitere Auskünfte intern HB 9 AAI verlangen!

JOHN LAY LUZERN Radio TV Elektronik

en gros, Import, Export, Fabrikation
Bundesstr. 13, Tel. 041 3 44 55

JOHN LAY ZUERICH: (Intern HB 9 HG)

Seestr. 45, Tel. 051 27 30 10



HALLICRAFTERS-Vertretung für die ganze Schweiz

Einige Beispiele aus unserer Preisliste 1967 und Sonderangebot A/67

TRANSISTOREN	Vergleiche			Nettopreise ohne Wust Fr.	
AF 1	GFT 20/15	OC 70	2 N 283	-.55	
AF 5	AC 139	2 SB 79	421 T 1	-.70	
AF 7	AC 117 k	AC 128 k	521 T 1	1.45	
AF 8	AC 123	AC 121	AC 126	1.10	
AF 9	OC 604	2 N 362	OC 75	-.90	
AF 106				2.90	
AF 139			60 mW 800 MHz	3.-	
AF 239				4.20	
AF 240				7.75	
BC 107				2.50	
BC 108				2.40	
BC 109				2.50	
GP 2/15	2 SB 16 A	TF 78/15	2 N 321	2.7 W 0.6 A 1.35	
GP 8/30	GFT 4308/30	TF 80/30	147 T 1	8 W 3 A 3.-	
GP 11	OC 30	AD 148	OD 603	11 W 2 A 1.75	
GP 25	AD 142	AD 104	2 N 2869	30 W 10 A 1.75	
GP 30	AD 103	AD 133	AD 138	30 W 15 A 3.-	
GP 33	OC 26	AD 130	2 N 257	30 W 3 A 2.-	
GP 34	AD 153	AD 150	ADY 27	30 W 3.5 A 2.40	
OC 74				-.90	
OC 79				-.90	
RF 1	AF 124	OC 615	2 N 346	1.45	
RF 5	AF 114	AF 142	2 N 2089	1.45	
RF 6	AF 115	AF 143	2 N 2090	1.20	
RF 7	AF 116	AF 144	2 N 2091	1.20	
RF 8	AF 117	AF 149	2 N 2092	-.90	
RF 9	OC 45	OC 612	TF 49	-.65	
RF 39	AF 239			3.75	
KOMPLEMENTÄRPAARE für trafolose Verstärker					
(AF 4 = AC 132 PNP)	+	(AF 27 = AC 127 NPN)		2.75	
(AF 10 = AC 153 PNP)	+	(AF 28 = AC 176 NPN)		3.10	
SUBMINIATUR-SILIZIUM-NPN-PLANAR-EPITAXIAL					
RF 21	BC 121	2 SC 183		100 mW 150 MHz 1.75	
MINIATUR-GERMANIUM-UNIVERSAL-DIODEN					
AA 118	AA 117	AAY 11	SFD 108	-.45	
MG 64	AA 111	AA 119	OA 70	-.25	
MG 74	AA 113	OA 79	AA 121	-.35	
MG 87	AA 118	OA 81	OA 85	-.40	
GERMANIUM-PHOTO-DIODEN					
P 12	APY 12 A			4.75	
P 13	APY 13 A			3.75	
SILIZIUM-ZENER-DIODEN					
		250 mW	300mA		
VR 5	Z 5	SZ 5	BZY 57	OAZ 209	1 N 750 1.75
VR 6	Z 6	SZ 6	BZY 59	OAZ 202	1 N 708 1.75
VR 7	Z 7	SZ 7	BZY 60	OAZ 204	1 N 654 1.75
VR 8	Z 8	SZ 8	BZY 62	OAZ 206	1 N 756 1.75
VR 9	Z 9	SZ 9	BZY 63	OAZ 207	1 N 713 1.75
VR 10	Z 10	SZ 10	1 N 4104	OAZ 212	1 N 758 1.75
VR 11	Z 11	SZ 11	1 N 4105	1 N 715	1 N 962 1.75
LEISTUNGS-ZENER-DIODEN					
		7 W	3 A		
VL 1	ZL 1	BZY 84	D 1	SV 2000	10 LZ 1 D 5 2.50
VL 7	ZL 7	OAZ 224		1 N 1602	1 N 1805 2.50
VL 8	ZL 8	OAZ 226		1 N 1416	1 N 1603 2.50

Lieferungen erfolgen gegen Nachnahme. Mindestbestellung Fr. 5.-. Bei Bestellungen unter Fr. 20.- netto, 10% Mindermengenzuschlag. Die Preise verstehen sich rein netto ab Lager Horgen. Verpackung und Porto werden zu Selbstkosten in Rechnung gestellt. Zwischenverkauf vorbehalten.

Bitte verlangen Sie die neueste illustrierte Preisliste 1966/67 und Sonderangebot A/67



EUGEN QUECK ING.-BÜRO

8810 HORGAN Bahnhofstrasse 5

Telefon 051 / 82 19 71

AZ

3652 Hilterfingen

COLLINS-STECKBRIEF KWM-2



Kurzwellen-Sende-Empfänger für SSB- und CW-Betrieb.

Frequenzbereich: 3,4 ... 5,0 MHz und 6,5 ... 30 MHz, in 14 Bändern mit 200 kHz Bandbreite.

Ausgangsleistung: 100 W Spitzenleistung an 50 Ohm.

Das Gerät kann als mobile oder ortsfeste Station betrieben werden. Auch für den Aufbau von Fernschreibverbindungen (RTTY) geeignet.

Mechanisches Filter mit 2,1 kHz Bandbreite.

Automatische Belastungsregelung (ALC) verhindert Übersteuerung und erhöht die Sprechleistung.

HF-Gegenkopplung zur Reduzierung der Verzerrungen. Doppelte Umsetzung, daher sehr hohe Stabilität. Eingebauter elektronischer Sprachschalter (VOX).

Oszillatoren, mechanisches Filter und HF-Verstärker sind gemeinsam für Senden und Empfangen.

Mitgeliefert werden Quarze für die Bänder:

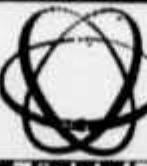
3,4 ... 4,0 MHz 14,8 ... 15,0 MHz

7,0 ... 7,4 MHz 21,0 ... 21,6 MHz

14,0 ... 14,4 MHz 28,5 ... 28,7 MHz

Zwei Leerfassungen für zusätzliche Quarze.

Preis: **Fr. 5280.—** (ohne Netzgerät)

TELION  **elektronik**

Telion AG 8047 Zürich 47 Tel. 051 54 99 11