

**Zeitschrift:** Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe = Bulletin technique / Entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses = Bollettino tecnico / Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegrafi svizzeri

**Herausgeber:** Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe

**Band:** 34 (1956)

**Heft:** 8

**Artikel:** Ein Bandfilter grosser Bandbreite für den Empfang des Hochfrequenz-Telephonrundspruchs

**Autor:** Kallen, R.

**DOI:** <https://doi.org/10.5169/seals-874536>

### **Nutzungsbedingungen**

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

### **Conditions d'utilisation**

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. [Voir Informations légales.](#)

### **Terms of use**

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. [See Legal notice.](#)

**Download PDF:** 15.03.2025

**ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>**

- [17] Kraus, J. D. Nature **175** (1955), 502.  
 [18] Hanbury Brown, R., and C. Hazard. Phil. Mag. **43** (1952), 137.  
 [19] Van de Hulst, H. C., C. A. Muller and J. H. Oort. Bull. Astron. Inst. Neth. **12** (1954), 117.  
 [20] Getmantsev, G. G., K. S. Stankevich und V. S. Troitskii. Compt. Rend. Acad. Sc. URSS **103** (1955), 783.  
 [21] Gardner, F. F. J. Atmosph. Terr. Phys. **5** (1954), 298.  
 [22] Burke, B. F., and Franklin, K. L. J. Geophys. Res. **60** (1955), 213.  
 [23] Kraus, J. D. Nature **178** (1956), 33.

Die zitierten Originalarbeiten beziehen sich auf die in diesem Aufsatz zugrunde gelegten Abhandlungen. Es gibt eine grosse Anzahl weiterer wichtiger Veröffentlichungen über Radio-Astro-

nomie, auf die in diesem kurzen Übersichtsbericht nicht eingegangen werden konnte. Im folgenden führen wir noch einige zusammenfassende Abhandlungen an, die ihrerseits ein ausführliches Schrifttum aufweisen.

Pawsey, J. W., and R. N. Bracewell. Radio Astronomy. Oxford 1955.

Waldmeier, M. Radiowellen aus dem Weltraum. Zürich 1954. Unsöld, A. Physik der Sternatmosphären. Kap. XXII. Berlin 1955.

Wild, J. P. Observational Radio Astronomy. Bd. VII der Sammlung «Advances in Electronics and Electron Physics». New York 1955.

Adresse des Verfassers: Dipl.-Ing. H. H. Klinger, Nithartstrasse 1, München 9

## Ein Bandfilter grosser Bandbreite für den Empfang des Hochfrequenz-Telephonrundspruchs

Von R. Kallen, Bern

621.372.544.2:621.395.97.029.5

**Zusammenfassung.** Dem Wunsche, den Hochfrequenz-Telephonrundspruch (HFTR) als Programmquelle hoher Wiederabequalität auszunützen, steht heute noch das Fehlen eines preislich günstigen Filtersatzes entgegen. Die vorliegende Arbeit gibt die Grundlagen für den Bau eines einfachen dreikreisigen Bandfilters, das eine Bandbreite von 10 kHz aufweist. Die Veröffentlichung des Aufsatzes erfolgt in der Meinung, den Empfängerfabrikanten einen Hinweis zum Bau moderner HFTR-Empfänger zu geben. Von einem Selbstbau des beschriebenen Filters durch Amateure ist indessen abzuraten, weil zur Kontrolle der Abstimmung und des Demodulators Präzisionsgeräte nötig sind.

### Allgemeines

Für den Empfang der Hochfrequenz-Telephonrundspruch-(HFTR-)Sendungen werden heute zumeist Radioempfänger und spezielle HFTR-Empfänger verwendet. Es ist allgemein bekannt, dass die gewöhnlichen Radioempfänger auf Langwellen eine kleine Bandbreite aufweisen, da sie in erster Linie für den Empfang der drahtlosen AM-Sendungen eingerichtet sind und deshalb eine hohe Trennschärfe aufweisen müssen. Messungen an einigen neuern Modellen haben gezeigt, dass der Abfall der hohen Tonfrequenzen schon bei etwas über 2 kHz einsetzt und dass ein durchschnittlicher Empfänger bei Langwellenempfang bei 3 kHz einen Abfall von 0,5 N gegenüber 1 kHz aufweist (Tonblende hell). Es ist verständlich, dass ein so stark beschnittener Frequenzumfang den anspruchsvolleren Hörer niemals zu befriedigen vermag.

Die Verhältnisse liegen schon günstiger bei den Radioempfängern mit veränderbarer Bandbreite und bei den fest abgestimmten HFTR-Empfängern. Diese Geräte besitzen einen Frequenzumfang von etwa 5000 Hz; sie nützen aber den sendeseitig zur Verfügung stehenden Frequenzbereich von 10 kHz\* auch nur zur Hälfte aus. Nachdem mit der Entwicklung der modernen Tonträger in zunehmendem Masse Verstärker- und Lautsprecheranlagen hoher Wiederabequalität in den Handel gelangen, macht sich

\* Der Frequenzumfang von 10 kHz ist heute bereits auf einigen TR-Kanälen verwirklicht.

**Résumé.** Le désir d'utiliser la télédiffusion à haute fréquence (TD-HF) comme source de programmes de qualité supérieure se heurte au fait qu'il n'existe pas encore aujourd'hui de filtres d'un prix favorable. Le présent article indique les principes pouvant servir à la construction d'un filtre de bande simple à trois circuits pour une largeur de bande de 10 kHz. L'auteur publie cet article dans l'espoir d'engager les fabricants à construire des récepteurs de TD-HF plus modernes. Cependant, il déconseille aux amateurs de construire eux-mêmes le filtre décrit, car le contrôle de l'accord et de la démodulation exige des appareils de précision.

auch das Bedürfnis nach verbesserten HFTR-Empfängergeräten mehr und mehr bemerkbar. Wenn die Verbreitung von Breitband-Empfängergeräten trotzdem nur zögernd erfolgt, so liegt dies zum guten Teil an den Kosten der Eingangsfiler, die mit der Bandbreite ansteigen. Im folgenden soll nun gezeigt werden, dass mit bescheidenem Aufwand ein Filter für eine Bandbreite von 10 kHz gebaut werden kann, das die erforderliche Nebensprechdämpfung von mindestens 7 N aufweist.

### Berechnungsgrundlagen

Das Filter basiert auf der Theorie der Radio-Bandfilter und stellt eine Kombination von zweikreisigem Bandpass mit gekoppelten Kreisen (Fig. 1) und einem

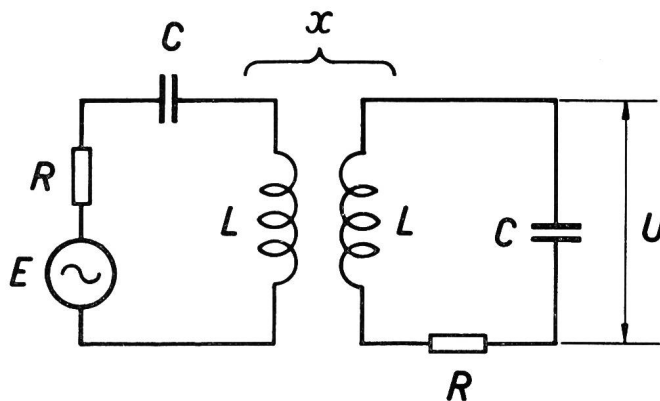


Fig. 1. Prinzipschaltung des zweikreisigen Bandfilters mit induktiver Kopplung

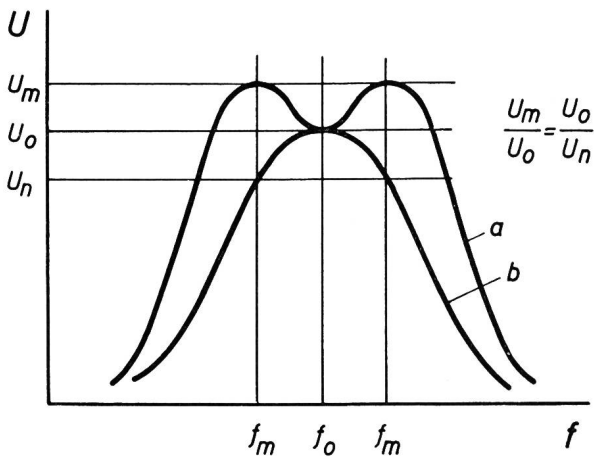


Fig. 2. Verlauf der Spannung am Kondensator bei einem zweikreisigen Bandfilter mit überkritischer Kopplung (a) und bei einem Einzelschwingkreis (b). Das Produkt der beiden Kurven führt mit der angegebenen Bedingung zu einem Bandpass geringer Welligkeit im Durchlassbereich.

Einzelschwingkreis (Fig. 3) dar. Die bei überkritischer Kopplung von Schwingkreisen auftretende Einsattelung in der Kurve der Ausgangs-Leerlaufspannung (Fig. 2, a) kann bei passender Wahl der Schwingkreisgüte mit dem Einzelschwingkreis (Fig. 2, b) soweit kompensiert werden, dass die Welligkeit im Durch-

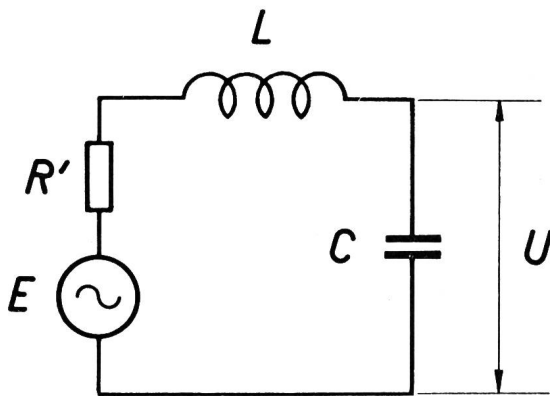
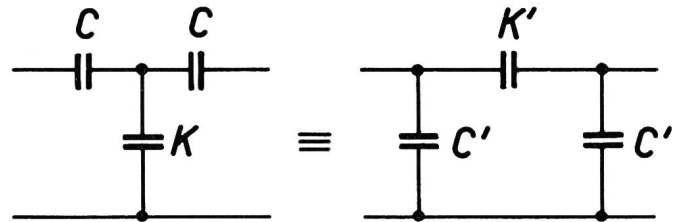


Fig. 3. Elemente des Einzelschwingkreises

lassbereich unbedeutend wird. Im Gegensatz zu der häufigeren Anordnung, bei der der Einzelschwingkreis in den Anodenkreis einer Röhre gelegt wird, sind beim vorliegenden Bandfilter alle drei Kreise auf der Niederpegelseite angeordnet (Fig. 5). Dies hat den Vorteil, dass die gegenseitige Beeinflussung der

Kreise weniger kritisch wird und dass trotz Verwendung einer Röhre hoher Steilheit keine Rückkopplungsgefahr besteht. Die Kopplung zwischen dem ersten und zweiten Kreis erfolgt hier kapazitiv, was erlaubt, beim Umschalten der Kanäle die Kopplung auf einfache Art zu ändern, was wiederum zur Einstellung einer konstanten Bandbreite nötig ist. Die Ankopplung des dritten an den zweiten Kreis erfolgt als direkte galvanische Kopplung über den Verlustwiderstand  $R_2$  des zweiten Kreises. Die sechs Kanäle werden durch Umschalten der Kondensatoren an den Stellen -x- gewählt; die Schaltung kommt somit mit nur drei Spulen aus.



$$C' = \frac{K}{K/C + 2} ; K' = \frac{C}{K/C + 2}$$

Fig. 4. Äquivalente T- ( $\Delta$ ) und  $\pi$ -( $\Delta$ ) Schaltungen für kapazitiv gekoppelte Schwingkreise

Für das zweikreisige Bandfilter wird vorausgesetzt, dass beide Kreise gleiche Verluste und Induktivitäten aufweisen, was leicht zu realisieren ist und die Rechnung vereinfacht.

Mit den Bezeichnungen nach Fig. 1 und mit

$$Q = \frac{\omega L}{R} ; \Omega = \frac{\omega}{\omega_0} \quad (1)$$

wird die Spannung am Kondensator \*

$$|U| = \frac{\kappa}{\Omega^2} \frac{E}{\sqrt{[\kappa^2 + Q^2 - (1 - \Omega^2)^2]^2 + 4Q^2(1 - \Omega^2)^2}} \quad (2)$$

wobei  $\kappa$  der Kopplungsfaktor ist.

Mit den hier auftretenden Schwingkreisgüten  $Q \gg 1$  vereinfacht sich (2) für Frequenzen in der weitem

\* F. E. Terman. Radio Engineers Handbook. New York/London 1943. S. 155.

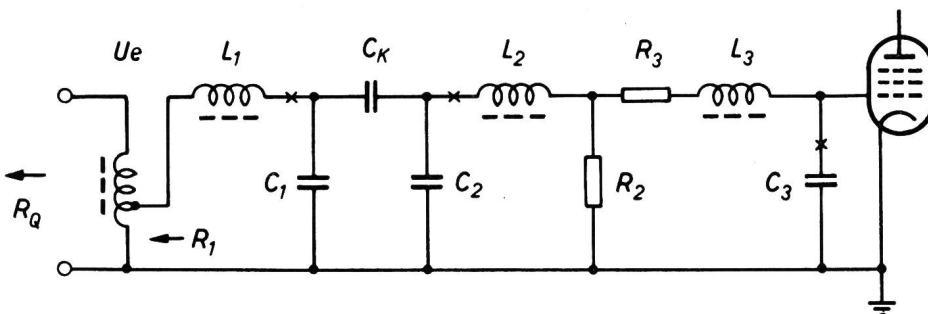


Fig. 5. Prinzipschaltung des dreikreisigen Bandfilters. Die Kondensatoren werden an den Stellen -x- zur Wahl des Empfangskanals umgeschaltet. Die Abgleichtrimmer sind der Übersichtlichkeit halber nicht gezeichnet

Umgebung der Resonanzfrequenz zu

$$|U| \approx \frac{\kappa}{\Omega^2} \frac{E}{\kappa^2 - (1 - \Omega^{-2})^2} \quad (3)$$

Für den Fall überkritischer Kopplung

$$\kappa > \kappa_c, \text{ wobei } \kappa_c = 1/Q \quad (4)$$

weist die Gleichung (2) zwei Maxima bei den Frequenzen  $\Omega_m$  auf, die beidseits der Resonanzfrequenz liegen:

$$\Omega_m = \frac{\omega_m}{\omega_0} \frac{1}{\sqrt{1 \pm \kappa (1 - k^2)^{1/2}}} \quad (5)$$

Dabei ist  $k = \kappa/\kappa_c = \kappa Q$ . (6)

Im vorliegenden Fall gilt annähernd

$$\kappa \gg \kappa_c \text{ und } \kappa \ll 1, \quad (7)$$

so dass sich (5) vereinfacht zu

$$\boxed{\Omega_m \approx 1 \pm \kappa/2} \quad (8)$$

Die Überhöhung der beiden Höcker (Fig. 2, a) gegenüber der Spannung  $U_0$  bei Resonanz erhält man, wenn man (8) und danach  $\Omega = 1$  in (2) einsetzt. Der Quotient der beiden Ausdrücke ist dann mit einigen geringfügigen Vernachlässigungen:

$$\boxed{\frac{|U_m|}{U_0} \approx \frac{1 + k^2}{\sqrt{1 + 4k^2}}} \quad (9)$$

Für die Berechnung der Selektivität interessiert ferner die Spannung bei Frequenzen in der weitem Umgebung der Resonanzfrequenz. Man erhält mit  $\Omega = 1$  in (2) und aus (3), (4) und (6)

$$\boxed{\frac{|U|}{U_0} \approx \frac{1}{\Omega^2} \frac{1 + k^2}{k^2 - Q^2 (1 - \Omega^{-2})^2}} \quad (10)$$

Mit Hilfe der Gleichungen (8), (9) und (10) lassen sich die Eigenschaften des zweikreisigen Bandfilters in groben Zügen berechnen.

Der *Einzelschwingkreis* (Fig. 3) kompensiert die Höcker des zweikreisigen Bandfilters, wenn seine Verluste rund doppelt so gross sind wie die der andern zwei Kreise:

$$Q_3 = \frac{\omega L}{R'} \approx Q/2 \quad (11)$$

Für diesen Kreis gilt allgemein

$$\boxed{\frac{|U|}{U_0} = \frac{1}{\Omega^2 \sqrt{1 + Q_3^2 (1 - \Omega^{-2})^2}}} \quad (12)$$

und für Frequenzen in der weitem Umgebung der Resonanzfrequenz

$$\boxed{\frac{|U|}{U_0} \approx \frac{1}{Q_3 (\Omega^2 - 1)}} \quad (13)$$

Für die *kapazitive Kopplung* von Schwingkreisen gilt mit den Bezeichnungen der Figur 4

$$\kappa = \frac{C}{C + K} \quad (14)$$

wobei  $C$  die Schwingkreiskapazitäten wie in Figur 1 darstellen. Es ist von Vorteil, diese Kapazitäten einseitig erden zu können, so dass an Stelle der T-Schaltung die äquivalente  $\pi$ -Schaltung verwendet wird. Die Umwandlung erfolgt nach den bekannten Regeln.

Wie aus dem Nachfolgenden hervorgeht, muss die Schwingkreisgüte  $Q$  für gleiche Bandbreite aller Kanäle mit der Kanalfrequenz ungefähr proportional ansteigen. Man erreicht dies, indem man die Spulengüte  $Q > 300$  wählt und die Verluste zur Hauptsache in die frequenzunabhängigen Widerstände  $R_1 \dots R_3$  (Fig. 5) legt.  $R_1$  wird durch den auf die Sekundärseite transformierten Quellenwiderstand  $R_Q$  der Anschlussdose gebildet. Man kann im zweiten und dritten Kreis Spulen geringerer Güte verwenden, wenn man die Kreisverluste ganz in die Spulen verlegt. In diesem Fall müssen aber mit den Kondensatoren auf den untern Kanälen individuelle Dämpfungswiderstände umgeschaltet werden, die den Kondensatoren parallel geschaltet sind. Die Ankopplung des dritten Kreises an den zweiten geschieht dann über einen hochohmigen Widerstand, der den zweiten Kreis auf der obersten Kanalfrequenz gerade so dämpft, als dies für die Einhaltung des Rechnungswertes für  $Q$  notwendig ist.

*Rechnungswerte für ein Bandfilter zum Empfang der sechs HFTR-Programme*

Lässt man für die Eckfrequenz 10 kHz einen Abfall von etwa 0,3 N zu, dann werden die beiden Höcker des zweikreisigen Filters  $\pm 9$  kHz von der Resonanzfrequenz entfernt gewählt. Die Überhöhung führt mit  $U_m/U_0 = 1,8$  (0,6 N) zu gut realisierbaren Kreisverlusten. Der Einzelkreis ist so zu dämpfen, dass er bei  $\pm 9$  kHz gerade einen Abfall von 0,6 N verursacht. Man erhält so für  $\Omega_m$  und  $Q_3$  die in der *Tabelle I* in Kolonne 2 und 5 eingetragenen Werte. Der Wert  $k$ , der nach (9) die Höhe der Höcker bestimmt, wird für alle Kanäle entsprechend  $U_m/U_0 = 1,8$  zu  $k = 3,3$  festgelegt (Kolonne 4). Die Kopplung  $\kappa$  ergibt sich aus (8) und die Kreisgüte der beiden ersten Kreise aus (6). Diese Werte finden sich in den Kolonnen 3 und 6. Man sieht, dass die Güte  $Q_3$  des Einzelschwingkreises annähernd gleich der Hälfte der Güte der beiden andern Kreise ist.

Unter Annahme einer Schwingkreis-Induktivität  $L = L_1 = L_2 = L_3$  von 1,5 mH ergeben sich die in Kolonne 7 enthaltenen Kapazitäten gemäss der allgemein bekannten Beziehung. Die Werte der Kopplungskapazitäten  $K$  und  $C_K$  (Kolonnen 8 und 10) sowie die effektiven Schwingkreiskapazitäten  $C_1$  und  $C_2$  (Kolonne 9) ergeben sich aus der Formel (14) und aus Fig. 4. Für  $C_K$  resultieren sehr kleine Werte, so dass mittels Schirmung dafür gesorgt werden muss, dass die direkte Schaltkapazität zwischen den beiden ersten Kreisen unter diesem Wert  $C_K$  liegt.

Die Widerstände  $R_2$  und  $R_3$  und das Übersetzungsverhältnis des Übertragers  $U_e$  werden so gewählt, dass die errechneten Kreisgüten erreicht werden. Unter Annahme einer Spulengüte von  $Q \approx 350$  erhält

Tabelle I

Rechnungswerte für ein HFTR-Bandfilter (Rechenschiebergenauigkeit)  
Spuleninduktivität 1,5 mH

Kanal	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
	$f_0$	$\frac{\Omega_m}{1/\Omega_m}$	$z$	$k$	$Q_3$	$Q$	$C=C_3$	$K$	$C'=C_1, C_2$	$K'=C_K$
I	175 kHz	1,052	0,105	3,3	13,5	31,5	555 pF	4,75 nF	450 pF	53 pF
II	208	1,043	0,086	3,3	16,5	38,5	390	4,15	330	31
III	241	1,037	0,074	3,3	19	44,5	290	3,62	250	20
IV	274	1,033	0,066	3,3	22	50	225	3,18	195	14
V	307	1,030	0,059	3,3	25	56	180	2,88	160	10
VI	340	1,026	0,052	3,3	28	64	145	2,67	130	7

man für  $R_1 \approx 40 \Omega$  und mit  $R_Q = 600 \Omega$  eine Übersetzung von rund 4 : 1. Für die Berechnung der Widerstände  $R_2$  und  $R_3$  sind die Verlustwiderstände der Spulen und die Art der Zusammenschaltung zu berücksichtigen; man erhält mit den genannten Spulengüten die runden Werte  $R_2 \approx 60 \Omega$  und  $R_3 \approx 100 \Omega$ .

Die Dämpfung des Nachbarkanals setzt sich aus derjenigen des Zweikreis-Bandfilters nach Gleichung (10) und derjenigen des Einzelschwingkreises nach Gleichung (13) zusammen. Die Rechnungswerte sind für den untersten und den obersten Kanal in der *Tabelle II* enthalten.

Tabelle II

Dämpfung A des Nachbarkanals

Empfangskanal	Zweikreis-Bandfilter		Einzelschwingkreis		ganzes Filter
	$\frac{U}{U_0}$	$A = \ln \frac{U_0}{U}$	$\frac{U}{U_0}$	$A = \ln \frac{U_0}{U}$	$A_{total}$
I	0,117	2,15 N	0,180	1,70 N	3,85 N
VI	0,075	2,58 N	0,195	1,63 N	4,21 N

Die berechnete Sperrdämpfung von rund 4 N genügt, wenn man die Zusatzdämpfung berücksichtigt, die die Demodulation liefert. Nach *Buchmann*\* ist die effektive Nebensprechdämpfung am Ausgang des Demodulators theoretisch mindestens gleich der doppelten Filterdämpfung, so dass der geforderte Nebensprechwert von 7 N zwischen den Kanälen gut eingehalten wird.

Anwendungsgebiet

Das beschriebene Filter ergibt gegenüber den heute gebräuchlichen HFTR-Empfangsfiltern die doppelte Bandbreite bei bescheidenem Mehraufwand. Es bietet somit die Möglichkeit, HFTR-Breitband-Empfangsgeräte zu vernünftigen Preisen zu bauen. In *Figur 6* ist ein auf der gezeigten Basis aufgebautes Vorsatzgerät abgebildet.

Die Vergrößerung der Bandbreite stellt naturgemäß erhöhte Anforderungen an die Verzerrungs- und Geräuschfreiheit der HFTR-Übertragung. Das Anwendungsgebiet für Breitband-Empfangsgeräte

wird dadurch etwas eingeschränkt. Insbesondere ist davon abzuraten, solche Geräte bei Teilnehmeranschlüssen mit oberirdischer Zuführung ohne vorherige Abklärung der Geräuschverhältnisse einzurichten.

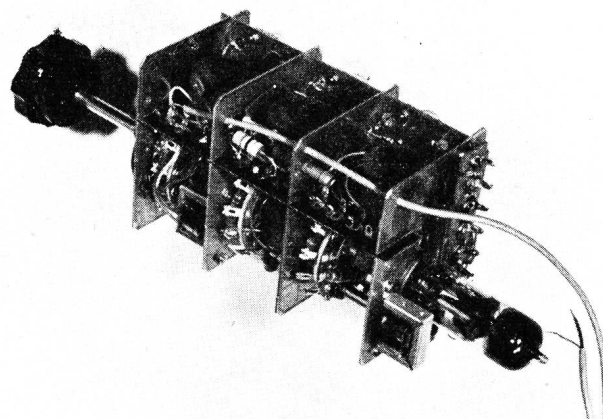


Fig. 6. HFTR-Vorsatzgerät hoher Wiedergabequalität, mit dem beschriebenen Bandfilter ausgerüstet

\* *E. Buchmann*. Über die Filterwirkung bei der Gleichrichtung amplitudenmodulierter Träger. *Telegraphen-, Fernsprech-, Funk- und Fernsehtechnik (TFT)* 30 (1941), 116.