

Die interessante Schaltung:

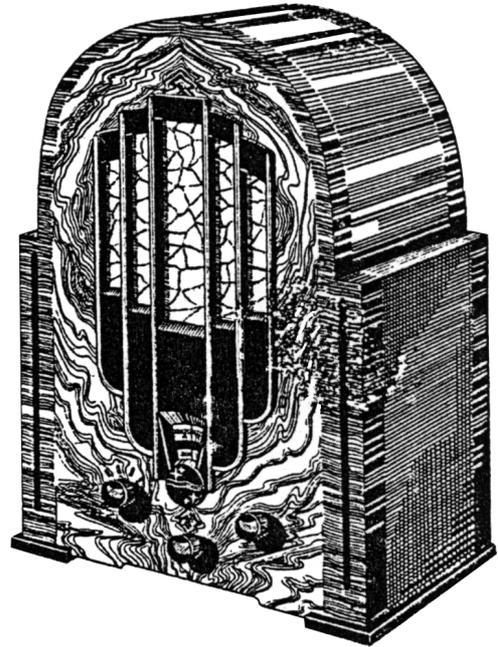
Der Philips 4-Kreis-Geradeusempfänger 636 A Superinductance

Von *Hermann Freudenberg*, GFGF, Netphen; 1991

Vom Autor im Januar 2002 bearbeitet für

<http://www.radiomuseum.org/>

Teil 2



Inhalt

Teil 1 (8 Seiten)

1. Messbedingungen	2
2. Schaltbild	2
3. Das „mitdrehende“ Potentiometer	2

Teil 2 (9 Seiten)

4. HF-Abgleich und Empfindlichkeit	2
5. Durchlasskurven	3
5.1. Eingangsbandfilter	3
5.2. Einzelkreise und Gesamtdurchlasskurve	6

Teil 3 (17 Seiten)

6. HF-Verstärkung	2
6.1. Eingangswert für die Antennenankopplung	2
6.2. Aperiodischer HF-Verstärker	5
6.3. Gesamtverstärkung	8
7. Schwundausgleich	11
8. Rauschen des Empfängers	12
Schluss	16
Literaturverzeichnis	17

4. HF-Abgleich und Empfindlichkeit

Bei voller Verstärkung des HF-Verstärkers erfolgt eine Rückwirkung über die Gitteranoden- und andere parasitäre Kapazitäten, die zu einer Verstimmung der Kreise bzw. zur Asymmetrie der Resonanzkurven führt.^{15 16} Deshalb erfolgte der Abgleich und die Messung der Resonanzkurven bei relativ großer Gittervorspannung der HF-Röhren L1 und L2 von etwa -5 Volt, die von außen über ein Netzgerät zugeführt wurde.

Ein Abgleich des Gerätes mit den keramischen Schiebetrimmern C38, C41, C43 und C45 missriet zunächst völlig; Empfindlichkeit und Trennschärfe erfüllten in keiner Weise die Erwartungen. Eine Überprüfung des Gleichlaufs des Vierfachdrehkos im eingebauten Zustand brachte ein erschütterndes Ergebnis (Abb. 5).

Bei dem Vierfachdrehko handelt es sich um die mechanische Reihenschaltung von vier einzelnen Drehkondensatoren;¹⁷ die einzelnen Drehkos sind auf zwei Achsen aufgereiht, die ihrerseits in den Bohrungen von zwei Chassisplatten axial frei beweglich eingesetzt sind. Eine Lasche am rückwärtigen Ende einer Achse sichert das Ganze. An die Abschirmgehäuse der einzelnen Drehkos sind Abschirmbleche und Masseleitungen starr angelötet.

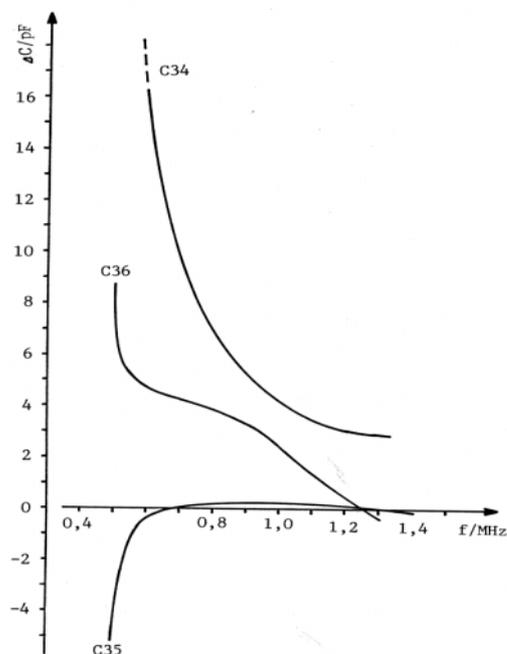


Abb. 5. Gleichlauffehler des Vierfachdrehkos

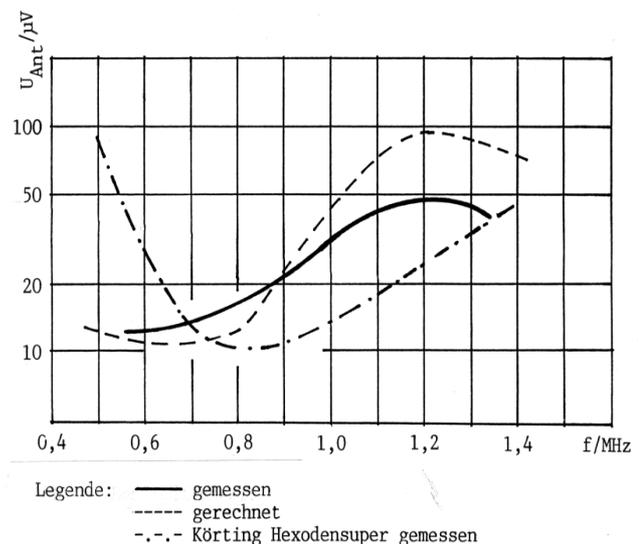


Abb. 6. Empfindlichkeit

„Das Auswechseln von dieser

¹⁵ Deketh (1946), S. 172 ff

¹⁶ Hopf (1951)

¹⁷ Philips Service Documentatie (1933), Fig. 2

Kondensatoreinheit ist eine sehr komplizierte Reparatur und erfordert spezielle Hilfsmittel, so dass dies allein bei Philips geschehen kann" heißt es in der Service-Dokumentation.¹⁸

Nach dem Ausbau wurde der Gleichlauf erneut geprüft und festgestellt, dass bis auf den zweiten Drehko C35 der Gleichlauf jetzt sehr gut war. Es wird angenommen, dass das im Grunde recht labile mechanische System innerhalb des Chassis verspannt war.

Bei C35 wurde festgestellt, dass der axiale Festanschlag, gegen den der Rotor durch eine Blattfeder gedrückt wird, defekt ist. Da das Abschirmgehäuse nicht geöffnet werden kann, ohne die gesamte Vierfachanordnung zu zerlegen, wurde außen ein zusätzlicher Festanschlag bei C35 angebracht, mit dem ein ausreichender Gleichlauf von besser als +/- 0,5 pF erzielt wurde.

Nach dem Einbau des Vierfachdrehkos und erneutem Abgleich konnte die in Abb. 6 dargestellte Empfindlichkeit¹⁹ gemessen werden. Zum Vergleich ist das Messergebnis für den Körting-Super ebenfalls eingezeichnet.

5. Durchlasskurven

5.1. Eingangsbandfilter

Zwischen Antenne und Gitter 1 der ersten HF-Röhre L1 liegt ein Bandfilter mit kapazitiver Stromkopplung.

Für den Kopplungsfaktor²⁰ gilt:

$$k \approx \frac{C}{C_k} \quad (16)$$

wobei C die Drehko- und C_k die Fußpunktkapazität C47 ist. Mit

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (17)$$

nach C aufgelöst und in (16) eingesetzt erhält man mit (5) und $C_k = C47 = 40 \text{ nF}$ (Abb. 1)

¹⁸ Philips Service Documentatie (1933), S. 7

¹⁹ Barkhausen 4. Bd. (1937), S. 227 ff.

²⁰ Pitsch (1948), S. 200

$$k = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot C_K \cdot L} \quad (18)$$

bzw. mit dem messtechnisch ermittelten Q die normierte Kopplung $Q \cdot k$ in Abb. 7.

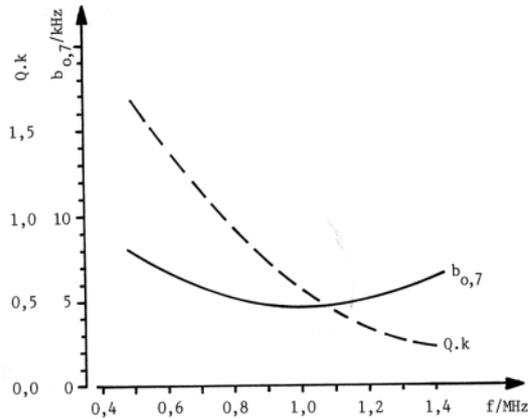


Abb. 7. Eingangsbandfilter: Bandbreite und normierte Kopplung

Das Bandfilter ist oberhalb von 700 kHz unterkritisch gekoppelt. Der kapazitive Abgleich des Filters mit den Trimmerkondensatoren C39 und C41 kann deshalb am kurzwelligen Bandende ohne besondere Maßnahmen (Bedämpfung, Verstimmung) erfolgen.

Die normierte Spannung am Sekundärkreis eines zweikreisigen Bandfilters ist bei $Q \cdot k > 1$.²¹

$$\frac{U_2}{U_{2\max}} = \frac{U_2}{U_{2H}} = \frac{2 \cdot Q \cdot k}{\sqrt{(1 - (Q \cdot b/f)^2 + (Q \cdot k)^2)^2 + 4 \cdot (Q \cdot b/f)^2}} \quad (19)$$

und für $Q \cdot k < 1$:²¹

$$\frac{U_2}{U_{2\max}} = \frac{1 + (Q \cdot k)^2}{\sqrt{(1 - (Q \cdot b/f)^2 + (Q \cdot k)^2)^2 + 4 \cdot (Q \cdot b/f)^2}} \quad (20)$$

Die Bandbreite b ist in (19) bzw. (20) implizit enthalten. Die Auswertung der Funktionen nach $b_{0,7}$ erfolgte mit Q aus Abb. 3 und $Q \cdot k$ aus Abb. 7; das Ergebnis ist ebenfalls in Abb. 7 eingetragen.

Es wird über den gesamten MW-Bereich ein sehr ausgeglichener Verlauf der Bandbreite erreicht; dies ist zurückzuführen auf den Verlauf der Kreisgüte Q in Abhängigkeit von der Frequenz, wie im folgenden nachgewiesen wird.

Die Verluste im Parallelschwingkreis können im wesentlichen durch die Widerstände r_L , r_C , und durch den Leitwert G entsprechend Abb. 8 dargestellt werden.

Für die Dämpfung gilt:

$$d = (r_L + r_C) \cdot (1/\omega \cdot L) + G \cdot \omega \cdot L \quad (21)$$

²¹ Rint, II. Bd. (1953), S. 108, 109

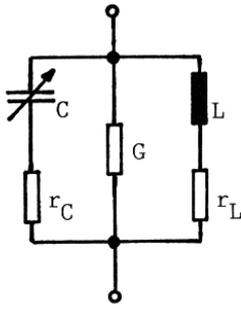


Abb. 8.

r_L ist der ohmsche Widerstand der Spule, r_C ist abhängig von der Größe der Kapazität und damit bei kapazitiver Abstimmung frequenzabhängig, der Paralleleitwert G setzt sich aus einem frequenzunabhängigen (z.B. Innenwiderstand der Röhre) und einem frequenzabhängigen Leitwert zusammen. Damit lassen sich die Verluste wie folgt beschreiben:

$$r_C = r_{Co} \cdot \frac{C}{C_{max}} \quad (22)$$

Mit

$$C = \frac{1}{\omega^2 \cdot L} \quad ; \quad \omega = 2 \cdot \pi \cdot f$$

wird

$$r_C = r_{Co} \cdot (f_{min}/f)^2 \quad (23)$$

$$G = G_0 + G_1 \cdot (f_{max}/f)^2 \quad (24)$$

Mit (21), (23) und (24) wird:

$$d = (r_L + r_{Co} \cdot (f_{min}/f)^2) \cdot 1/(\omega \cdot L) + (G_0 + G_1 \cdot (f_{max}/f)^2) \cdot \omega \cdot L \quad (25)$$

In Abb. 3 ist mit den Werten

$$r_L = 2,8 \, \Omega \quad ^{22} \quad (26)$$

$$r_{Co} = 1,5 \, \Omega$$

$$R_0 = 1/G_0 = 1,5 \, M\Omega$$

$$R_1 = 1/G_1 = 400 \, k\Omega$$

$$f_{min} = 500 \, kHz$$

$$f_{max} = 1400 \, kHz \, max$$

die mit (25) berechnete Kurve $Q = 1/d$ nachgetragen. Sie schmiegt sich sehr gut der messtechnisch ermittelten Kurve an, womit die abgeschätzten Werte bestätigt werden. Mit (18), (19), (20) und (25) lässt sich nun die Bandbreite $b_{0,7}$ des Eingangsbandfilters in Abhängigkeit von der Frequenz berechnen. In Abb. 9 sind die berechnete Bandbreite $b_{0,7}$ und in Abb. 10 die normierte Dämpfung für die Nennwerte (26) und vergleichsweise für verschiedene andere Parameter dargestellt; in Abb. 9 ist zum Vergleich auch die aus den Messwerten ermittelte Bandbreite entsprechend Abb. 7 eingetragen. In Abb. 9 bzw. 10 nicht genannte Parameter entsprechen (26).

²² Philips Service Documentatie (1933), S. 10

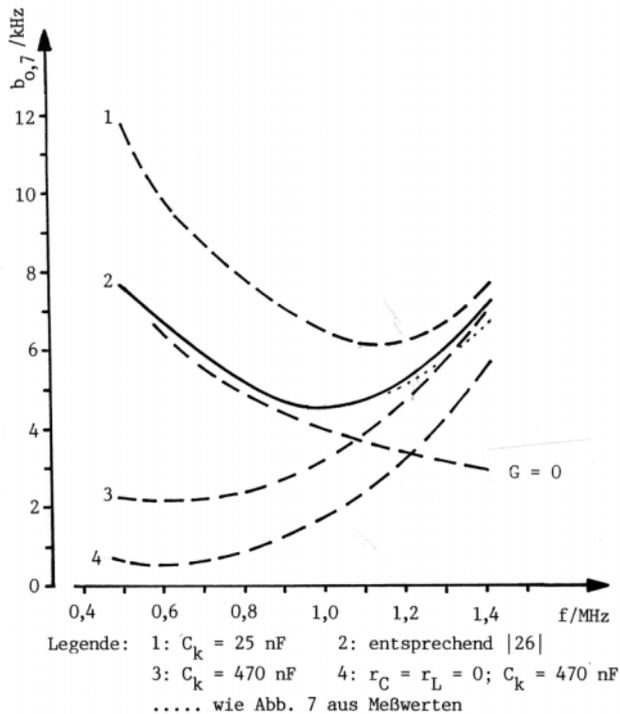


Abb. 9. Eingangsbandfilter: Bandbreite $b_{0,7}$ berechnet

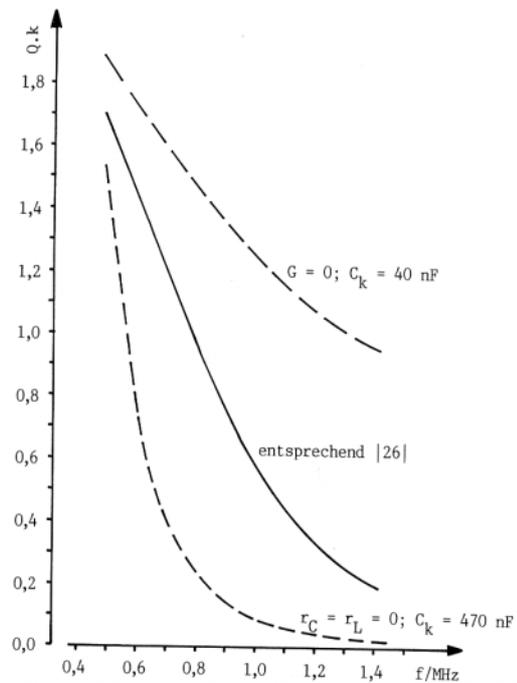


Abb. 10. Eingangsbandfilter: normierte Kopplung berechnet

Man erkennt, wie vorzüglich das Bandfilter optimiert wurde; die Bandbreite beträgt im gesamten MW-Bereich $6 \pm 1,5$ kHz.

5.2. Einzelkreise und Gesamtdurchlasskurve

Die Röhren L1 / L2 bzw. L2 / L3 sind mit Einzelkreisen untereinander gekoppelt. Da die elektrischen Eigenschaften weitgehend identisch sind mit den Kreisen des Eingangsbandfilters, gilt auch hier Abb. 8 mit den Daten (26). Die beiden Einzelkreise können auch als ein (über Röhre L2) nullgekoppeltes Bandfilter aufgefasst werden. Setzt man in (20) $k = 0$, so erhält man die Durchlasskurve dieser beiden Kreise:

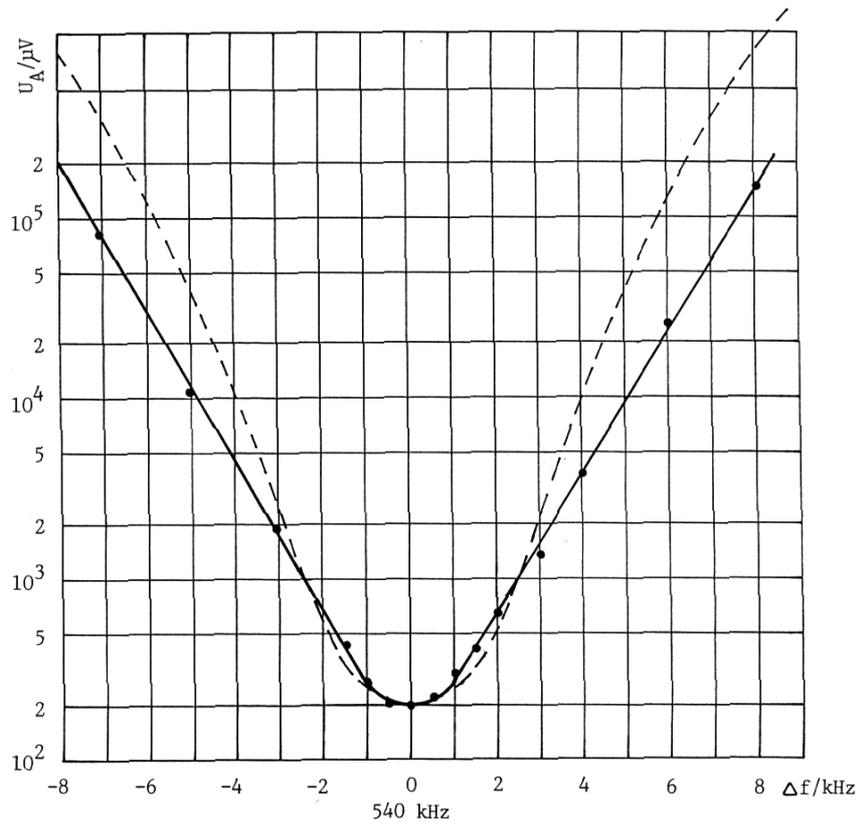
$$\frac{U_2}{U_{2\max}} = \frac{1}{1 + (Q \cdot b/f)^2} \quad (27)$$

bzw. für den Einzelkreis:²³

$$\frac{U_2}{U_{2\max}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (Q \cdot b/f)^2}} \quad (28)$$

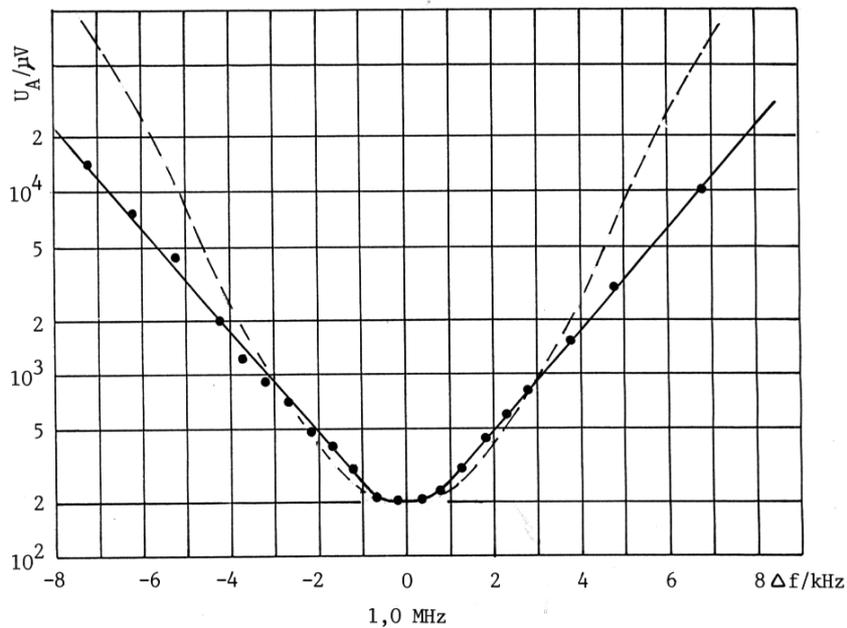
Multipliziert man (19) bzw. (20) (Durchlasskurve des Eingangsbandfilters) mit (27) (Durchlasskurve von zwei nullgekoppelten identischen Einzelkreisen), so erhält man die gesamte Durchlasskurve des Empfängers.

²³ Feldtkeller (1953), S. 22



Legende: —●—●—●—●— gemessen Antennenspannung für $1V_{\text{eff}}$ an
 - - - - - gerechnet Schwingspule. $-U_g = 4,2 \text{ V}$

Abb. 11. Durchlaßkurve über alle 4 Kreise bei 540 kHz



Legende: —●—●—●—●— gemessen Antennenspannung für $1V_{\text{eff}}$ an
 - - - - - gerechnet Schwingspule. $-U_g = 5,9 \text{ V}$

Abb. 12. Durchlaßkurve für alle 4 Kreise bei 1,0 MHz

"Als Maß für das HF-mäßig einigermaßen einwandfrei verstärkte Frequenzband kann man die sog. Halbwertsbreite betrachten".²⁴ Die berechnete Halbwertsbreite $b_{0,5}$ ist in Abb. 14 und die Trennwirkung (Selektion)²⁵ für 9 kHz und 18 kHz Verstimmung in Abb. 15 jeweils als Funktion der Frequenz aufgetragen. Zum Vergleich sind die Kurven für geänderte Bandfilterkopplung ($C_k = 20$ bzw. 100 nF) eingezeichnet; man erkennt, dass der vom Konstrukteur gewählte Wert $C_k = 40$ nF auch bei Betrachtung der Durchlasskurve über alle vier Kreise als guter Kompromiss befriedigt.

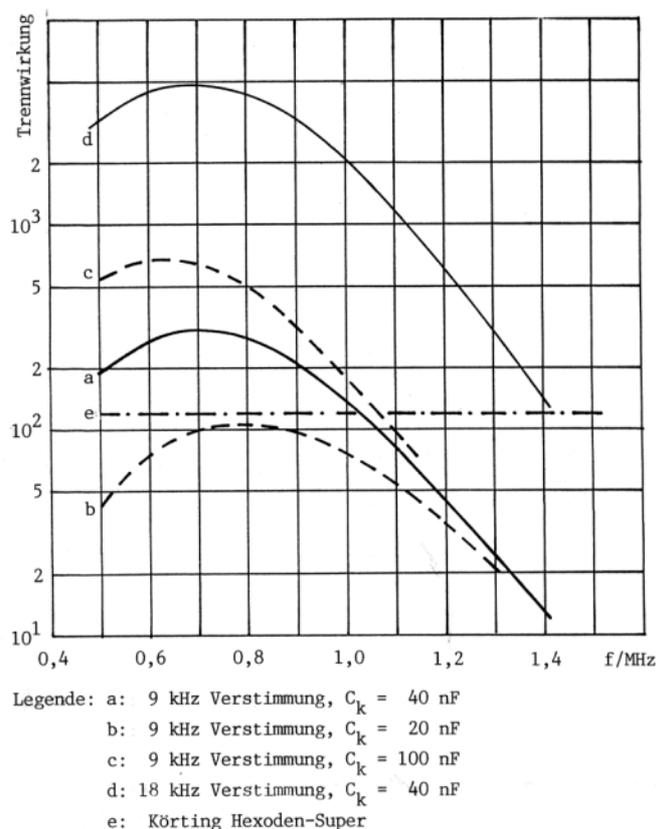


Abb. 15. Trennwirkung

Unbefriedigend als Folge des Geradeausprinzips ist der Abfall der Trennwirkung bei hohen Frequenzen.²⁵ Da bei hohen Frequenzen die normierte Kopplung des Bandfilters klein ist (Abb. 9), kann durch Verändern des Kopplungsfaktors durch Veränderung von C_k die Trennwirkung nicht beeinflusst werden (Abb. 15).

Bei Frequenzen oberhalb 1 MHz wird die beim 6-Kreis-Super 1940 übliche Trennschärfe von 1:100 bei 9 kHz Verstimmung²⁶ nicht mehr erreicht. Schaub gibt 1934 für den Weltsuper 35 eine Trennschärfe von 1:500 an.²⁷ Die am Körting Hexoden-Super gemessene Trennschärfe von 1:120 bei 9kHz Verstimmung ist in Abb. 15 eingetragen.

Die von Barkhausen 1937 als „ausreichend“ bezeichnete Trennschärfe von 1:1000²⁸ wird von keinem der genannten Geräte erreicht.

²⁴ Ratheiser (1949), S. 79

²⁵ Pitsch (1948), S. 189

²⁶ Erb (1989), S. 362

²⁷ Nesper (1934), Anzeigenteil

²⁸ Barkhausen 4. Bd. (1937), S. 236