

Der Rollkreis bleibt, wie stets, senkrecht zum Magnetfeld. Die Leitbahn verläuft im allgemeinen schräg zum Magnetfeld. Es entsteht somit eine räumliche Zykloidenbewegung. Nur, wenn $v_{\perp} = v_L^*$, entartet die Zykloide zu einer Geraden.

Falls das elektrische Feld als zylindersymmetrisches Radialfeld senkrecht zum Magnetfeld verläuft, ist die Elektronenbahn eine räumliche Epizykloide. Der Rollkreis läuft in diesem Falle auf einem Kreise ab. Somit ist auch die Leitbahn ein Kreis. Es gelten die sinngemäß transformierten Gleichungen (11) und (12) (Magnetron).

Elektron unter gemeinsamem Einfluß von stationärem elektrischem Feld und magnetischem Wechselfeld

Wichtig ist der Fall, daß das elektrische Feld, als zylindersymmetrisches Radialfeld ausgebildet, senkrecht zum magnetischen Wechselfeld verläuft. Hierfür ergeben sich ähnliche Bahnen wie im magnetischen Wechselfeld ohne elektrisches Feld. Zur Berechnung des Rollkreisradius r_r muß man nur berücksichtigen, daß die gesamte Zentralkraft jetzt $P = e(E_{\perp} + [v_{\perp} \times B])$ ist. Es wird deshalb

$$r_r = \frac{m v_{\perp}^2}{e(E_{\perp} + [v_{\perp} \times B])} \text{ und } f_r = \frac{1}{2} \frac{e}{m v_{\perp}} (E_{\perp} + [v_{\perp} \times B]).$$

Im Fall einer Elektronenströmung gilt $E_{\perp} = \frac{\rho r_r}{2 \epsilon_0}$. Hierbei ist ρ die Raumladungsdichte

des Strahles, also negativ, und $\epsilon_0 = \frac{1}{3,6 \pi} \frac{\text{pF}}{\text{cm}}$ oder $8,86 \cdot 10^{-14} \frac{\text{As}}{\text{Vcm}}$ die absolute Di-

elektrizitätskonstante. Das Spannungsgefälle E_{\perp} treibt die Elektronen von der Strahlachse ($r_r = 0$) fort. Wächst jetzt die über den Querschnitt gleiche magnetische Felddichte von $B = 0$ auf

$$B = \sqrt{\frac{2 m \rho}{e \epsilon_0}},$$

so erhalten die Elektronen die tangentielle Geschwindigkeit $v_{\perp} = \frac{e}{2 m} B r_r$.

Mit den obigen Gleichungen folgt hieraus

$$r_r = \text{konst.}, f_r = \frac{1}{2} \frac{e}{2 m} B = f_L \text{ und } [v_{\perp} \times B] = 2 |E_{\perp}| \text{ oder } E_{\perp} = - \frac{1}{2} [v_{\perp} \times B].$$

Die magnetische Zentralkraft ist so groß, daß sie mit der elektrischen Abstoßungskraft E_{\perp} zusammen den konstanten Rollkreishalbmesser r_r bei der Larmorfrequenz f_L ergibt (Brillouinströmung). Ohne die elektrische Abstoßung bliebe der Rollkreishalbmesser r_r hier nicht konstant (vergl. Elektron im magnetischen Wechselfeld, erster Fall).

Resonanzkreise

Hauptelemente und Grundschaltungen

Der Resonanzkreis besteht aus Spule (Induktivität L) und Kondensator (Kapazität C). Für die speisende Stromquelle liegen diese Teile parallel (Bild 1) oder in Serie (Bild 2). Für die Resonanzfrequenz f_0 bzw. für $\omega_0 = 2 \pi f_0$ sind hier kapazitiver und induktiver Widerstand einander gleich:

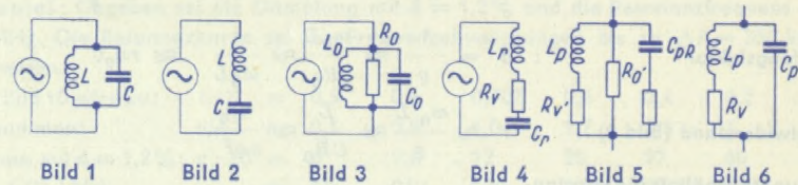
$$1 : (\omega_0 C) = \omega_0 L. \text{ Daraus } \omega_0 = 1 : \sqrt{LC} = \sqrt{1/LC} \text{ oder } f_0 = 1 : (2 \pi \sqrt{LC}).$$

Tabelle

	Hz mH nF	Hz H nF	Hz H μ F		
	kHz μ H pF	kHz mH pF	kHz mH nF	kHz H nF	kHz mH cm
	MHz nH pF	MHz μ H pF	MHz mH nF	MHz mH pF	MHz nH cm
f_0	159 200	5030	159,2	5,03	47,80
	$\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$	$\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$	$\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$	$\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$	$\frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$
L	$\frac{25,3 \cdot 10^9}{f_0^2 \cdot C}$	$\frac{25,3 \cdot 10^6}{f_0^2 \cdot C}$	$\frac{25,3 \cdot 10^3}{f_0^2 \cdot C}$	$\frac{25,3}{f_0^2 \cdot C}$	$\frac{22,8 \cdot 10^6}{f_0^2 \cdot C}$
C	$\frac{25,3 \cdot 10^9}{f_0^2 \cdot L}$	$\frac{25,3 \cdot 10^6}{f_0^2 \cdot L}$	$\frac{25,3 \cdot 10^3}{f_0^2 \cdot L}$	$\frac{25,3}{f_0^2 \cdot L}$	$\frac{22,8 \cdot 10^6}{f_0^2 \cdot L}$

Verluste und Verlustwiderstände

Die Ursachen der — unvermeidlichen — Verluste stellt man durch Wirkwiderstände dar. Besonders einfach werden die Zusammenhänge mit einem Nebenwiderstand zur Parallelschaltung (Bild 3) und einem Reihenwiderstand — natürlich von anderem Wert — für Serienschaltung (Bild 4). Wirkwiderstände, in solcher Art (Bilder 3 und 4) eingefügt, sind auf die Abhängigkeit der Resonanzfrequenz von L und C ohne Einfluß.



Für Parallelschaltung von L und C wäre — genau genommen — mit wenigstens drei Widerständen zu rechnen (Bild 5). Damit ist fast stets nur der mit L in Reihe liegende Widerstand R_v' wesentlich (Bild 6): Gegen die zu ihm gehörigen, dem Quadrat des Spulenstromes proportionalen Verluste können die anderen Verluste meist vernachlässigt werden.

Für Serienschaltung hätte man eigentlich die Spulenkapazität C_w und zwei Verlustwiderstände zu berücksichtigen (Bild 7). Es genügt jedoch auch hier in der Regel den Verlustwiderstand R_v zu verwenden (Bild 4).

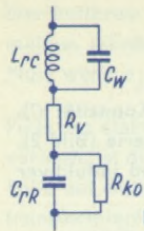


Bild 7



Bild 8

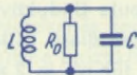


Bild 9

Besondere Formelzeichen

- d Dämpfungsfaktor
- r Verlustwiderstand (Bild 8)
- R_0 Resonanzwiderstand (Bild 9)
- q Kreisgüte \approx Spulengüte
- x einfache Verstimmung
- v Doppelverstimmung
- Ω normierte Verstimmung

Formeln

Für die Formeln setzt man die Schaltungen nach Bild 3, Bild 4 und Bild 6 voraus, wobei man üblicherweise $R_v = r$ setzt. Dazu gilt:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_p L_p} - \left(\frac{r}{L_p}\right)^2}, \text{ worin } L_p = \frac{L}{(1+d)^2}$$

Meist darf man voraussetzen:

$$r \ll \omega_0 L_p. \text{ Dazu gehört:}$$

$$L_0 \approx L_r \approx L_p \approx L_{rc} \approx L \text{ und } C_0 \approx C_r \approx C_{pR} \approx C_p \approx C_{rR} \approx C.$$

Hiermit genügen die Bilder 8 und 9, auf sie beziehen sich nachstehende Formeln. Gegebenenfalls gehören zu den Bildern 8 und 9 die Stromquellschaltungen gemäß den Bildern 4 und 3.

Resonanz-Kreisfrequenz : $\omega_0 \approx \sqrt{\frac{1}{LC}}$

Kreisgüte (\approx Spulengüte) q oder Q : $q \approx \frac{\omega_0 L}{r} \approx \frac{R_0}{\omega_0 L} \approx \omega_0 C R_0 \approx \frac{1}{r \omega_0 C} = \frac{1}{d}$

Resonanzwiderstand (Bild 3) : $R_0 \approx \frac{L}{Cr} \approx q^2 r \approx \frac{\omega_0 L}{d} \approx \frac{1}{d} \sqrt{\frac{L}{C}}$

Dämpfungsfaktor : $d = \frac{1}{q} \approx \frac{\omega_0 L}{R_0} \approx \frac{r}{\omega_0 L} \approx r \omega_0 C$

Verlustwiderstand (Bild 8) : $r \approx \frac{\omega_0 L}{q} \approx \frac{L}{C R_0} \approx \frac{R_0}{q^2}$

Spannungsverhältnis für konstanten Strom zu Bild 9 (bzw. 3) : U/U_0
 Stromverhältnis für konstante Spannung zu Bild 8 (bzw. 4) : I/I_0

$$\left. \begin{array}{l} U/U_0 \\ I/I_0 \end{array} \right\} \approx \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{v}{d}\right)^2}}$$

Einfache Verstimmung : $x = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{\Delta \omega}{\omega_0}$

Doppelverstimmung (siehe hierzu Bild 10) : $v = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}; |v| \approx \frac{2 \Delta f}{f_0} = \frac{2 \Delta \omega}{\omega_0}$

Normierte Verstimmung : $\Omega = \frac{\tau}{d}$

Relative Bandbreite für $U/U_0 = 0,707$: $\frac{\Delta f}{f_0} = d$

Absolute Bandbreite für $U/U_0 = 0,707$: $b_{0,7} = \Delta f = f_0 \cdot d = \frac{1}{2\pi C R_0} = \frac{r}{2\pi L}$

Z. B. in Bild 11 etwa 120 kHz

Wechselstromwiderstand Z (Impedanz) zu Bild 4 mit $L_r = L, R_v = r$ und $C_r = C$:

$$Z = r(1 + j\Omega) \quad |Z| = r\sqrt{1 + \Omega^2}$$

Wechselstromleitwert Y zu Bild 9:

$$Y = \frac{1}{R_0}(1 + j\Omega) \quad |Y| = \frac{1}{R_0}\sqrt{1 + \Omega^2}$$

Dämpfungsdekrement : $\delta = \pi \cdot d$

Zeitkonstante : $\tau = C R_0 \approx \frac{L}{r}$

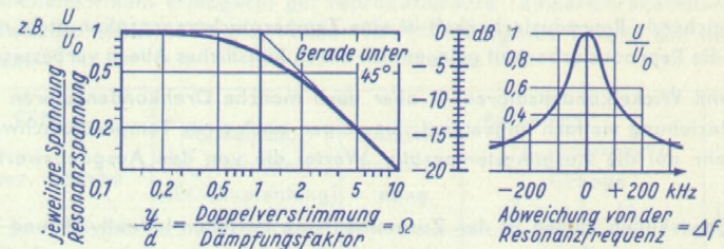


Bild 10

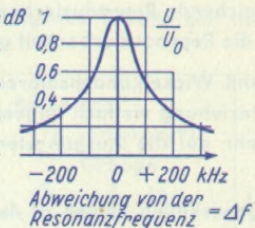


Bild 11

Bild 10 enthält das Spannungs- bzw. Stromverhältnis abhängig von der normierten Verstimmung. Damit kann man beliebige Resonanzkurven entwerfen.

Beispiel: Gegeben sei die Dämpfung mit $d = 1,2\%$ und die Resonanzfrequenz f_0 mit 10 MHz. Die Resonanzkurve sei für Frequenzabweichungen bis zu $\Delta f = 350$ kHz zu entwerfen.

Aus Bild 10 wird zu:	$U/U_0 = 0,9$	0,8	0,707	0,5	0,4	0,2	0,1
entnommen:	$v/d = 0,5$	0,8	1,0	1,7	2,3	5	10
Daraus mit $d = 1,2\%$:	$v \cdot 10^3 = 6$	9,6	12	20	27	60	120
$2 \Delta f$ (in kHz)	≈ 60	96	120	200	270	600	1200
Δf (in kHz)	≈ 30	48	60	100	135	300	600

Bild 11 zeigt das Ergebnis.

Verstimmungen durch kleine Induktivitäts- oder Kapazitätsänderungen

Ein kleiner Prozentsatz an Induktivitäts- oder Kapazitätsänderung ergibt — mit entgegengesetztem Vorzeichen — den halben Prozentsatz an Frequenzänderung. In Formeln ausgedrückt:

$$\frac{\Delta \omega}{\omega_0} = \frac{\Delta f}{f_0} \approx -\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta L}{L} \approx -\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta C}{C}$$

Temperaturkonstante Resonanzkreise

Temperaturbedingte Frequenzänderungen

Die elektrischen Daten der Kondensatoren und Spulen sind temperaturabhängig. Für kleine Temperaturbereiche können diese Abhängigkeiten als linear angesehen werden. Bei Keramik- und Luft-isolierten Kondensatoren ist der lineare Bereich verhältnismäßig groß, bei Spulen nur, wenn deren Windungen auf Keramik aufgebrannt sind.

Die Temperaturabhängigkeit der Kondensatorkapazität gründet sich — wie die der Spuleninduktivität — auf die Wärmeausdehnung und damit auf die Veränderung der Kondensatorabmessungen sowie außerdem auf den Zusammenhang zwischen Temperatur und Dielektrizitätskonstante des Kondensator-Dielektrikums. Bei Kondensatoren mit Luft-Dielektrikum ist der Einfluß der Wärmeausdehnung meist weit größer als die Einflüsse der Temperaturkoeffizienten von Dielektrizitätskonstanten der zum Abstützen benutzten Isolierteile.

Reproduzierbarkeit der Temperaturabhängigkeit

Ohne hinreichende Reproduzierbarkeit ist eine Temperaturkompensation nicht möglich. Man kann die Reproduzierbarkeit gelegentlich durch künstliches Altern verbessern.

Quetsch- und Wickelkondensatoren — aber auch manche Drehkondensatoren — sind in dieser Beziehung vielfach ungeeignet: Sie zeigen nach einer Temperaturschwankung bei Rückkehr auf die Ausgangstemperatur Werte, die von den Ausgangswerten abweichen.

Auch bei gewickelten Spulen ist der Zusammenhang zwischen Induktivität und Temperatur kaum eindeutig. Für temperaturkonstante Resonanzkreise zieht man deshalb auf geeignete Keramik aufgebrannte Spulen vor.

Mittel zum Erreichen der Temperaturunabhängigkeit

Zwei Mittel sind in Gebrauch, die einzeln oder gemeinsam angewandt werden: Das eine besteht im Vermindern des Gesamt-Temperaturkoeffizienten des Resonanzkreises, was mit passend temperaturabhängigen Kondensatoren möglich ist. Als zweites Mittel hat man das Heizen des Behälters, der den Resonanzkreis mit den zugehörigen Schaltelementen enthält. Dem Behälter gibt man eine ziemlich hohe Wärme-Zeitkonstante und hält sein Inneres auf einer — gegen die Umgebung — erhöhten, möglichst konstanten Temperatur.

Temperaturkoeffizient des Resonanzkreises

Der Temperaturkoeffizient des Resonanzkreises α_K gibt an, um welchen Bruchteil sich die Resonanzfrequenz je Grad Celsius ändert. Dieser Koeffizient hängt mit den Temperaturkoeffizienten der Induktivität (α_L) und der Kapazität (α_C) so zusammen:

$$\alpha_K \approx -\frac{1}{2}(\alpha_C + \alpha_L)$$

Temperaturkoeffizient von Kondensatorschaltungen

Für zwei Kondensatoren mit den Kapazitäten C_1 und C_2 sowie mit den Temperaturkoeffizienten α_1 und α_2 beträgt der Gesamttemperaturkoeffizient

für Parallelschaltung: $\alpha_p = \frac{C_1 \alpha_1 + C_2 \alpha_2}{C_1 + C_2}$ und

für Serienschaltung: $\alpha_s = \frac{C_1 \alpha_2 + C_2 \alpha_1}{C_1 + C_2}$

Kondensator-Dielektrikum

Für folgende Isolierstoffe gelten etwa die hier angegebenen Temperaturkoeffizienten in bezug auf die Dielektrizitätskonstante und damit auch auf die Kapazitäten der mit diesen Isolierstoffen hergestellten Kondensatoren.

Papier	+ 500 · 10 ⁻⁶ (temperaturabhängig)
Polystyrol	- 150 · 10 ⁻⁶
Glimmer	+ 25 · 10 ⁻⁶

Keramik-Dielektrikum ermöglicht gut reproduzierbare Temperaturkoeffizienten. Diese liegen zwischen etwa +140 und -1400 · 10⁻⁶/°C. Folgende Tabelle gibt hierzu einen Überblick.

DIN Nummer	Farbe	Kondensator- TK _c -Nennwert*) (IEC-Empfehlung)	Handels- bezeich- nung	Rosenthal TK _c -Toleranz*) Gruppe		tgδ bei 20°C und 1 MHz in 10 ⁻³ ≤
				IB	IA	
41 370	rot	+ 100	P 100	± 30	± 15	0,8
41 371	orange	+ 33	P 33	± 30	± 15	0,8
—	—	± 0	NP 0	± 30	± 15	0,8
—	—	- 33	N 33	± 30	± 15	0,8
—	—	- 47	N 47	—	± 15	0,8
—	—	- 75	N 75	± 30	± 15	0,8
—	—	- 110	N 110	—	± 15	0,8
41 372	hellgrün	- 150	N 150	± 30	± 15	0,8
41 373	dunkelgrün	- 220	N 220	± 30	± 15	0,8
—	—	- 330	N 330	± 50	± 25	0,8
41 374	gelb	- 470	N 470	± 70	± 35	0,8
41 376/75	blau	- 750	N 750	± 120	± 60	0,8
—	violett	- 1500	N1500	± 250	—	0,8

*) in 10⁻⁶/°C bei 1 MHz und ca. 20°C.

Spulen für temperaturkonstante Resonanzkreise

Man verwendet hierfür keramische Spulen. Deren Spulenkörper bestehen aus verlustarmer Keramik — z.B. aus Rosalt 7. Die Wicklung ist eingebrannt und galvanisch verstärkt. Als Leitermaterial dient Edelmetall (Bild 1).

Der Temperaturkoeffizient solcher Spulen ist sehr konstant und hat einen einheitlichen Wert. Er liegt zwischen $+15 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ und $+45 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ vorzugsweise um $+30 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$. Die folgende Tabelle und das zugehörige Bild enthalten Angaben über derartige handelsübliche Rosenthal-Keramikspulen.

Induktivität μH	Rosenthal- Typ: Spi	Durchmesser D mm	Länge H mm
0,1...0,2	15/2	15	35
0,2...0,4	15/1	15	50
0,4...0,6	20/2	20	50
0,6...0,8	20/1	20	60
0,8...1	30/2	30	50
1...2	30/1	30	70
2...4	45/1	45	70
4...6	60/3	60	66
6...8	60/2	60	77
8...10	60/1	60	88

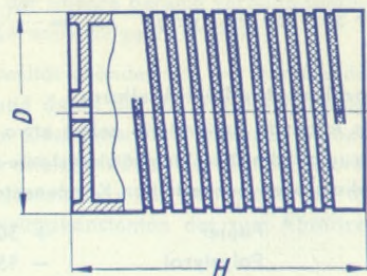


Bild 1

Temperaturkompensation des Kreises

Zum Ausgleich des Temperaturkoeffizienten der Spule muß man der Kreiskapazität einen entgegengesetzt gleichen Temperaturkoeffizienten geben. Kondensatoren stehen mit negativen und positiven Temperaturkoeffizienten zur Verfügung. In vielen Fällen kommt man schon mit einem Einzelkondensator aus, wenn man ihn mit passendem negativem Temperaturkoeffizienten zur Verfügung hat. Ist das nicht der Fall, so legt man zwei Kondensatoren (C_1, C_2) einander parallel.

Die Temperaturkoeffizienten der Kondensatoren seien α_1 und α_2 . Der Temperaturkoeffizient α_L habe dasselbe Vorzeichen wie der Temperaturkoeffizient α_L der Spule. Die Kapazitätsverhältnisse müssen mit Rücksicht auf die Temperaturkoeffizienten so gewählt werden:

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{\alpha_L + \alpha_1}{\alpha_L - \alpha_2} \quad \text{oder:} \quad \frac{C_2}{C_1 + C_2} = \frac{\alpha_L + \alpha_1}{\alpha_1 - \alpha_2}$$

Beispiel: Die Gesamtkapazität eines Kreises, der bezüglich seiner Resonanzfrequenz temperaturkompensiert sein soll, liege mit 50 pF fest. Die Temperaturkoeffizienten betragen:

$$\begin{aligned} \alpha_L &= +30 \cdot 10^{-6} \\ \alpha_1 &= +30 \cdot 10^{-6} \\ \alpha_2 &= -50 \cdot 10^{-6} \end{aligned}$$

Da es sich hier nur um Zahlenverhältnisse handelt, dürfen wir setzen:

$$\alpha_L = +3, \quad \alpha_1 = +3, \quad \alpha_2 = -5.$$

Das gibt:
$$C_2 = 50 \text{ pF} \cdot \frac{3+3}{3+5} = 37,5 \text{ pF, womit}$$

$$C_1 = 50 \text{ pF} - 37,5 \text{ pF} = 12,5 \text{ pF.}$$

Temperaturkompensation und Drehkondensator

Wegen seiner veränderbaren Kapazität muß die Temperaturkompensation des Drehkondensators mit einem Reihen- und einem Parallelkondensator gemeinsam vorgenommen werden. Mit dem Reihenkondensator kompensiert man bei fast ganz eingedrehtem Rotor, mit dem Parallelkondensator bei fast ganz herausgedrehtem Rotor.

Statische und dynamische Kompensation

Statische Temperaturkompensationen sind die Regel. Dabei nimmt man in Kauf, daß die Kompensation erst im Erwärmungs-Endzustand voll erreicht wird. Manchmal genügt es, statisch in bezug auf Schwankungen der Außentemperatur im Dauerbetrieb zu kompensieren. Häufig aber wird verlangt, daß die Abstimmung im Dauerzustand mit der Abstimmung unmittelbar nach dem Einschalten übereinstimmt.

Dynamische Kompensation ist weit schwerer zu erreichen. Sie bezweckt, daß die Abstimmung sowohl während des Anheizens wie auch bei Schwankungen der Außentemperatur konstant bleibt. Sie verlangt neben verschwindend geringem Gesamt-Temperaturkoeffizienten übereinstimmende Zeitkonstanten der Schaltelemente, zu denen die Einzel-Temperaturkoeffizienten gehören.

Beispiele für Temperaturgang-Kompensation

Bild 2 zeigt eine selbstschwingende Mischstufe, deren Oszillatorkreis mit Hilfe des Temperaturkoeffizienten der beiden 25-pF-Kondensatoren temperaturkompensiert ist. Der Temperaturkoeffizient dieser Kondensatoren liegt bei $-150 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ (Kennfarbe hell-

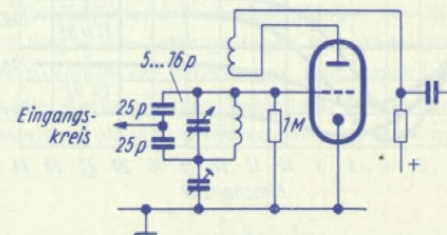


Bild 2

grün). Die Drehkondensator-Kapazität ist zwischen 5 und 16 pF einstellbar. Die mit den beiden 25-pF-Kondensatoren zu erzielende Kompensation stellt man durch passende räumliche Anordnung dieser Kondensatoren ein. Von ihrer Anordnung hängt nämlich

das Aufheizen der Kondensatoren durch die Röhre und damit die Kondensator-Enderwärmung ab.

Da die Röhre ECH 81 im Anlauf verhältnismäßig starke Kapazitätsänderungen zeigt, muß sich hier der Temperaturgang der 25-pF-Kondensatoren erheblich auswirken. Das erfordert ein Anlöten des Kondensatorzweiges unmittelbar an den Fassungskontakt für das Gitter des Triodensystems (Bild 3).

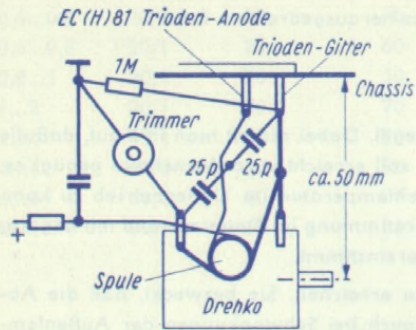


Bild 3

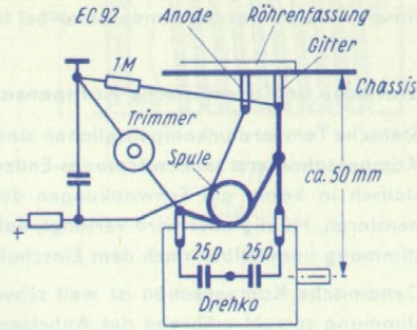


Bild 4

Die für die EC 92 geringer zu wählende Kompensationswirkung wird durch größeren Abstand des Kondensatorzweiges von der die Wärmequelle darstellenden Röhre erreicht (Bild 4).

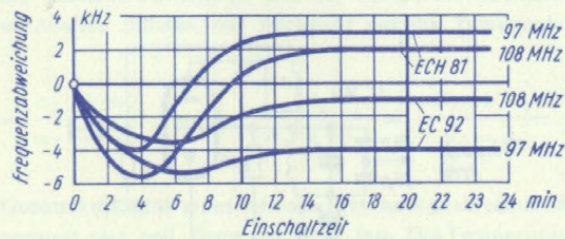


Bild 5

Bild 5 läßt den restlichen Temperaturgang der auf solche Weise kompensierten Mischstufen erkennen. Ohne Kompensation würde die Frequenz weiter absinken, und zwar für die EC 92 auf etwa -20 kHz und für die ECH 81 auf ungefähr -30 kHz Abweichung.

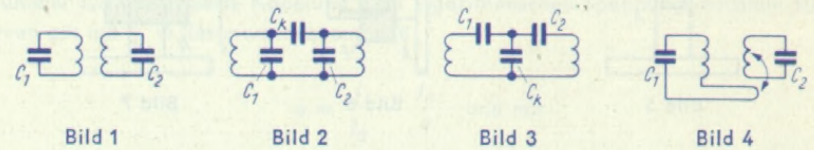
Zf-Bandfilter

Vorteile gegen Einzelkreis

Als Arbeitswiderstand der Zf-Verstärkerstufe ist das Bandfilter dem Einzelkreis vorzuziehen; Seine Selektionskurve kommt der idealen Rechteckkurve näher als die eines Einzelkreises. Die Vorteile des Bandfilters gegenüber dem Einzelkreis sind somit größere Bandbreite und höhere Flankensteilheit bei gleicher Kreisdämpfung.

Schaltungen

Das Bandfilter besteht aus wenigstens zwei induktiv oder kapazitiv gekoppelten Schwingkreisen, deren jeder für sich auf dieselbe Resonanzfrequenz abgestimmt ist (Koppelfilter). Die Bilder 1...4 zeigen zweikreisige Bandfilter mit den wichtigsten Kopplungen: induktive (magnetische) Kopplung, kapazitive „Kopf“-Kopplung, kapazitive „Fußpunkt“-Kopplung und „Serienspulen“-Kopplung.



Weitere Möglichkeiten bestehen z. B. darin, daß in den Bildern 2 und 3 die Koppelkapazitäten durch Induktivitäten ersetzt oder gemischte Kopplungen angewendet werden.

Mit kapazitiver Kopplung läßt sich ein bestimmter Kopplungsfaktor k besonders leicht herstellen: Er folgt aus dem Verhältnis der Kapazitäten. Für Bild 2 gilt z. B.

$$k = \frac{C_k}{\sqrt{C_1 \cdot C_2}}$$

Doch zieht man für Rundfunk- und Fernsehempfänger im allgemeinen die induktive Kopplung nach Bild 1 wegen des dafür geringen Aufwandes vor. Hier wird der Kopplungsfaktor durch die Ausmaße der Wicklungen und durch ihre gegenseitige Lage bestimmt sowie durch die Kernstellungen beeinflusst. Hierzu gehört mit M als Gegeninduktivität und L_1 sowie L_2 als Induktivitäten der zwei Schwingkreisspulen:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}$$

Aufbau und Abgleich

In Bild 5 sind beide Spulen des zweikreisigen Bandfilters auf einem gemeinsamen Wickelkörper angeordnet. In Bild 6 stehen die Spulen auf getrennten Wickelkörpern nebeneinander. Der zwischen den Spulen für den gewünschten Kopplungsfaktor erforderliche Abstand wird empirisch ermittelt.

Die Bandfilter-Schwingkreise gleicht man fast ausschließlich an den Spulen ab. Das geschieht durch Eindrehen eines Karbonyleisen- oder Ferritkernes. Als Schwingkreis-kapazität dient ein Kunstfolien- oder Keramik-Festkondensator. Die Kerne werden — im Interesse einer hohen Spulengüte — ziemlich weit in die Spule hineingedreht.

Doch soll hierbei eine zum Ausgleich der Induktivitäts- und Kapazitäts-Toleranzen ausreichende Reserve bleiben. Auch darf sich die Kopplung zwischen den Spulen, abhängig von der Kernstellung im Rahmen der erwähnten Toleranzen, nicht zu stark ändern. Dazu ist der Aufbau nach Bild 6 vorteilhaft.

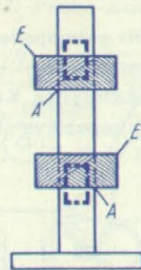


Bild 5

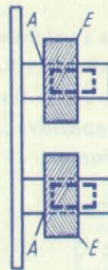


Bild 6

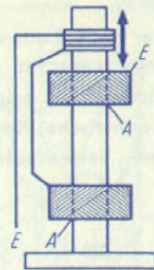


Bild 7

Beim Durchdrehen der Abstimmkern durch die Spule ergeben sich zwei Resonanzstellen: Der Kern ragt entweder auf der einen oder anderen Seite der Spule aus dieser heraus. Besonders bei Anordnungen nach Bild 5 bewirken diese zwei Kernstellungen recht unterschiedliche Kopplungen. Daher ist beim Abgleich unbedingt darauf zu achten, daß die jeweils richtige Kernstellung — im allgemeinen die äußere — benutzt wird.

Die Spulen in Anordnungen nach Bild 5...7 müssen zueinander entgegengesetzten Wicksinn haben. Hierbei addiert sich die nie ganz vermeidbare ungewollte kapazitive Kopplung zu der gewollten induktiven Kopplung. Andernfalls würden beide Kopplungen einander entgegenwirken. Das wäre weniger günstig. Fertigungsstreuungen sind nämlich auf den Kopplungsfaktor von weit geringerem Einfluß, wenn sich induktive und kapazitive Kopplung unterstützen, als dann, wenn sich diese Kopplungen gegenseitig teilweise aufheben.

Damit die störenden kapazitiven Kopplungen im übrigen möglichst schwach ausfallen, sollen die Bandfilterspulen so angeschlossen werden, daß der in der einzelnen Spulenwicklung innen liegende Anfang der Wicklung „heiß“ und das außen liegende Ende „kalt“ ist.

Regelbarkeit der Bandbreite

Hierfür empfiehlt es sich, eine bewegliche Teilschleife vorzusehen (Bild 7). Durch Verschieben einer ganzen Spule würde die Kopplung zu schroff geändert.

Damit keine unerwünschte zusätzliche kapazitive Kopplung auftritt, ist die aus wenigen Windungen bestehende Teilschleife am „kalten“ Ende des einen Kreises einzuschalten. Die

Teilschleife kann — mit entgegengesetztem Wicksinn — auch zum Herabsetzen des Kopplungsfaktors dienen. Das wird ausgenutzt, wenn räumliche Gründe für geringen gegenseitigen Abstand beider Spulen des Bandfilters sprechen.

Übertragungseigenschaften

Maßgebend sind hierfür Dämpfung (d) und Kopplung. Erhöht man den Kopplungsfaktor k des zunächst extrem lose gekoppelten Bandfilters, so steigt bis $k = d$ die Spannung am Sekundärkreis an. Mit weiter verstärkter Kopplung nimmt die Sekundärspannung bei Resonanzfrequenz ab (Bild 8). Außerdem bekommt nun die Selektionskurve des Filters rechts und links der Resonanzfrequenz Höcker.

Die Kopplung $k = d$ nennt man kritisch. Losere Kopplung wird unterkritisch, festere Kopplung überkritisch genannt.

Bild 9 zeigt die Resonanzkurven eines zweikreisigen Bandfilters für die „normierte Verstimmung“ v/d bei gleicher Dämpfung von Primär- und Sekundärkreis mit dem Parameter k/d („normierte Kopplung“) im logarithmischen Spannungsmaßstab. Für die Kurven gilt mit $f_0 =$ Resonanzfrequenz und

$$v = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \quad \text{und mit}$$

$\xi_{2opt} =$ Sekundärspannung bei kritischer Kopplung in Bandmitte die Gleichung:

$$\xi_{2opt} = \frac{2k/d}{\sqrt{[1 + (k/d)^2 - (v/d)^2]^2 + 4(v/d)^2}}$$

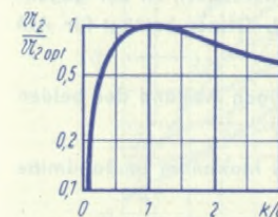


Bild 8

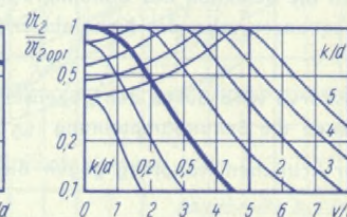


Bild 9



Bild 10

Dimensionierung des zweikreisigen Bandfilters

Im allgemeinen strebt man für die Zf-Verstärkerstufe — neben ausreichender Verstärkung — große Bandbreite und gute Selektion (d. h. erheblichen Abfall der Verstärkung in einem größerem Abstand von der Resonanzfrequenz) an.

Diese Forderungen bedingen einen Kompromiß. Selektion bei großer Bandbreite bedeutet hohe Flankensteilheit. Diese setzt Schwingkreise geringer Dämpfung voraus.

Bei geringer Dämpfung ist man für größere Bandbreite meist auf überkritische Kopplung angewiesen, wozu Übertragungskurven mit mehr oder weniger starker Einsattelung in der Mitte gehören. Einsattelungen sind jedoch unerwünscht: Der Laie kann einen Empfänger kaum abstimmen, wenn das Magische Auge beim Empfangsoptimum kein Maximum zeigt.

Um die notwendige Bandbreite ohne Einsattelung zu erzielen, stehen zwei Möglichkeiten offen: Man vermeidet die Einsattelung, indem man die Bandfilterkreise stärker bedämpft oder man gleicht die Einsattelung damit aus, daß man dem überkritisch gekoppelten Bandfilter eine zweite Zf-Verstärkerstufe folgen läßt, deren Selektionskurve keine Einsattelung, sondern für Resonanzfrequenz ein ausgeprägtes Maximum aufweist (Bild 10). Eine solche Kurve erreicht man mit nur einem Einzelkreis oder mit einem unterkritisch gekoppelten Bandfilter stärkerer Dämpfung (Beispiel: Diodenfilter) oder auch mit einem dreikreisigen Bandfilter, das in Bandmitte den Spannungshöchstwert ergibt.

Siehe hierzu auch Seite 158: Werte der Kreise und Bandfilter für Rundfunk- und Fernsehempfänger.

Bewährte Diagramme

Die in Bild 9 gezeigten Selektionskurven des zweikreisigen Bandfilters sind für die Praxis mit ihrer normierten Verstimmung und ihrer normierten Kopplung etwas unbequem. Ein besseres Anpassen an die Bedürfnisse der Praxis ist auf Grund folgender Tatsachen möglich:

Die Zwischenfrequenzen sind heute einheitlich auf etwa 460 kHz für den AM-Bereich und auf 10,7 MHz für den FM-Bereich festgelegt.

Der Frequenzabstand, für den die Selektion des Bandfilters interessiert, ist der gegenseitige Abstand der Trägerfrequenzen, also der Kanalabstand. Dieser beträgt für AM 9 kHz und für FM 300 kHz.

Die Bandbreite der Selektionskurve wird durch den gegenseitigen Abstand der beiden Frequenzen festgelegt, bei denen die Sekundärspannung

für Kopplungen bis zur kritischen Kopplung gegen das Maximum in Bandmitte bzw.

für überkritische Kopplung gegen die Höcker

auf den Wert $1/\sqrt{2} \approx 0,707$ abgefallen ist.

Wenn man dies ausnutzt, um von den normierten Werten abzugehen und mit absoluten Frequenzen zu rechnen, muß man sowohl den Dämpfungsfaktor \bar{d} wie auch Kopplungsfaktor k (beide in Prozenten gemessen) wieder einführen.

So sind — auf Grundlage des Bildes 9 — die in den Bildern 11 und 12 gezeigten Kurvenscharen errechnet. Diese haben sich für Entwurf und Beurteilung zweikreisiger Bandfilter besser bewährt als die normierten Kurven. Die Kurven zeigen den Abfall der Sekundärspannung ξ_{2}/ξ_{2opt} in 9 bzw. 300 kHz Abstand von der Resonanzfrequenz

(reziproke Selektion) abhängig von der Bandbreite. Den Kurvenscharen liegen der Dämpfungsfaktor \bar{d} und der Kopplungsfaktor k als Parameter zugrunde. Die Punkte $k = \bar{d}$ (kritische Kopplung) sind durch eine dicke Linie verbunden. Über dieser Linie befindet sich das Gebiet der unterkritischen Kopplung ($k/\bar{d} < 1$), unter ihr das der überkritischen Kopplung ($k/\bar{d} > 1$). Die Kurven zu konstanter Dämpfung verlaufen flacher als die zu konstantem Kopplungsfaktor. Somit bestimmt vorwiegend der Kopplungsfaktor die Bandbreite, während die Selektion der Bandfilterkurve in erster Linie von der Schwingkreisdämpfung abhängt.

Mit den Bildern 11 und 12 können wir aus gemessenen Selektionskurven Kopplungsfaktor und Dämpfungsfaktor ermitteln.

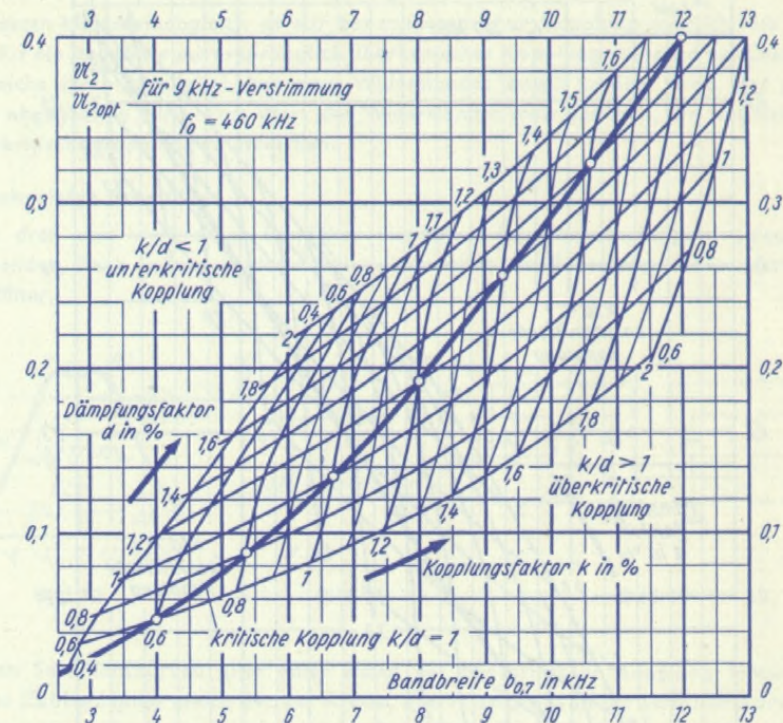


Bild 11

Zwei Beispiele zum Gebrauch der Bilder 11 und 12

1. Aus der durch Messen gewonnenen Selektionskurve eines überkritisch gekoppelten Bandfilters (Bild 13) für 460 kHz wird in 0,7-facher Höhe der Höcker eine Bandbreite $b_{0,7} = 7,2$ kHz und im Abstand 9 kHz von der mittleren Frequenz f_0 ein Abfall der Spannung auf das 0,145-fache gemessen. Wie groß sind mittlere Dämpfung \bar{d} der beiden Schwingkreise und Kopplungsfaktor k ? Wir suchen in Bild 11 den Punkt, der beiden aus

der Selektionskurve entnommenen Werten entspricht. Zu diesem Punkt gehören etwa $k = 1,1\%$ und $d = 1\%$ (Gebiet der überkritischen Kopplung).

2. Für ein 10,7 MHz-Bandfilter stehen Schwingkreise mit einer mittleren Dämpfung von 1,4% zur Verfügung. Welche Bandbreite und welche Selektion sind zu erreichen, wenn die Kopplung unterkritisch bleiben soll (z. B. $k/d = 0,85$)? Wie weit muß die Kreisdämpfung erhöht werden, wenn bei gleichem Verhältnis k/d eine Bandbreite von 260 kHz verlangt wird? Zum Schnittpunkt der Kurven für ein $d = 1,4\%$ und das zugehörige $k = 0,85 \cdot 1,4\% \approx 1,2\%$ entnehmen wir aus Bild 12 eine Bandbreite von etwa 180 kHz

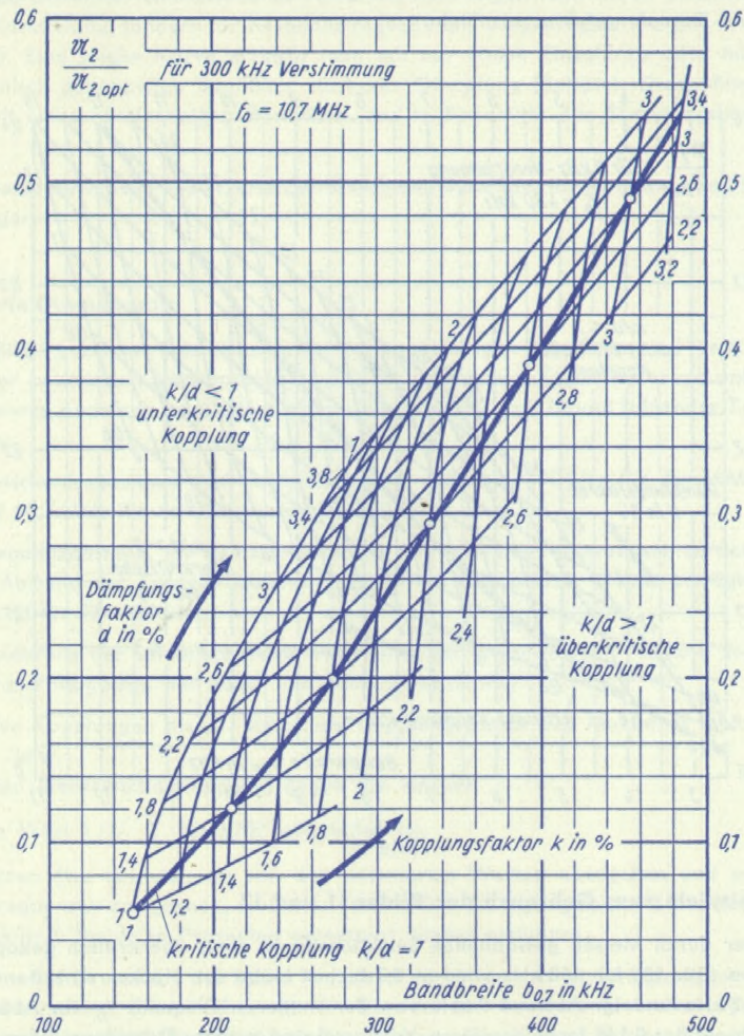


Bild 12

und bei 300 kHz Verstimmung ein Spannungsverhältnis von rund 0,1. Durch den Punkt $d = 1,4\%$; $k = 1,2\%$ ziehen wir neben der dick ausgezogenen Linie für kritische Kopplung — in etwa gleichbleibendem waagerechten Abstand von ihr — eine Hilfslinie, für die also $k/d = 0,85$ gilt. Diese Hilfslinie schneidet für die Bandbreite $b_{0,7} = 260$ kHz die Kennlinienscharen etwa bei $k = 1,7\%$ und $d = 2\%$. Die geforderte Bandbreite verlangt demgemäß für jeden Schwingkreis eine Zusatzdämpfung von rund $2\% - 1,4\% = 0,6\%$. Die Selektion für 300 kHz Frequenzabstand beträgt hier nur noch:

$$\frac{U_2}{U_{2opt}} \approx \frac{1}{0,2} = 5.$$

Ableich überkritisch gekoppelter Bandfilter

Korrektur Maximumabgleich ist nur bei unterkritischer Kopplung möglich. Sie erzielt man für ein Bandfilter mit ursprünglich überkritischer Kopplung während der Dauer des Abgleichs durch Parallelschalten eines Widerstandes jeweils zu dem Kreis, der gerade nicht abgeglichen wird. Der Wert des Widerstandes muß genügen, um mit Sicherheit unterkritische Kopplung zu erreichen.

Mehrkreisige Bandfilter

Auch drei- und vierkreisige Bandfilter werden in Rundfunkempfängern gelegentlich verwendet. Doch haben sie dafür bei weitem nicht die Bedeutung der zweikreisigen Bandfilter.

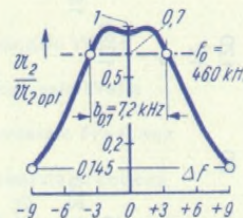


Bild 13

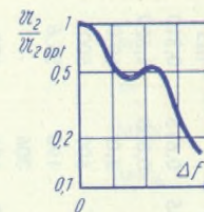


Bild 14

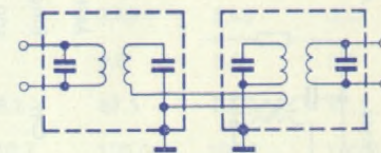


Bild 15

In den Selektionskurven aller Filter treten bei überkritischer Kopplung Höcker auf. Deren Zahl stimmt gleich der der Kreise. Bild 14 zeigt das an der Selektionskurve eines dreikreisigen überkritisch gekoppelten Bandfilters für den Fall unter sich gleicher Dämpfungs- und Kopplungsfaktoren. Durch unterschiedliches Bemessen dieser Faktoren kann man gleichhohe Höcker erreichen.

Beim Aufbau mehrkreisiger Bandfilter ist zu beachten, daß jeder Kreis nur auf den unmittelbar folgenden Kreis koppelt, daß also keine Kopplung unter Umgehung einzelner Kreise stattfindet. Man erreicht dies z. B., indem man nicht mehr als zwei Kreise in einem gemeinsamen Abschirmtopf unterbringt und die Kopplung zum nächsten Topf über eine Serienspulen-Kopplung (Bild 15) oder eine kapazitive (z. B. Fußpunkt-)Kopplung (siehe Bild 3) herstellt.

Werte der Kreise und Bandfilter für Rundfunk- und Fernseh-Empfänger

Eingang- und Oszillatorkreise für die AM Rundfunkwellenbereiche, $Z_f = 468 \text{ kHz}$ (Bild 1)

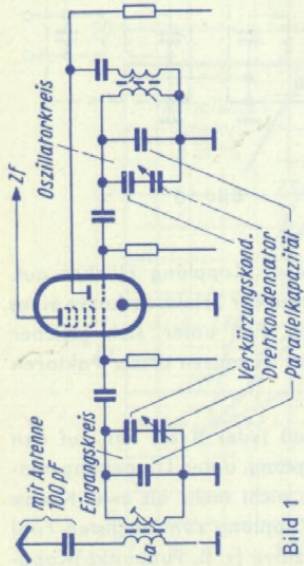


Bild 1

Wellenbereiche:

	Lang		Mittel		Kurz I		Kurz II		Kurz III	
	Eing.	Osz.	Eing.	Osz.	Eing.	Osz.	Eing.	Osz.	Eing.	Osz.
längste Welle	m	2070	590	100	40	20	20	15	15,468	7
kürzeste Welle	m	750	185	40	20	10	10	30	30,468	7
unterste Frequenz	MHz	0,145	0,510	0,978	3,0	3,468	7,5	7,968	3,85	500
oberste Frequenz	MHz	0,4	1,620	2,088	7,5	7,968	15	15,468	58,5	238
Kapazitätsvariation	1:	7,6	2,0	4,56	6,25	5,25	4	3,78	0,5	0,48
Drehkondensator ΔC	pF	500	500	500	500	500	500	500	500	500
Parallelkapazität	pF	76	55,6	78,5	63,5	73	83,5	88	250	238
Verkürzungskapazität	pF	—	306	—	1000	815	500	475	0,5	0,48
Kreisinduktivität	μH	2100	176	75	7,15	5,5	1,36	1,21	7	7
Resonanzwiderstand	k Ω	350	80	70	25	20	10	9	500	500
Bandbreite	kHz	5	5	12	100	1,5	200	1	6,5	54
Antennenüberhöhung	1:	5	3	3	1,5	1	1	1	12,5	54
Ankopplungsinduktivität	μH	1370	1020	150	20,6	80	12,5	54	6,5	54
I_a für $C_{AN} = 100 \text{ pF}$	fach	250	150	80	20,6	80	12,5	54	6,5	54
Verstärkung ¹⁾										

1) Mischsteilheit = $0,77 \text{ mA}/\sqrt{V}$, $R_{üZf} = 70 \text{ k}\Omega$

Oszillator-, Eingangs-, Vor- und Zwischenkreis für UKW-FM-Bereich (Bilder 2 und 3)

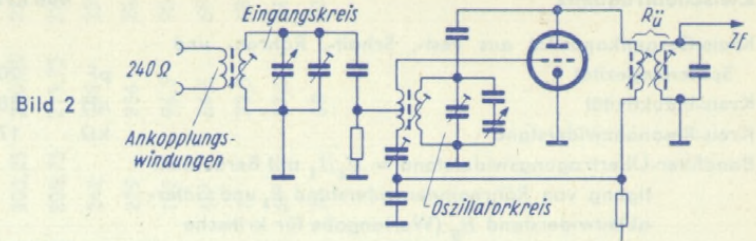
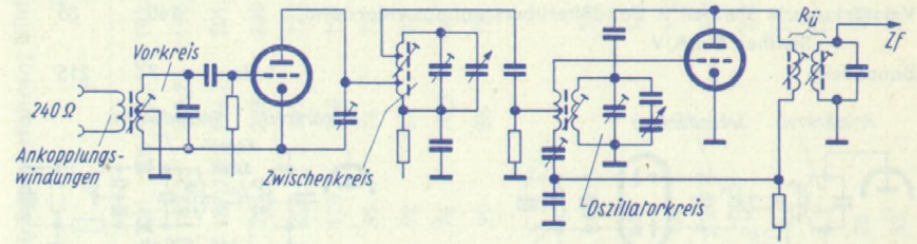


Bild 2



	Oszill.-Kreis	Eingang-Kreis	Vor-Kreis	Zwisch-Kreis
		Bild 2		Bild 3
längste Welle	m	3,43	3,43	3,43
kürzeste Welle	m	3,0	3,0	3,0
unterste Frequenz	MHz	98,2	87,5	87,5
oberste Frequenz	MHz	110,7	100,0	100,0
Kapazitäts-Variation	1:	1,27	1,31	1,31
Drehkondensator ΔC	pF	8	8	8
Parallelkapazität	pF	26	25,8	15
Verkürzungskapazität	pF	60		
Kreisinduktivität	nH	78	100	195
Resonanzwiderstand (mit Dämpfung)	k Ω		2,2	0,8
Bandbreite	MHz		2,5	12,5
Antennenübersetzung (240Ω)	1:		3	1,8
Ankopplungswindungen			2	3
Verstärkung für $R_{üZf} = 17,5 \text{ k}\Omega$	fach	70	(EC 92)	600 (ECC 85)

Zf-Bandfilter für die Rundfunkwellenbereiche

Zwischenfrequenz

468 kHz 10,7 MHz

Kreis-Gesamtkapazität aus Fest-, Schalt-, Röhren- und

Spulenkapazität

pF 200 30

Kreis-Induktivität

μH 580 7,4

Kreis-Resonanzwiderstand

k Ω 170 35

Bandfilter-Übertragungswiderstand = U_2/I_1 mit Berücksichtigung von Röhreninnenwiderstand R_i und Gitterableitwiderstand R_g (Wertangabe für kritische Kopplung des Bandfilters).

k Ω 70 17,5

Verstärkung = Steilheit \times Bandfilterübertragungswiderstand, Steilheit 2 mA/V

140 35

Bandbreite

kHz 7 215

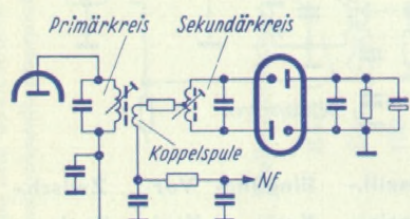


Bild 4

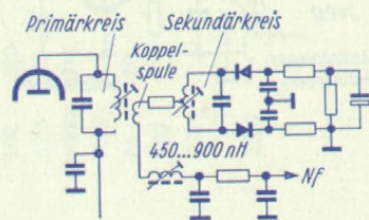


Bild 5

Ratiofilter für UKW-Rundfunk (Bilder 4 und 5)

		Ger- manium Dioden Bild 5
Zwischenfrequenz	MHz	10,7
Gesamt-Primärkapazität aus Fest-, Schalt-, Röhren- und Spulenkapazität	pF	13
Gesamt-Sekundärkapazität aus Fest-, Schalt-, Röhren- und Spulenkapazität	pF	45
Induktivität für Primärkreis	μH	17,5
Induktivität für Sekundärkreis	μH	5
Induktivität der Koppelspule (auf kaltes Ende der Primärspule gewickelt)	μH	1,3
Kopplung		0,7
Bandfilter-Übertragungswiderstand = U_2/I_1 mit Berücksichtigung von Röhreninnenwiderstand und Belastung durch Gleichrichterteil	k Ω	10
Verstärkung $\frac{U_{AVC}}{U_{g1}}$ für eine Steilheit von 4 mA/V	fach	55
Spitzenabstand	kHz	± 140

Eingangskreise und Oszillatorkreis für Fernsehempfänger (Differenzträgerverfahren; Bild 6)

Bereich Kanal	III										
	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	
Frequenzband	MHz 47...54	54...61	61...68	68...75	75...82	82...89	89...96	96...103	103...110	110...117	117...124
Bildträger	MHz 48,25	55,25	62,25	69,25	76,25	83,25	90,25	97,25	104,25	111,25	118,25
Tonträger	MHz 53,75	60,75	67,75	74,75	81,75	88,75	95,75	102,75	109,75	116,75	123,75
Oszillator- frequenz	MHz 87	94	101	108	115	122	129	136	143	150	157
Empf.-Kreis-Ind. zu 5,8 pF	nH 1680	1270	1040	870	730	610	510	430	360	300	250
Oszill.-Kreis-Ind. zu 36 MHz	nH 523	470	420	370	320	270	220	170	120	70	20
zu 6,4 pF	nH 732	612	520	450	390	340	290	240	190	140	90
Hf. * primär	zu 9,7 pF	1000	760	618	510	430	360	300	250	200	150
Bandfilter sekundär	zu 8,2 pF	1180	890	730	610	510	430	360	300	250	200

* Bandbreite ca. 10 MHz maximale Welligkeit der Gesamt Hf-Durchlaßkurve $\leq 7\%$.

Bereich (Kanal)

	I (3)	III (8)
Antennenüberhöhung (240 Ω) PCC 84	1: 1,8	1,6
Antennenüberhöhung (240 Ω) PCC 88	1: 1,8	1,45
Ankopplungswindungen PCC 84	2 \times 2	2 \times 1
Ankopplungswindungen PCC 88	2 \times 3	2 \times 2
Übertragungswiderstand Hf-Bandfilter U_2/I_1	k Ω 1,4	1,2
Mischverstärkung mit PCF 80 und Bandfilter- $R_{i2} = 1$ k Ω	fach 1,7	1,7
Gesamtverstärkung PCC 84, PCF 80	fach 26	20
Gesamtverstärkung PCC 88, PCF 80	fach 53	37

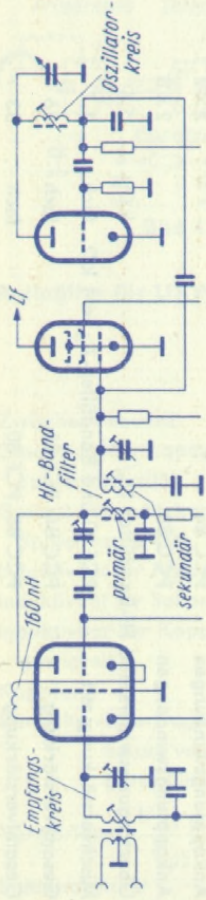


Bild 6

Bandfilter mit gleicher Kreisdämpfung. Bandbreite des Gesamtverstärkers 5 MHz (Bild 7)

Stufenzahl

Bandbreite des Bandfilters bei kritischer Kopplung

Resonanzwiderstand des Primärkreises mit Eingangs- und Ausgangswiderstand

Resonanzwiderstand des Sekundärkreises mit Eingangs- und Ausgangswiderstand

Übertragungswiderstand des Bandfilters = U_2/I_1

Verstärkung je Stufe (EF 80; $S = 6,5 \text{ mA/V}$)

Verstärkung des gesamten Zf-Verstärkers

3	4	8,3 pF	zu 23 MHz	zu 36 MHz
MHz	7	L_1 μH	5,6	2,38
k Ω	3,9	L_2 μH	3,8	1,62
k Ω	2,65			
k Ω	1,6			
fach	10,4			
fach	1100			

Bild 7

Bandfilter mit ungleicher Kreisdämpfung. Bandbreite des Gesamtverstärkers 5 MHz (Bild 7)

Stufenzahl

Bandbreite des Bandfilters bei kritischer Kopplung

Bandbreite des Primärkreises

Bandbreite des Sekundärkreises

Resonanzwiderstand des Primärkreises

Resonanzwiderstand des Sekundärkreises

Übertragungswiderstand des Bandfilters = U_2/I_1

Verstärkung je Stufe (EF 80; $S = 6,5 \text{ mA/V}$)

Verstärkung des gesamten Zf-Verstärkers

3	4	MHz	7,14	8,55
MHz	9,0	MHz	10,8	
MHz	1,0	MHz	1,2	
k Ω	2,1	k Ω	1,8	
k Ω	13,1	k Ω	12,0	
k Ω	2,2	k Ω	1,95	
fach	14,3	fach	12,6	
fach	2940	fach	25300	

mit Eingangs- und Ausgangswiderstand

Versetzte Einzelkreise (Paßfilter hinter Mischstufe ausgenommen), Kreiskapazität 15,5 pF

Bandmittelfrequenz	MHz	23	36
Kreisnummer	1	2	3
Bandbreite	2,5	5	2,5
Resonanzwiderstand	4,12	2,06	4,12
Resonanzfrequenz	25,16	23	20,84
Kreisinduktivität	2,58	3,1	3,75

Verstärkung: bezogen auf eine Stufe im Mittel 13 fach, des Gesamtverstärkers 2200 fach

Kreisnummer	1	2	3	4
Bandbreite	1,92	4,6	4,6	1,92
Resonanzwiderstand	5,36	2,25	2,25	5,36
Resonanzfrequenz	25,32	23,97	22,03	20,68
Kreisinduktivität	2,55	2,86	3,3	3,8

Verstärkung: bezogen auf eine Stufe im Mittel 11,5 fach, des Gesamtverstärkers 17 000 fach

Radiofilter für Differenzträger; 5,5 MHz		Bild 4	Bild 5
Gesamt-Primärkapazität	pF	30	16,7
Gesamt-Sekundärkapazität	pF	200	64
Induktivität für Primärkreis	μH	28,3	50
Induktivität für Sekundärkreis	μH	4,25	13
Induktivität der Koppelspule	μH	1,1	3,5

Ton-Zf-Verstärker für Differenzträger; 5,5 MHz

Gesamtkreiskapazität	pF	16
Induktivität	μH	52