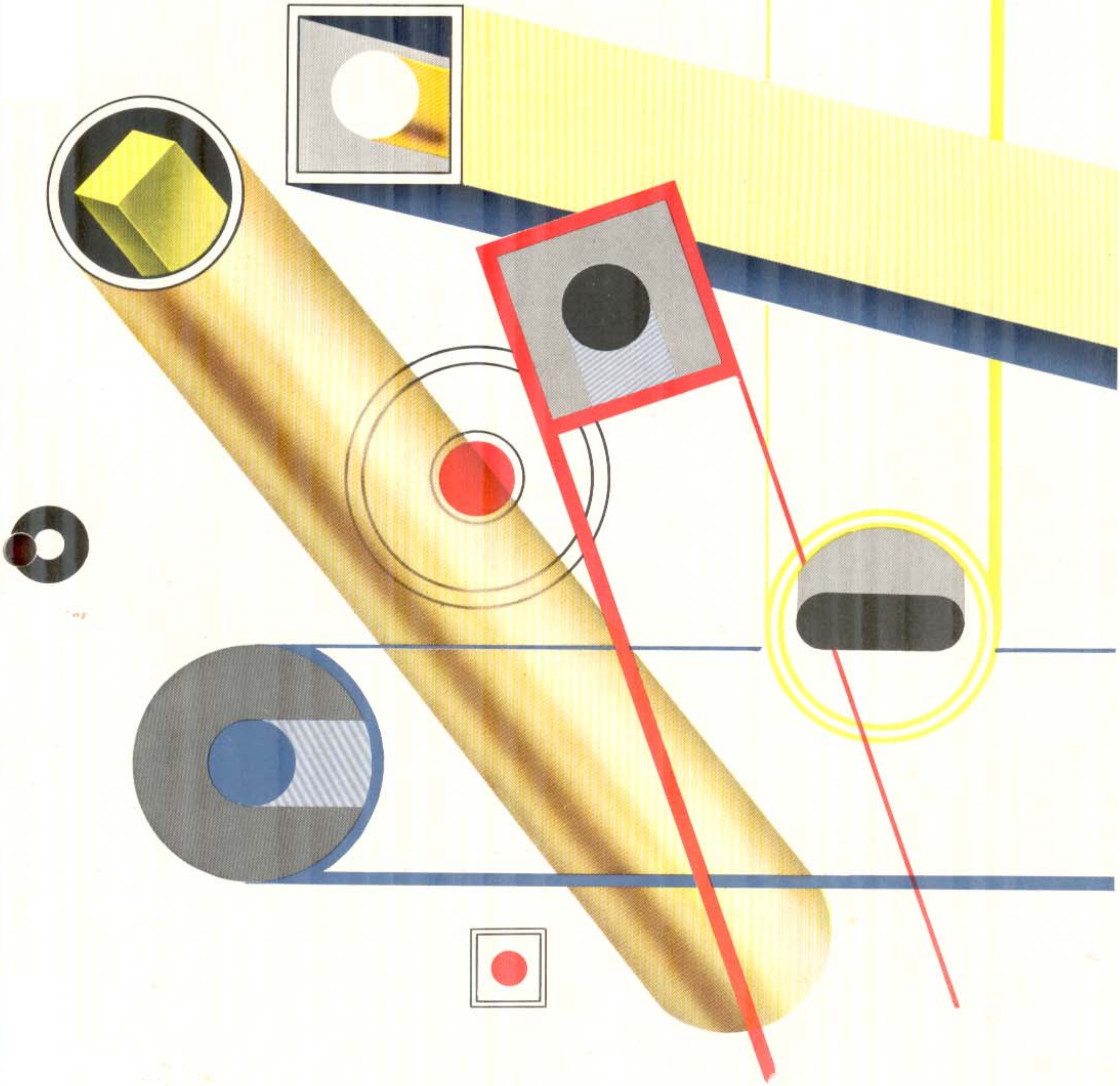
TELEFUNKEN

RÖHREN- UND HALBLEITERMITTEILUNGEN

Schwingkreise im Fernsehband IV und V



5811 48

Übersicht über die bisher herausgegebenen Telefunken-Röhrenmitteilungen für die Industrie gibt Ihnen das regelmäßig zum Ende eines jeden Vierteljahres erscheinende Inhaltsverzeichnis. Alle darin genannten Mitteilungen können jederzeit vom technischen Kundendienst der TELEFUNKEN GmbH., Röhrenvertrieb Ulm-Donau, Söflinger Str. 100, nachgefordert werden.

SCHWINGKREISE IM FERNSEHBAND IV UND V

1. INHALTSÜBERSICHT

In der vorliegenden Arbeit über Schwingkreise im Fernsehband IV und V werden Leitungskreise behandelt. Es werden dem Konstrukteur Berechnungsunterlagen über den Wellenwiderstand von Leitungen gegeben. Die für die Dezitechnik wichtigsten Topfkreise werden mit Hilfe der Vierpoltheorie für das Frequenzband 470 bis 800 MHz berechnet und die Größen für die Dimensionierung in Diagrammen zusammengestellt.

2. ALLGEMEINES ÜBER SCHWINGKREISE BEI HOHEN FREQUENZEN

In einem Schwingkreis mit konzentrierten und räumlich getrennt vorhandenen Elementen (L und C) fließt bei niederer Frequenz in jedem Leiterquerschnitt im gleichen Augenblick derselbe Strom. Bei hohen Frequenzen ist der Stromverlauf nicht mehr quasistationär, da die Abmessungen des Schwingkreises nicht mehr klein gegenüber der Wellenlänge sind. Dies bedeutet ein Abströmen der Energie der jetzt offenen Felder, d.h. Energieverluste, die quadratisch mit der Frequenz anwachsen. Die Schwingkreisdämpfung wird dadurch erhöht und die Güte des Kreises herabgesetzt.

Schalt- und Röhrenkapazitäten verkleinern bei hohen Frequenzen die zur Resonanz erforderliche Kreiskapazität und Induktivität. Um überhaupt Resonanz zu erhalten, bleibt, wenn der Schwingkreis aus konzentrierten Elementen aufgebaut ist, als Kreisinduktivität nur noch ein Drahtbügel übrig, wodurch das L/C-Verhältnis des Kreises sehr schlecht wird.

Die durch den Skineffekt bei hohen Frequenzen auftretende ungleichmäßige Stromdichte über dem Leiterquerschnitt bewirkt eine Erhöhung des wirksamen ohmschen Widerstandes und damit der Kreisdämpfung. Die Stromdichte wird in Richtung zum Leiterinnern kleiner, so daß die leitende Schicht (z.B. bei Silber) bei sehr hohen Frequenzen nur noch einige Tausendstel Millimeter beträgt. Die Dicke der äquivalenten Leitschicht für nicht eisenhaltige Stoffe ist

$$\frac{\delta}{\mathrm{mm}} = \frac{15{,}9}{\sqrt{\frac{\varkappa}{\mathrm{S/mm^2}} \cdot \frac{f}{\mathrm{KHz}}}}$$

Unter der Eindringtiefe versteht man diejenige Tiefe, in der die Stromdichte auf $\frac{1}{e}$ (ca. 36 %) ihres Wertes an der Leiteroberfläche abgesunken ist. Sie ist das 2πfache der äquivalenten Leitschichtdicke δ

Sorgt man wie bei Topfkreisen für Abschirmung durch den äußeren Leiter, so werden Energieverluste durch Abstrahlung vermieden. Das L/C-Verhältnis ist bei Kreisen mit stetig verteilter Induktivität und Kapazität größer, und da durch großflächige Leiter sowie entsprechende Oberflächenbehandlung die wirksamen ohmschen Verluste durch Skineffekt herabgesetzt werden, ist die Güte und damit die Resonanzschärfe solcher Kreise wesentlich höher.

Unter einem Topfkreis versteht man nun einen allseitig abgeschirmten Leitungskreis mit stetig verteilter Induktivität und Kapazität. Er ist charakterisiert durch seinen Wellenwiderstand und seine Leitungslänge.

Die Berechnung solcher Topfkreise wird im folgenden nach praktischen Gesichtspunkten speziell für das Frequenzband von 470...800 MHz behandelt.

3. DER WELLENWIDERSTAND VON GEBRÄUCHLICHEN TOPFKREISKONSTRUKTIONEN NACH DER THEORIE DER VERLUSTLOSEN HOMOGENEN LEITUNG

Während bei längeren Wellen die Induktivität und Kapazität als Bestimmungsstücke zur Schwingkreisdimensionierung nötig sind, ist bei Topfkreisen und Topfkreisbandfiltern der Wellenwiderstand die wichtigste Größe. Er kann nach der Leitungstheorie als Quotient von Teilwelle der Spannung zur Teilwelle des Stromes oder als derjenige Widerstand definiert werden, der – als Abschlußwiderstand angebracht – Reflexionsfreiheit der Leitung gewährleistet. Bei der verlustfreien homogenen Leitung oder bei einer sehr dämpfungsarmen Leitung, wie sie in der Dezitechnik fast immer gegeben ist, ist er unabhängig von der Frequenz und reell:

$$Z = \sqrt{\frac{L'}{C'}}$$

Z ist durch die Leitungsbeläge L' und C' des jeweiligen Leitungssystems bestimmt und berechenbar. Die Wellenwiderstände der wichtigsten Topfkreisquerschnitte, die in der Dezimetertechnik Verwendung finden, sind in Tabelle 1 zusammengestellt.

Dabei ist $\mu = 1$ und als Dielektrikum Luft, also $\varepsilon = 1$, gesetzt. Die Näherungsformeln gelten für D/d bzw. D/b > 2:

Bei einem gewendelten Innenleiter ändert sich die Kapazität gegenüber einem massiven nicht gewendelten Innenleiter zwischen Außen- und Innenleiter nur wenig, solange der Durchmesser konstant bleibt.

Die Selbstinduktion steigt aber durch die Wendelung sehr stark an. Dies bedeutet, daß der Wellenwiderstand eines Topfkreises mit gewendeltem Innenleiter bei gleichem Durchmesserverhältnis größer ist als bei glattem Innenleiter. Durch eine günstigere Feldverteilung und ein besseres L/C-Verhältnis ist die Güte eines Topfkreises mit gewendeltem Innenleiter 2- bis 3mal größer als die Güte eines Topfkreises mit massivem, nicht gewendeltem Innenleiter. Der Wellenwiderstand (Z_W) der gewendelten Topfkreiskonstruktion ist nach Meinke [1].

$$Z_w = Z \cdot \sqrt{1 + \frac{(n \cdot \pi \cdot b)^2}{2 \ln \frac{d}{b}} \left[1 - \left(\frac{b}{d}\right)^2\right]}$$

Z_W = Wellenwiderstand eines Topfkreises mit gewendeltem Innenleiter

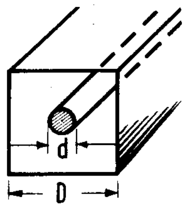
Z = Wellenwiderstand der glatten Leitung

n = Windungszahl pro cm

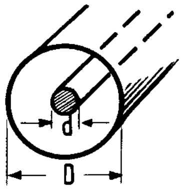
b = Breite, d = Dicke der Wendel in cm

Für die praktische Dimensionierung der Leitungen muß man berücksichtigen, daß es jeweils bei den einzelnen Leiterquerschnitten bei vor-

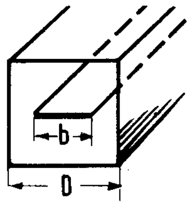
Tabelle 1



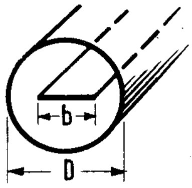
$$Z = 60 \ln 1{,}08 \frac{D}{d} \; (\Omega)$$



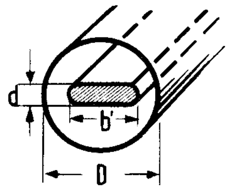
$$Z = 60 \ln \frac{D}{d} \; (\Omega)$$



$$Z = 60 \ln 2{,}16 \frac{D}{b} \; (\Omega)$$

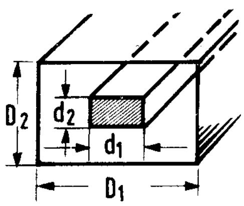


$$Z = 60 \ln 2 \frac{D}{b} \; (\Omega)$$



$$Z = 60 \ln 2 \frac{D}{b} \; (\Omega)^{*}$$

für b = b'+ d



$$Z = 60 \ln \frac{D_1 + D_2}{d_1 + d_2} \; (\Omega)^{**}$$

Obige Formeln gelten für $\mu = 1$, $\varepsilon = 1$ und D/d bzw. D/b > 2

* Ein Band im kreisförmigen Außenleiter, dessen Kanten kreisförmig abgerundet sind (Breite b', Dicke d), hat denselben Wellenwiderstand wie ein unendlich dünnes Band der Breite b = b' + d.

** Empirisch ermittelte Faustformel (nach R. Maurer).

gegebenen Außenmaßen einen Optimalwert des Durchmesserverhältnissen D/d bzw. D/b gibt, für den ein Minimalwert der Leitungsdämpfung und damit eine optimale Güte auftritt. Bei der konzentrischen Rohrleitung ergibt sich zum Beispiel als günstigstes Durchmesserverhältnis D/d = 3,6 entsprechend einem Wellenwiderstand von 77 Ω bei λ = 50 cm. Jedoch ist oft aus anderen Gründen, z.B. zur Erzielung einer großen Abstimmsteilheit $\frac{d\lambda}{dC}$ [3], ein großerWellenwiderstand vorteilhaft, und man verzichtet dabei auf optimale Güte des Kreises.

4. DIE RESONANZLEITUNG

Sie ist ein Leitungsstück, das entweder kurzgeschlossen oder offen, aber verlustarm ist.

a) Eine verlustarme Leitung, die am Ende (22) kurzgeschlossen ist, hat den Eingangsleitwert 0 und stellt einen Parallelschwingkreis dar bei den Längen

$l = \lambda/4;\ 3 \cdot \lambda/4;\ 5 \cdot \lambda/4$ usw. allgemein bei
$l = (2n-1) \cdot \lambda/4$ (für n = 1, 2, 3 . . . .)

Sie hat den Eingangsleitwert ∞ und stellt einen Serienschwingkreis dar bei

$l = \lambda/2;\ 2 \cdot \lambda/2;\ 3 \cdot \lambda/2$ usw. allgemein also bei
$l = n \cdot \lambda/2$ (für n = 1, 2, 3 . . . .)

b) Eine verlustarme Leitung, die am Ende (22) offen ist, hat den Eingangsleitwert ∞ und stellt demnach einen Serienkreis dar bei den Längen

$l = \lambda/4;\ 3 \cdot \lambda/4;\ 5 \cdot \lambda/4$ usw. allgemein bei
$l = (2n-1) \cdot \lambda/4$ (für n = 1, 2, 3 . . . .)

Sie hat den Eingangsleitwert 0 und stellt einen Parallelkreis dar bei

$l = \lambda/2;\ 2 \cdot \lambda/2;\ 3 \cdot \lambda/2$ usw. allgemein bei
$l = n \cdot \lambda/2$ (für n = 1, 2, 3 . . . .)

Durch die Eigenschaften solcher Leitungsstücke bekommt man Resonanzerscheinungen, die denen der verlustlosen quasistationären Schwingkreise völlig gleichen. Während man bei quasistationären Schwingkreisen bei gegebener Frequenz die Resonanz dadurch erhält, daß man die induktiven und kapazitiven Widerstände gleich groß macht, wird dies bei Resonanzleitungen bei konstantem Wellenwiderstand durch richtige Bemessung der Länge erreicht.
Eine Übersicht über Parallel- und Serienkreisverhalten gibt Bild 1.

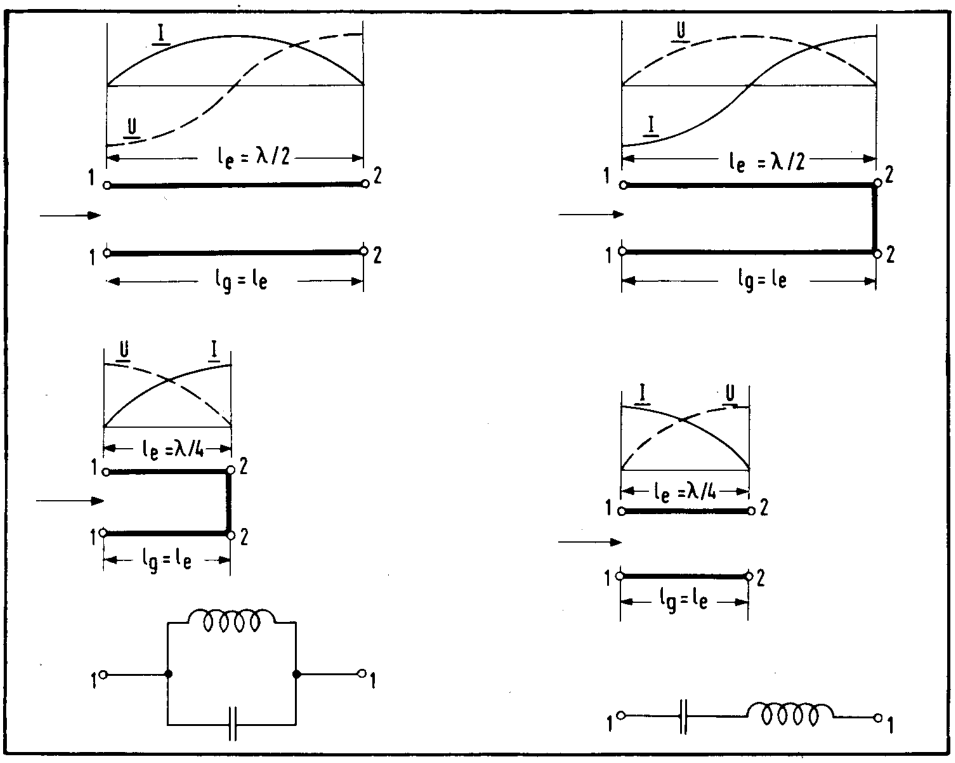


Bild 1

In der Praxis tritt jedoch die am Eingang (11) unbelastete Resonanzleitung nur selten auf. Durch das Zusammenwirken der Leitungsstücke mit Röhren und Verbraucherkreisen ist fast immer ein Belastungswiderstand an den Eingang (11) der Leitung geschaltet. Dieser verkürzt oder verlängert die elektrische Länge des Resonanzkreises und bestimmt damit sein elektrisches Verhalten. Es sollen deshalb die für die Praxis weit wichtigeren belasteten Resonanzleitungen und unter diesen speziell die für das Fernsehband IV und V benötigten kapazitiv belasteten Resonanzleitungen betrachtet werden.

5. DIE BELASTETE RESONANZLEITUNG

Eine durch einen Wirkwiderstand am Eingang belastete Leitung erhöht nur deren Dämpfungsverluste.

Eine durch Röhrenkapazitäten, Röhrenzuleitungen, Verbraucherkapazitäten oder Induktivitäten belastete Resonanzleitung verkürzt oder verlängert die zur Abstimmung auf Resonanz notwendige geometrische Länge der Leitung, indem sie einen ihrem Blindwiderstand entsprechenden Teil des $\lambda/4$- oder $\lambda/2$-Kreises ersetzt.

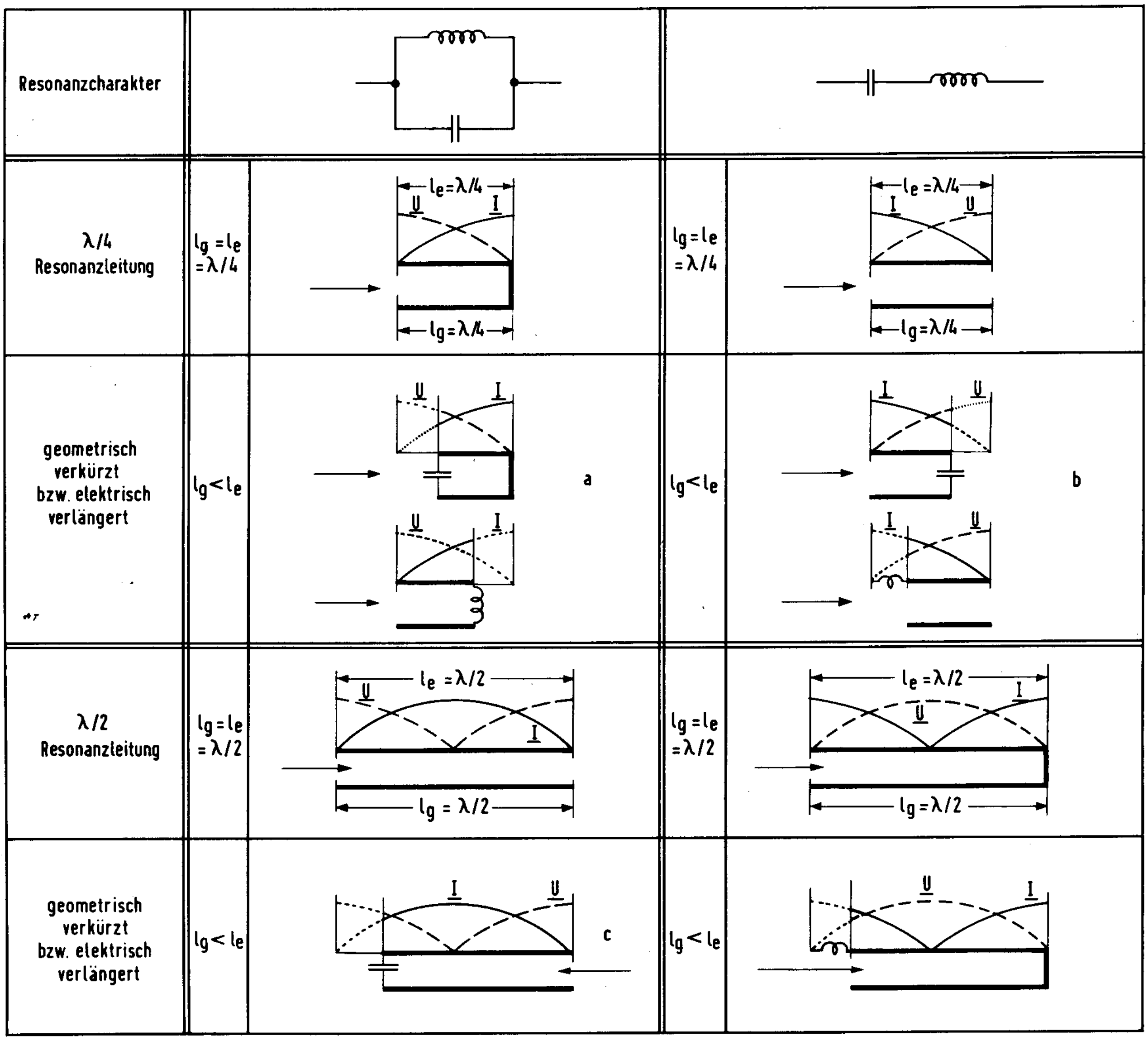


Bild 2

Allgemein gilt:

a) Eine Kapazität im Spannungsbauch oder eine Induktivität im Strombauch verkürzt die zur Resonanzabstimmung erforderliche geometrische Leitungslänge [5].

b) Eine Kapazität im Strombauch oder eine Induktivität im Spannungsbauch verlängert die zur Resonanzabstimmung erforderliche geometrische Leitungslänge, wenn sie bedingt durch die Strom- und Spannungsverteilung auf der Leitung wirksam zugeschaltet wird.

c) Umgekehrt ist es also möglich, bei konstanter geometrischer Leitungslänge durch Zuschalten einer - eventuell sogar variablen - Kapazität oder Induktivität die elektrische Leitungslänge zu verkürzen oder zu verlängern und damit die Resonanzfrequenz des Kreises zu ändern.

Diese Verhältnisse zeigt für Resonanzleitungen der elektrischen Länge $l_e = \lambda/4$ und $l_e = \lambda/2$ Bild 2.
Durch induktive oder kapazitive Abstimmung eines Leitungskreises läßt sich also im Grunde jede beliebige Resonanzfrequenz einstellen, und man kann gleichzeitig mit $\lambda/4$- und $\lambda/2$-Resonanzkreisen sowohl Serien- als auch Parallelresonanz erhalten. Es interessieren praktisch nur Resonanzkreise, bei denen durch kapazitive Belastung eine Verkürzung und nicht eine Verlängerung der zur Resonanz erforderlichen geometrischen Leitungslänge zustande kommt. Damit bleiben aus den in Bild 2 dargestellten Fällen für Parallelkreise und Serienkreise nur noch die Fälle a, b und c für die praktische Berechnung von Topfkreisen im Fernsehband IV und V interessant. Für die Berechnung der Resonanzfrequenz, der benötigten Abstimmkapazität, des Wellenwiderstandes oder der Leitungslänge sollen deshalb folgende Fälle betrachtet werden:

1. der am Eingang kapazitiv belastete, am Ausgang kurzgeschlossene Topfkreis,

2. der am Eingang kapazitiv belastete, am Ausgang offene bzw. kapazitiv belastete Topfkreis.

5.1. Die Resonanzbedingung für den am Eingang kapazitiv belasteten, am Ausgang kurzgeschlossenen Topfkreis (Bild 3)

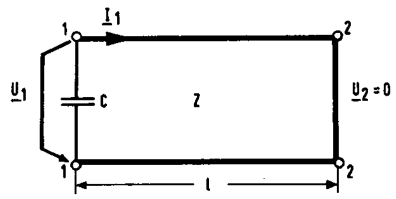


Bild 3

Nach der Theorie der homogenen und verlustlosen Leitung ergeben sich die Leitungsgleichungen zu

$$\left.\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{U}_2 \cos\frac{2\pi l}{\lambda} + j\,\underline{I}_2 Z \sin\frac{2\pi l}{\lambda} \\ \underline{I}_1 &= \underline{I}_2 \cos\frac{2\pi l}{\lambda} + j\,\frac{\underline{U}_2}{Z}\sin\frac{2\pi l}{\lambda} \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

Diese Gleichungen werden auch für dämpfungsarme Leitungen, also Topfkreise, angewendet. Für Kurzschluß am Ende ist $\underline{U}_2 = 0$, und für den komplexen Eingangsleitwert $\underline{G}_1$ erhält man aus den Gleichungen (1)

$$\underline{G}_1 = \frac{\underline{I}_1}{\underline{U}_1} = -j\,\frac{1}{Z}\,\mathrm{ctg}\,\frac{2\pi l}{\lambda} \quad (2)$$

Bei Belastung des Eingangs (11) mit der Kapazität C und Abstimmung auf Resonanz (Bild 3) muß die Summe der Leitwerte gleich Null sein:

$$j\omega C - j\,\frac{1}{Z}\,\mathrm{ctg}\,\frac{2\pi l}{\lambda} = 0 \quad (3)$$

Daraus erhält man als Resonanzbedingung

$$\boxed{\omega C Z = \mathrm{ctg}\,\frac{2\pi l}{\lambda}} \quad \text{bzw.} \quad (4)$$

mit Einführung der Kreisfrequenz ω und der Vakuumlichtgeschwindigkeit $c_o \approx 3 \cdot 10^{10}\ \frac{\mathrm{cm}}{\mathrm{sec}}$

$$\boxed{\omega C Z = \mathrm{ctg}\,\frac{\omega l}{c_o}} \quad (5)$$

Aus Gl.(4) und (5) lassen sich bei Kenntnis bzw. Annahme der übrigen zur Resonanz erforderlichen Bestimmungsgrößen folgende Topfkreis-Dimensionen errechnen:

a) Die Kapazität (bzw. Kapazitätsänderung), die zur Resonanz für vorgegebenen Wellenwiderstand Z, Frequenz f (bzw. Frequenzänderung) und Leitungslänge l erforderlich ist, ergibt sich zu

$$\left\{ \begin{array}{l} C = \frac{1}{\omega Z} \operatorname{ctg} \frac{\omega l}{c_o} \quad \text{oder} \\ C = \frac{1}{\omega Z} \operatorname{ctg} \frac{2\pi l}{\lambda} \end{array} \right\} \qquad (6a)$$

b) Die Resonanzfrequenz eines Topfkreises bei vorgegebenem Wellenwiderstand, Kapazität und Leitungslänge wird nach Gl.(4) oder (5) am besten graphisch ermittelt, da es sich um eine in ω transzendente Funktion handelt.

Die rechte und linke Seite der Gl.(5) enthält jeweils die gesuchte Resonanzfrequenz und stellt eine Funktion für sich dar. Gl.(5) zu lösen, bedeutet die Nullstellen der Gleichung zu suchen. Diese findet man, wenn man die beiden Funktionen einzeln aufzeichnet. Bringt man die beiden Kurven $\underline{G}_o' = \omega CZ$ und $\underline{G}_o'' = \operatorname{ctg} \frac{\omega l}{c_o}$ miteinander zum Schnitt, so ergeben sich die Resonanzfrequenzen als Projektionen der Schnittpunkte $\underline{G}_o'$ und $\underline{G}_o''$ (Bild 4). Da $\underline{G}_o''$ eine periodische Funktion ist, erhält man unendlich viele Schnittpunkte, also unendlich viele Resonanzfrequenzen, wobei allerdings nur die erste, die Grundfrequenz ω_o, interessiert.

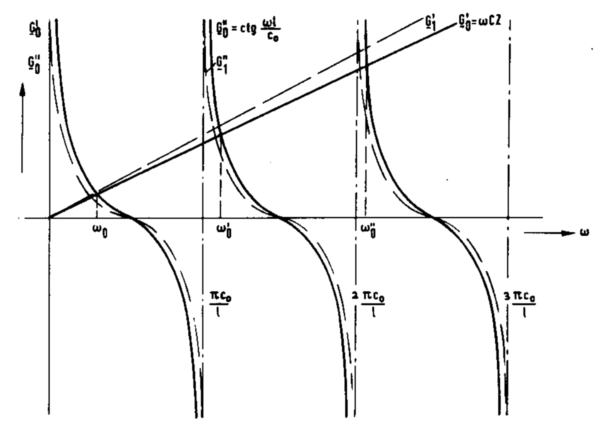


Bild 4

Eine Verlängerung von l im Verhältnis l : l' bedeutet ein Zusammendrücken der Kurve $\underline{G}_o''$ auf die Ordinate im Verhältnis l : l' hin (Bild 4: $\underline{G}_1''$). Wird Z oder C vergrößert, so bedeutet dies eine Drehung der Geraden $\underline{G}_o'$ um den Nullpunkt nach links (Bild 4: $\underline{G}_1'$). Der Einfluß dieser Änderungen auf die Resonanzfrequenz ist augenscheinlich.

c) Der benötigte Wellenwiderstand eines Topfkreises der Länge l für eine bestimmte Resonanzfrequenz f_o errechnet sich bei bekannter Kapazität zu

$$\left\{ \begin{array}{l} Z = \frac{1}{\omega C} \operatorname{ctg} \frac{\omega l}{c_o} \quad \text{bzw.} \\ Z = \frac{1}{\omega C} \operatorname{ctg} \frac{2\pi l}{\lambda} \end{array} \right\} \qquad (6b)$$

d) Schließlich ergibt sich noch für die Länge eines Topfkreises bei vorgegebenem Leiterquerschnitt, Wellenwiderstand, Kapazität und Resonanzfrequenz eine erforderliche Länge von

$$\left\{ \begin{array}{l} l = \frac{c_o}{\omega} \operatorname{arctg} \frac{1}{\omega CZ} \quad \text{bzw.} \\ l = \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{arctg} \frac{1}{\omega CZ} \end{array} \right\} \qquad (6c)$$

Es ist also auch möglich, durch Änderung der Leitungslänge die Resonanzfrequenz des Topfkreises zu verändern; man macht dies in der Praxis durch einen verschiebbaren Kurzschlußbügel.

In den Bildern 5 und 6 ist nach Gl.(6a) Anfangs- und Endkapazität für den Frequenzbereich 470...800 MHz als Funktion der Leitungslänge l dargestellt. Parameter ist der Wellenwiderstand Z_L des Topfkreises. Ebenfalls kann nach Gl.(6b) aus den Bildern 5 und 6 der für einen Topfkreis der Länge l benötigte Wellenwiderstand Z_L bei vorgegebener Kapazität ermittelt werden.

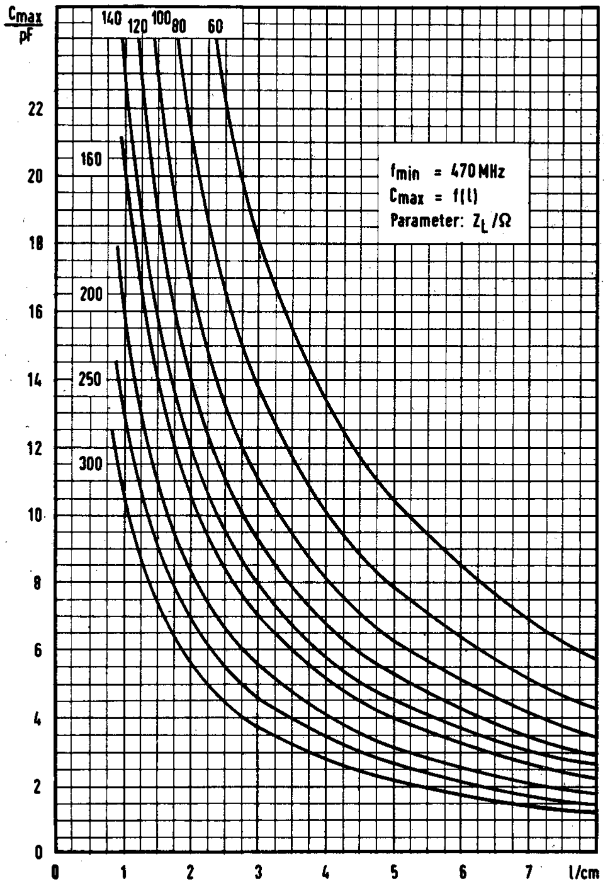


Bild 5

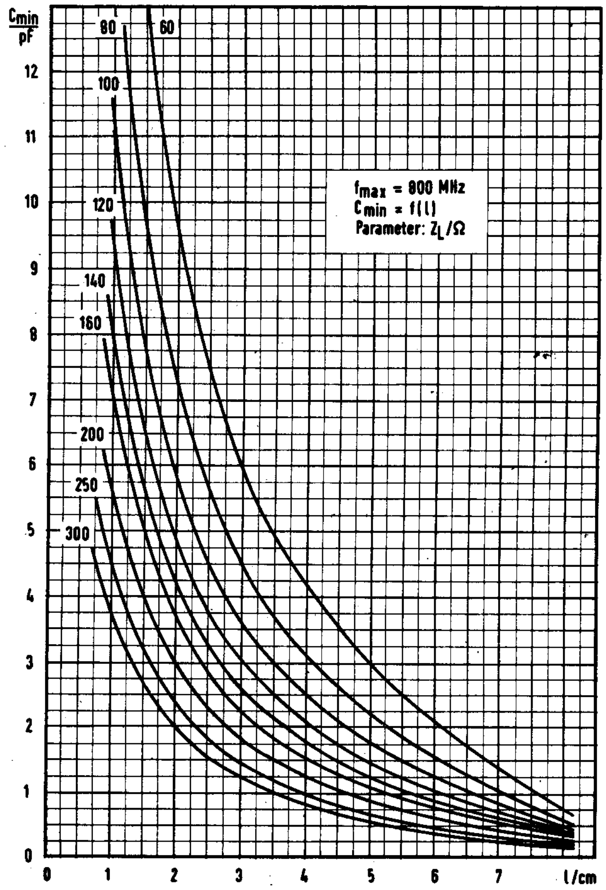


Bild 6

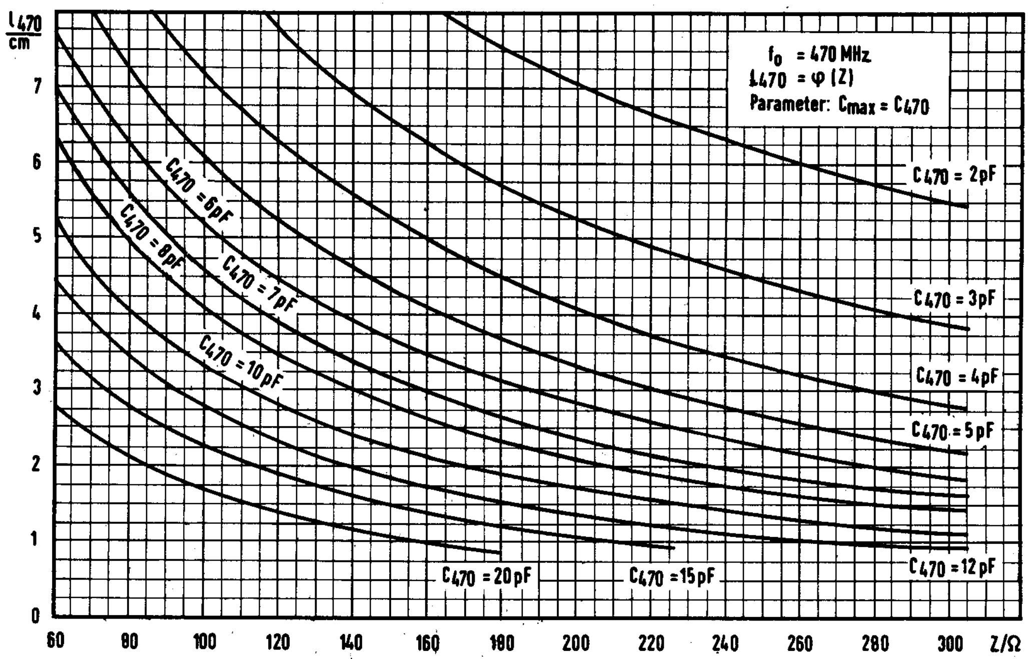


Bild 7

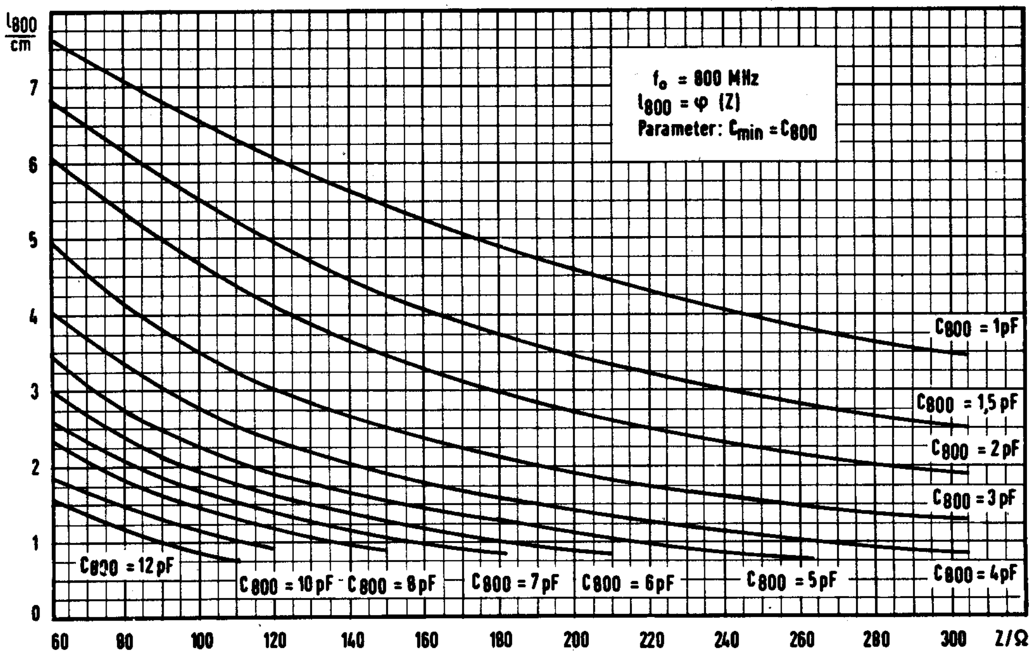


Bild 8

In den Bildern 7 und 8 ist nach Gl.(6c) die Topfkreislänge l bzw. die für den Frequenzbereich von 470...800 MHz notwendige Leitungslänge in Abhängigkeit vom Wellenwiderstand dargestellt. Als Parameter erscheint eine den Topfkreis belastende Festkapazität C.

Beispiel (1)

Es soll der Wellenwiderstand eines durchstimmbaren, am Ausgang kurzgeschlossenen $\lambda/4$-Topfkreises für das Fernsehband IV und V (470 bis 800 MHz) berechnet werden. Zur Durchstimmung soll ein Drehkondensator verwendet werden, dessen Anfangskapazität C_{min} bei f_{max} = = 800 MHz zu C_{min} = 1,5 pF gegeben ist. Aus Bild 6 erhält man die Topfkreislänge l und den benötigten Wellenwiderstand Z_L des Topfkreises zu l = 5 cm und Z = 120 Ω. Geht man mit l = 5 cm und Z = 120 Ω in Bild 5 ein, so erhält man die Endkapazität C_{max} des Drehkondensators zu 5,3 pF. Bei einem Drehkondensator von 1,5...5,3 pF und einem Topfkreis der Länge l = 5 cm, der am anderen Ende kurzgeschlossen ist, benötigt man einen Wellenwiderstand des Topfkreises von Z = 120 Ω.
Nach Tabelle 1 ist der Wellenwiderstand eines Topfkreises mit quadratischem Außen- und rundem Innenleiter

$$Z = 60 \cdot \ln 1{,}08 \cdot D/d$$

Hat der Innenleiter den Durchmesser d = 3 mm, dann braucht man einen Durchmesser des Außenleiters D = 20 mm, um den erforderlichen Wellenwiderstand von 120 Ω verwirklichen zu können.

Beispiel (2)

Ist aus konstruktiven Gründen der Topfkreis zu lang, der Wellenwiderstand von Z = 120 Ω soll aber beibehalten werden, so ist Anfangs- und Endkapazität des Drehkondensators zu ändern. Aus Bild 6 erhält man für eine Topfkreislänge von l = 3 cm bei einem Wellenwiderstand von 120 Ω eine Anfangskapazität von C_{min} = 3 pF, und aus Bild 5 erhält man für l = 3 cm und Z = 120 Ω eine Endkapazität des Drehkondensators von C_{max} = 9,2 pF.

Beispiel (3)

Im Frequenzbereich 470...800 MHz soll ein Parallelschwingkreis verwendet werden, der als Topfkreis ausgeführt und durch Kurzschlußschieber auf die jeweilige Resonanzfrequenz abgestimmt wird.
Als Belastung sei über das gesamte Frequenzgebiet eine konstante Kapazität von $C_{470} = C_{800}$ =

= 4 pF vorhanden. Der Wellenwiderstand sei wiederum 120 Ω. Es ist nach der Länge des Topfkreises, also nach der maximalen und minimalen Leitungslänge gefragt, die der Kurzschlußschieber bei der Durchstimmung über das Frequenzband überstreicht.

Für Z = 120 Ω und C = 4 pF ist die maximale Leitungslänge bei f_o = 470 MHz nach Bild 7 $l_{max} = l_{470}$ = 6,25 cm. Nach Bild 8 ist die minimale Leitungslänge bei f_o = 800 MHz (Z = = 120 Ω und C = 4 pF) $l_{min} = l_{800}$ = 2,35 cm. Der Topfkreis muß also für die Abstimmung im Fernsehband IV und V mindestens 6,25 cm lang sein.

Beispiel (4)

Ist die kapazitive Belastung des Topfkreises über das Frequenzband nicht konstant, sondern z.B. bei 800 MHz C_{min} = 1,5 pF und bei 470 MHz C_{max} = 20 pF, so ergibt sich aus Bild 8 bei Z = 120 Ω eine Leitungslänge l_{800} = 5 cm und aus Bild 7 (bei Z = 120 Ω) l_{470} = 1,4 cm. Der Kurzschlußbügel braucht bei der vorgegebenen veränderlichen kapazitiven Belastung zur Durchstimmung des Topfkreises eine Leitungslänge von mindestens 5 cm.

Nach den Gl.(4) und (5) werden am Eingang kapazitiv belastete, am Ausgang kurzgeschlossene Topfkreise berechnet.

5.2. Der am Eingang und Ausgang komplex (bzw. kapazitiv) belastete Topfkreis (Bild 9)

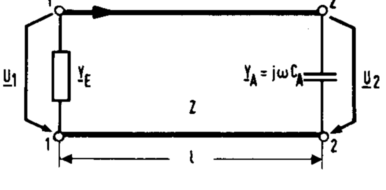


Bild 9

Meist liegt am Eingang von Leitungskreisen ein Generator oder eine Röhre mit ihren Elektrodenkapazitäten, Zuleitungsinduktivitäten oder dergleichen. Man erhält dann eine komplexe Belastung des Topfkreises, und die Berechnung solcher Leitungskreise erfolgt in etwas anderer Weise.

Aus der Theorie der verlustlosen homogenen oder dämpfungsarmen Leitung sind die Gleichungen (1) bekannt.

Durch Division der beiden Gleichungen erhält man für den Eingangsleitwert des vorliegenden Topfkreises

$$\boxed{Y_E = Y_A \frac{1 + j\left(\frac{1}{Y_A Z}\right) \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}}{1 + jZY_A \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}}} \quad (7)$$

Diese Gleichung ist die allgemeinste Berechnungsformel für Leitungs- und Topfkreise. Sie wird für Leitungsstücke angewendet, die am Eingang und Ausgang komplex belastet sind. Insbesondere bei Topfkreisen, die außer ihrer kapazitiven Belastung am Ausgang zusätzlich am Eingang noch komplex, z.B. durch den Röhrenausgangsleitwert, belastet sind.

In Gl.(7) ist Y_E der Eingangsleitwert, Y_A der Ausgangsleitwert des Topfkreises. Der Eingangsleitwert Y_E ist meist bekannt. Er ist die komplexe Belastung des Topfkreises durch einen Generator, durch Elektrodenkapazitäten, Induktivitäten oder durch den Röhreneingangs- oder -ausgangsleitwert. Über den Frequenzbereich kann diese Belastung entweder konstant sein oder sich mit der Frequenz ändern. Ist die komplexe Belastung des Topfkreises, die z.B. durch eine Röhre verursacht wird, bekannt, so ist der Eingangsleitwert Y_E des Topfkreises immer das konjugiert Komplexe der an sich vorhandenen Topfkreisbelastung.

Ist also zum Beispiel der Röhrenausgangsleitwert Y_{II} = +j 10 mS, so muß der Eingangsleitwert des Topfkreises für Resonanz Y_E = −j 10 mS sein. Dies ist bei jeder Berechnung der Topfkreisabmessungen bzw. bei Aufstellung von Diagrammen zu berücksichtigen.

Der Ausgangsleitwert Y_A ist meist die gesuchte Größe, wobei dann der Wellenwiderstand Z_L, die Leitungslänge l und der Eingangsleitwert des Topfkreises Y_E bei vorgegebener Frequenz oder vorgegebenem Frequenzband bekannt sind.

Wie oben erwähnt, wird ein Topfkreis meist durch einen Drehkondensator, also eine veränderliche Kapazität, abgestimmt. Dann ist $Y_A = +j\,\omega C_A$ gesucht.

Mit Hilfe der Vierpoltheorie wurde der Imaginärteil des Ausgangsleitwertes der Röhre PC 86 in Gitterbasisschaltung mit endlichem Leitwert zwischen Gitter und Basis und unter Berücksichtigung der Kathoden- und Anodeninduktivität berechnet [4] und ist in Bild 10 dargestellt.

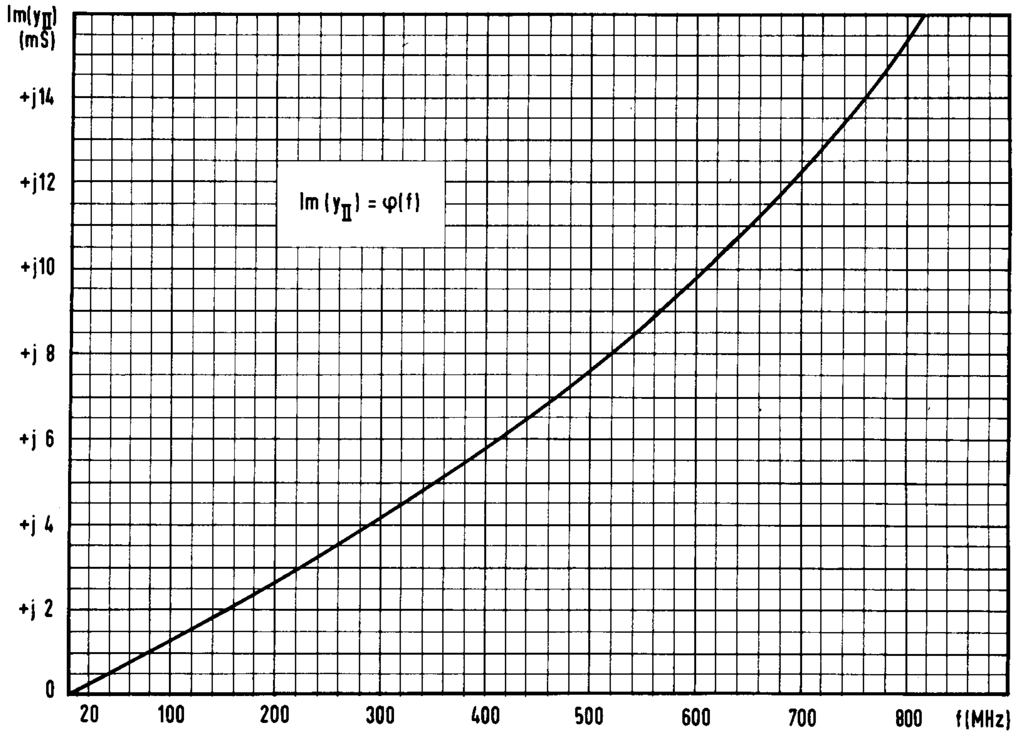


Bild 10

Aus Gl.(7) ergibt sich durch Umformung für die gesuchte Größe Y_A folgende Gleichung:

$$\boxed{Y_A = Y_E \frac{1 - j \frac{1}{Y_E Z} \ \mathrm{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}}{1 - Y_E Z \cdot \mathrm{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}}} \qquad (8)$$

Als Anwendung der Gl.(8) sei die Aufgabe gestellt, die Kapazität des den Topfkreis abschließenden Drehkondensators in Abhängigkeit von der Topfkreislänge und dem Wellenwiderstand in Diagrammen darzustellen. Den Diagrammen sei ein spezielles Beispiel zugrunde gelegt. Es sollen die Abmessungen des Anodentopfkreises einer UHF-Vorstufe mit der Röhre PC 86 ermittelt werden. Der Frequenzbereich von 470 bis 800 MHz (λ = 64 cm bis λ = 37,5 cm) ist gegeben.

Die Röhre wirkt demnach auf den Anodentopfkreis wie eine Kapazität C_R. Der Realteil des Ausgangsleitwertes kann im allgemeinen auf der Anodenseite für die Topfkreisberechnung vernachlässigt werden. Es ergibt sich zusammen mit einer Schaltkapazität von $C_S \approx 3$ pF das in Bild 11 dargestellte Ersatzschaltbild.

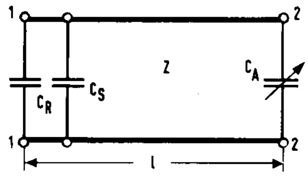


Bild 11

Aus Bild 10, Im $(Y_{II}) = \varphi$ (f), werden folgende Werte entnommen: bei 470 MHz Im Y_{II} = 7,1 mS und bei 800 MHz Im (Y_{II}) = 15,4 mS. Zusammen mit der Schaltkapazität C_S ergibt sich dann für den Ausgangsleitwert der Röhre bei 470 MHz $Y_{II\,470} = +j\ 16$ mS und bei 800 MHz $Y_{II\,800} = +j\ 30{,}45$ mS.

$= -j\ 16$ mS und $Y_{E\,800} = -j\ 30{,}45$ mS.
Mit diesen Werten wurden die in den Bildern 12 bis 14 dargestellten Diagramme nach Gl.(8) ermittelt.

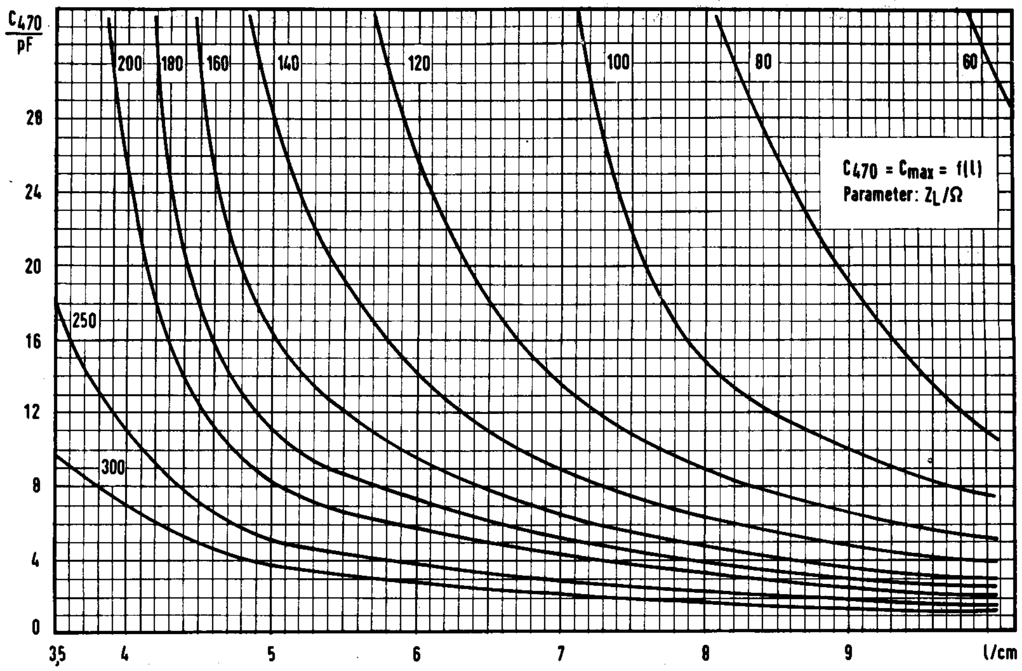


Bild 12

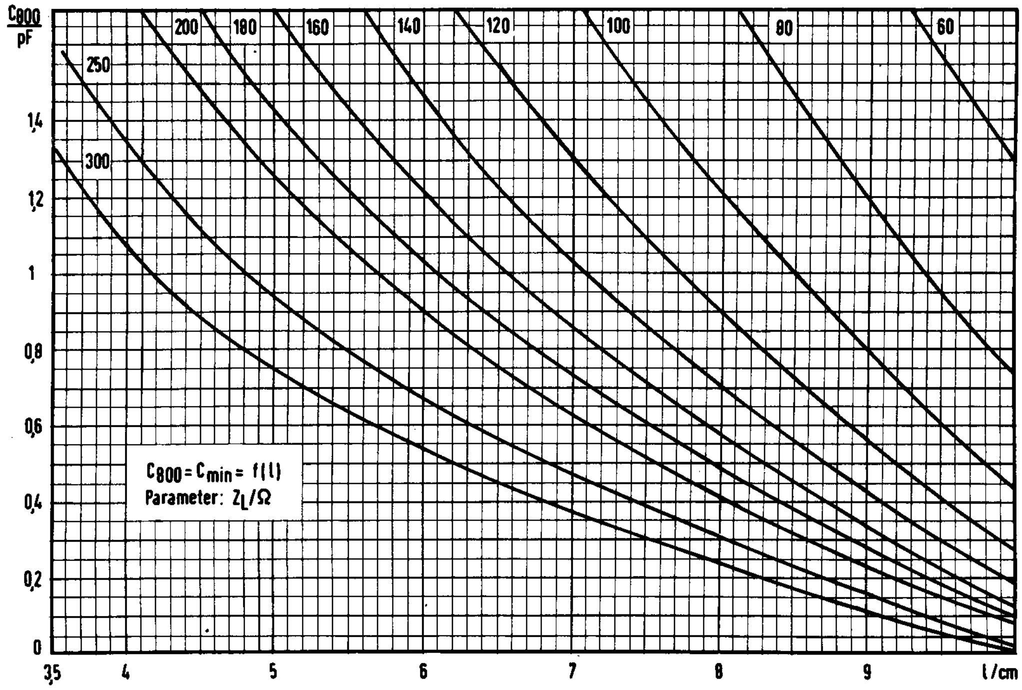


Bild 13

Der Eingangsleitwert Y_E des Topfkreises muß dann bei Resonanz das konjugiert Komplexe des Röhrenausgangsleitwertes Y_{II} sein; $Y_{E\,470} =$

In Bild 12 und 13 ist $C_{max} = C_{470}$ und $C_{min} = C_{800}$ als Funktion der Topfkreislänge l dargestellt. Parameter ist der Wellenwiderstand Z_L

des Topfkreises. In Bild 14 ist das Kapazitätsverhältnis $vC = \frac{C_{max}}{C_{min}}$ als Funktion der Topfkreislänge l dargestellt. Parameter ist der Wellenwiderstand Z_L.

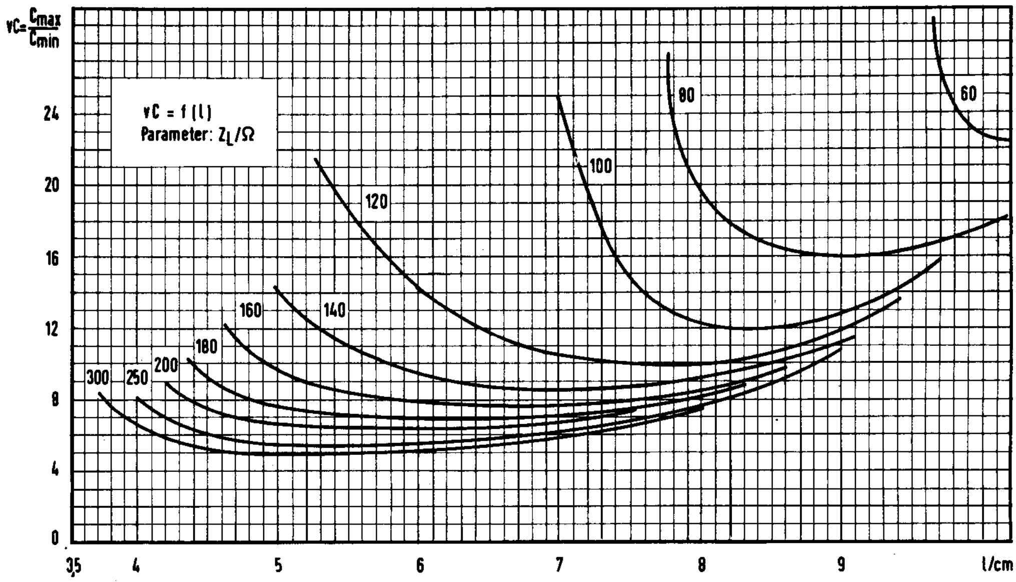


Bild 14

Beispiel (5)

Die speziell für die Röhre PC 86 aufgestellten Diagramme sollen nun an folgendem Beispiel ausgewertet werden:

Für eine UHF-Vorstufe mit der Röhre PC 86 soll die Anfangs- und Endkapazität des den Topfkreis abschließenden und zur Abstimmung über das Frequenzband 470...800 MHz erforderlichen Drehkondensators aus den Diagrammen entnommen werden. Den Diagrammen ist der Frequenzbereich 470...800 MHz, eine Schaltkapazität von 3 pF und der Röhrenausgangsleitwert der PC 86 zugrunde gelegt. Ferner sei aus konstruktiven Gründen eine maximale Länge des Topfkreises ohne Drehkondensator von l = 7 cm gefordert. Der Wellenwiderstand sei zu $Z_L = 120\ \Omega$ gewählt.

Nach Bild 12 ist für den Abstimmkondensator (bei 470 MHz) bei einer Topfkreislänge von l = 7 cm und einem Wellenwiderstand von $Z_L = 120\ \Omega$ eine Endkapazität von $C_{A\ 470}$ = = 13,55 pF nötig.

Nach Bild 13 ist die Anfangskapazität (bei 800 MHz) für $Z_L = 120\ \Omega$ und l = 7 cm $C_{A\ 800}$ = = 1,31 pF. Das Kapazitätsverhältnis erhält man aus Bild 14 bzw. durch Bilden von $vC = \frac{C_{max}}{C_{min}}$ zu 1 : 10,35.

Beispiel (6)

Da die Abstimmsteilheit $\frac{d\lambda}{dC}$ bei einem kleineren Kapazitätsverhältnis wesentlich günstiger ist, kann man durch einen größeren Wellenwiderstand und kürzere Topfkreislänge nach Bild 14 zum Beispiel folgende Topfkreisdimensionen ermitteln:

Um ein Kapazitätsverhältnis des Abstimmkondensators von 1 : 6,6 zu erhalten, braucht man nach Bild 14 eine Topfkreislänge von l = 5 cm bei $Z_L = 200\ \Omega$. Aus Bild 12 und 13 ergibt sich für diese Werte eine Anfangs- und Endkapazität von ca. 1,25 pF und ca. 8,2 pF. Einen Wellenwiderstand von $Z_L = 200\ \Omega$ würde man zum Beispiel sehr leicht durch einen gewendelten Innenleiter erreichen. Die Einbuße an Güte durch Leitungsdämpfung kann bei einer derartig hohen Güte des Topfkreises (Q = 1000...1500) auf Kosten des kleineren Kapazitätsverhältnisses und der größeren Abstimmsteilheit leicht in Kauf genommen werden.

Nach Formel 7 bzw. 8 werden sowohl beiderseits belastete $\lambda/4$-Topfkreise als auch beiderseits belastete $\lambda/2$-Topfkreise berechnet.

Zusammenfassend sind in der folgenden Tabelle die in dieser Arbeit behandelten Beispiele nochmals aufgezeigt. In Bild 15 sind dazu die behandelten Topfkreise konstruktiv dargestellt.

H. Ocker

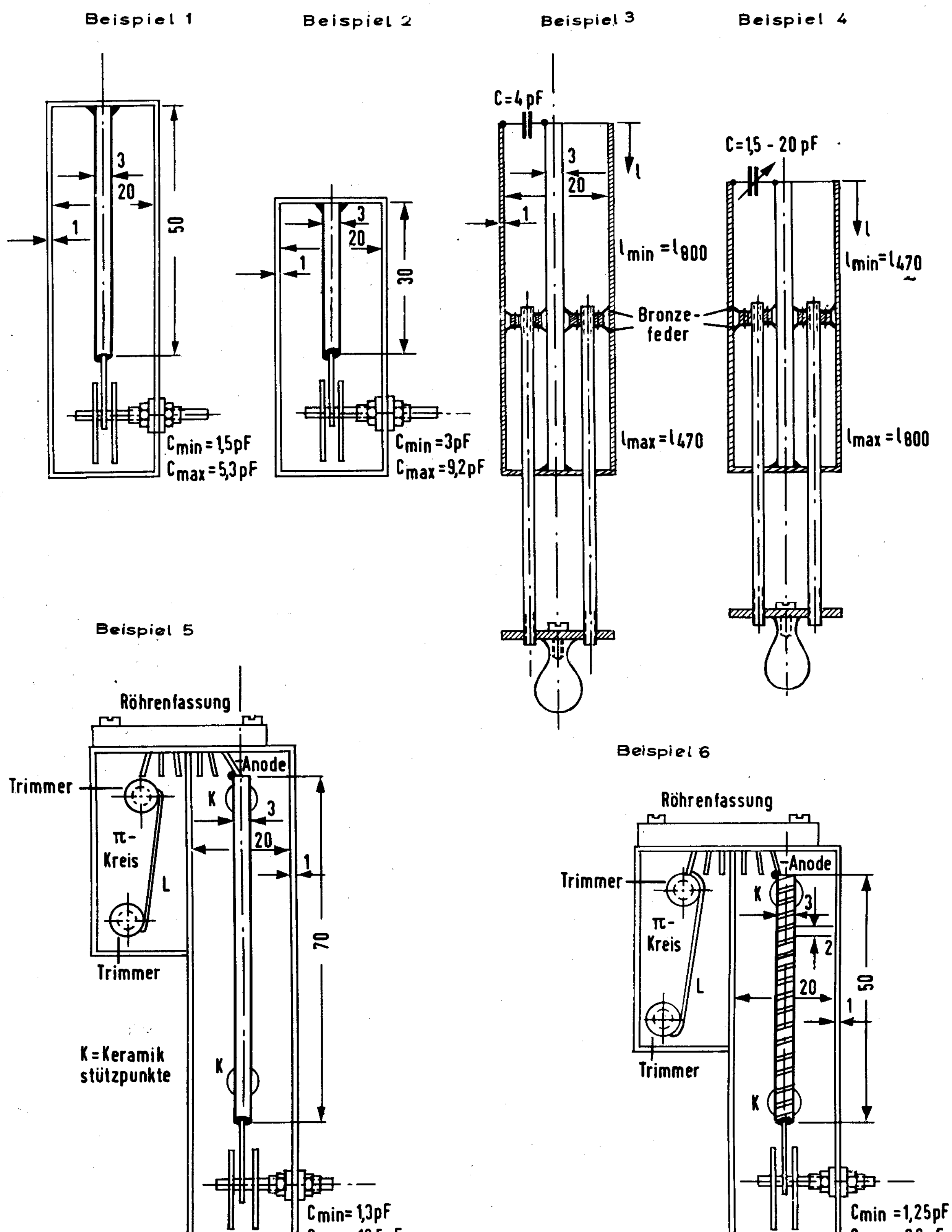

Beispiel 1
3
20
1
50
C_{min} = 1,5pF
C_{max} = 5,3pF
Beispiel 2
3
20
1
30
C_{min} = 3pF
C_{max} = 9,2pF
Beispiel 3
C = 4 pF
3
20
1
l
l_{min} = l_{800}
Bronze-feder
l_{max} = l_{470}
Beispiel 4
C = 1,5 - 20 pF
l
l_{min} = l_{470}
l_{max} = l_{800}
Beispiel 5
Röhrenfassung
Trimmer
Anode
K
3
20
1
π-Kreis
L
70
Trimmer
K = Keramik stützpunkte
K
C_{min} = 1,3pF
C_{max} = 13,5pF
Beispiel 6
Röhrenfassung
Trimmer
Anode
K
3
π-Kreis
2
20
L
50
1
Trimmer
K
C_{min} = 1,25pF
C_{max} = 8,2pF

Bild 15

Frequenzbereich	Topfkreisbezeichnung	Schwingkreisverhalten	Belastung am Eingang	Belastung am Ausgang	Wellenwiderstand	Durchmesser des Außenleiters	Durchmesser des Innenleiters	Abstimmung	Anfangskapazität des Drehkos	Endkapazität des Drehkos	Topfkreislänge netto, d.h. ohne Abstimmorgan	Erläuterung in Beispiel
470... 800 MHz	$\lambda/4$ verkürzt	Parallelresonanz	kapazitiv (Drehko)	Kurzschluß	120 Ω	20 mm	3 mm	kapazitiv (Drehko)	1,5 pF	5,3 pF	5 cm	1
470... 800 MHz	$\lambda/4$ verkürzt	Parallelresonanz	kapazitiv (Drehko)	Kurzschluß	120 Ω	20 mm	3 mm	kapazitiv (Drehko)	3 pF	9,2 pF	3 cm	2
470... 800 MHz	$\lambda/4$ verkürzt	Parallelresonanz	kapazitiv 4 pF = = const	Kurzschluß (veränderlich)	120 Ω	20 mm	3 mm	Kurzschlußschieber	-	-	2,35... 6,25 cm	3
470... 800 MHz	$\lambda/4$ verkürzt	Parallelresonanz	kapazitiv 1,5... 20 pF	Kurzschluß (veränderlich)	120 Ω	20 mm	3 mm	Kurzschlußschieber	-	-	1,4... 5 cm	4
470... 800 MHz	$\lambda/2$ verkürzt	Parallelresonanz	kapazitiv C_S=3pF= = const + +C_R=2,4... 3,06 pF	kapazitiv (veränderl.)	120 Ω	20 mm	3 mm	kapazitiv (Drehko)	1,3 pF	13,5 pF	7 cm	5
470... 800 MHz	$\lambda/2$ verkürzt	Parallelresonanz	kapazitiv C_S=3pF= = const + +C_R=2,4... 3,06 pF	kapazitiv (veränderl.)	200 Ω	20 mm	3 mm (Wendel)	kapazitiv (Drehko)	1,25pF	8,2 pF	5 cm	6

LITERATURVERZEICHNIS

[1] Meinke-Gundlach:
Taschenbuch der Höchstfrequenz

[2] Megla:
Dezimeterwellentechnik

[3] Maurer:
PC 86 in der Eingangsschaltung für den FS-Empfang im Dezimeterbereich;
Röhrenmitteilung Nr. 570 926

[4] Maurer:
Die Stifttriode im Frequenzbereich der Fernsehbänder IV und V;
Die Telefunken-Röhre,
Heft 35/September 1958

[5] Ratheiser:
Telefunken Rö/E-Bericht Nr. 154

TELE
FUN
KEN