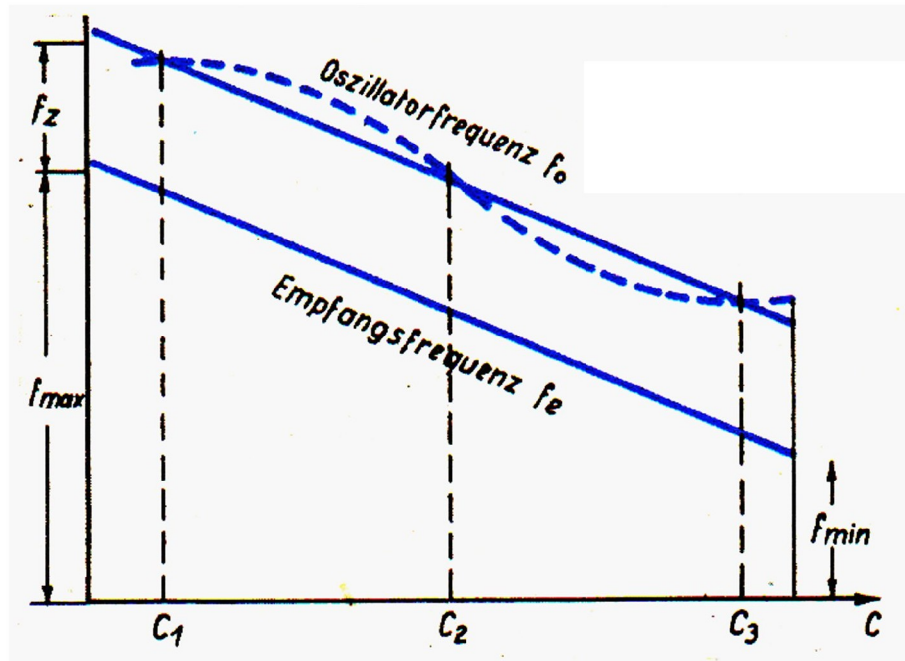




Dokumentationssammlung zum Thema "Gleichlauf im Superhet- Empfänger"

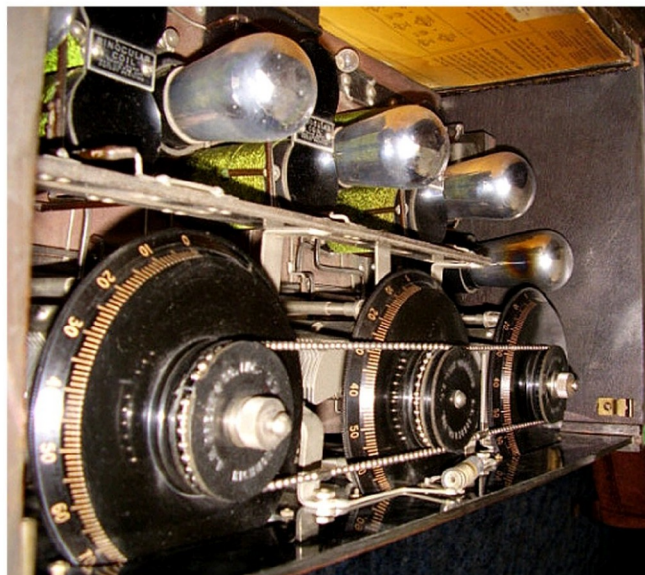
Erstellt von Edi



www.edi-mv.de



So einen auf Gleichlauf bringen...
Hmmm...
Lokomotivenräder- Schubstangen... ?!
 (Fotomontage, das Gerät gibt es nicht wirklich...)



Oder... Kettentrieb ?
Ja klar !
Ach übrigens... den gab es wirklich !
 (Grebe Synchronphase MU-1)

Der Gleichlauf im Superhet

Es ist üblich, zur Berechnung des Gleichlaufes im Überlagerungsempfänger drei Sollfrequenzen festzulegen, bei denen die Oszillatorfrequenz mit der Empfangsfrequenz genau die Zwischenfrequenz ergibt. Drei willkürlich gewählte Sollfrequenzen für den Oszillator bedingen dann aber zur Berechnung der Serien- und Parallelkapazitäten eine Funktion dritten Grades, die in der Praxis schwierig zu handhaben ist. Im folgenden soll nun eine wesentlich leichtere Gleichlaufrechnung gezeigt werden. Diese wird dadurch ermöglicht, daß nur zwei Sollfrequenzen beliebig gewählt werden, während die dritte als geometrisches Mittel der beiden Randfrequenzen eingeführt wird.

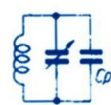
Die Kapazitätsänderung und Frequenzvariation eines Schwingkreises sind in der bekannten Weise voneinander abhängig:

$$\frac{f_h^2}{f_u^2} = \frac{C_{\max}}{C_{\min}} \quad (1)$$

f_h = obere Grenzfrequenz des Bereiches;
 $C_{\max}$ = größte Kapazität.
 f_u = untere Grenzfrequenz des Bereiches;
 $C_{\min}$ = kleinste Kapazität.

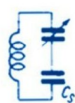
Im allgemeinen wird zur Erzeugung der Zwischenfrequenz die Differenzfrequenz $f_z = f_u - f_e$ benutzt. In diesem Falle ist der Frequenzbereich für den Oszillatorkreis stets kleiner als der des Eingangskreises. Um nun mit einem gegebenen Drehkondensator den Frequenzbereich eines Schwingkreises zu verkleinern, hat man zwei Möglichkeiten:

Einmal durch einen Parallelkondensator C_p :



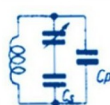
$$\frac{f_h^2}{f_u^2} = \frac{C_p + C_{\max}}{C_p + C_{\min}} \quad (2)$$

oder durch Einschaltung eines Serienskondensators C_s :



$$\frac{f_h^2}{f_u^2} = \frac{\frac{C_s \cdot C_{\max}}{C_s + C_{\max}}}{\frac{C_s \cdot C_{\min}}{C_s + C_{\min}}} \quad (3)$$

Aus den Gleichungen 2 und 3 läßt sich C_p bzw. C_s errechnen. Beide Schaltungen ergeben jedoch nur einen Zweipunktgleichlauf, wenn man die Kapazitätsänderung des Oszillatorkreises in dieser Weise beeinflußt. Dreipunktgleichlauf ist erst möglich, wenn Parallel- und Serienskondensatoren zusammen eingeschaltet werden. Es gilt dann:



$$\frac{f_h^2}{f_u^2} = \frac{C_p + \frac{C_s \cdot C_{\max}}{C_s + C_{\max}}}{C_p + \frac{C_s \cdot C_{\min}}{C_s + C_{\min}}} \quad (4)$$

In dieser Gleichung treten nun zwei Unbekannte C_p und C_s auf, zu deren Ermittlung noch ein zweiter Ausdruck erforderlich ist. Dazu wird ein weiteres Frequenzverhältnis, das ebenfalls den Wert von f_h^2/f_u^2 hat, eingeführt. Natürlich können dann nicht mehr die Grenz-

kapazitäten $C_{\max}$ und $C_{\min}$ eingesetzt werden, sondern beide Frequenzintervalle müssen innerhalb der Gesamtkapazitätsänderung des Drehkondensators liegen. Es seien die obere und untere Randfrequenz f_1 und f_3 gegeben. Die mittlere Frequenz ist dann:

$$f_2 = \sqrt{f_1 \cdot f_3} \quad (5)$$

Die dazugehörigen Drehkondensatorwerte sind C_1, C_2, C_3 . Es gilt dann für jeweils zwei Frequenzen und die zugehörigen Kapazitäten:

$$\frac{f_1^2}{f_2^2} = \frac{C_p + \frac{C_2 \cdot C_s}{C_2 + C_s}}{C_p + \frac{C_1 \cdot C_s}{C_1 + C_s}} \quad (6)$$

$$\frac{f_2^2}{f_3^2} = \frac{C_p + \frac{C_3 \cdot C_s}{C_3 + C_s}}{C_p + \frac{C_2 \cdot C_s}{C_2 + C_s}} \quad (7)$$

Aus diesen beiden Gleichungen können C_p und C_s errechnet werden, und man erhält durch übliche Umformung:

$$C_s = \frac{C_1 C_2 f_3^2 [f_1^2 - f_2^2] + C_2 C_3 f_1^2 [f_2^2 - f_3^2] + C_1 C_3 f_2^2 [f_1^2 - f_3^2]}{C_1 f_1^2 [f_2^2 - f_3^2] + C_2 f_2^2 [f_1^2 - f_3^2]} \quad (8)$$

Zur Vereinfachung dieses Ausdruckes kann man noch folgende Werte zusammenfassen:

$$\begin{aligned} F_1 &= f_1^2 - f_2^2 & K_1 &= C_1 \cdot C_2 \\ F_2 &= f_2^2 - f_3^2 & K_2 &= C_2 \cdot C_3 \\ F_3 &= f_1^2 - f_3^2 & K_3 &= C_1 \cdot C_3 \end{aligned}$$

Der Gleichlauf im Superhet

Es ist üblich, zur Berechnung des Gleichlaufes im Überlagerungsempfänger drei Sollfrequenzen festzulegen, bei denen die Oszillatorfrequenz mit der Empfangsfrequenz genau die Zwischenfrequenz ergibt. Drei willkürlich gewählte Sollfrequenzen für den Oszillator bedingen dann aber zur Berechnung der Serien- und Parallelkapazitäten eine Funktion dritten Grades, die in der Praxis schwierig zu handhaben ist. Im folgenden soll nun eine wesentlich leichtere Gleichlaufrechnung gezeigt werden. Diese wird dadurch ermöglicht, daß nur zwei Sollfrequenzen beliebig gewählt werden, während die dritte als geometrisches Mittel der beiden Randfrequenzen eingeführt wird.

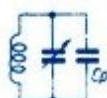
Die Kapazitätsänderung und Frequenzvariation eines Schwingkreises sind in der bekannten Weise voneinander abhängig:

$$\frac{f_h^2}{f_u^2} = \frac{C_{\max}}{C_{\min}} \quad (1)$$

f_h = obere Grenzfrequenz des Bereiches;
 $C_{\max}$ = größte Kapazität;
 f_u = untere Grenzfrequenz des Bereiches;
 $C_{\min}$ = kleinste Kapazität.

Im allgemeinen wird zur Erzeugung der Zwischenfrequenz die Differenzfrequenz $f_z = f_u - f_e$ benutzt. In diesem Falle ist der Frequenzbereich für den Oszillatorkreis stets kleiner als der des Eingangskreises. Um nun mit einem gegebenen Drehkondensator den Frequenzbereich eines Schwingkreises zu verkleinern, hat man zwei Möglichkeiten:

Einmal durch einen Parallelkondensator C_p :



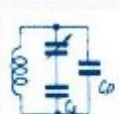
$$\frac{f_h^2}{f_u^2} = \frac{C_p + C_{\max}}{C_p + C_{\min}} \quad (2)$$

oder durch Einschaltung eines Serienskondensators C_s :



$$\frac{f_h^2}{f_u^2} = \frac{\frac{C_s \cdot C_{\max}}{C_s + C_{\max}}}{\frac{C_s \cdot C_{\min}}{C_s + C_{\min}}} \quad (3)$$

Aus den Gleichungen 2 und 3 läßt sich C_p bzw. C_s errechnen. Beide Schaltungen ergeben jedoch nur einen Zweipunktgleichlauf, wenn man die Kapazitätsänderung des Oszillatorkreises in dieser Weise beeinflußt. Dreipunktgleichlauf ist erst möglich, wenn Parallel- und Serienskondensatoren zusammen eingeschaltet werden. Es gilt dann:



$$\frac{f_h^2}{f_u^2} = \frac{C_p + \frac{C_s \cdot C_{\max}}{C_s + C_{\max}}}{C_p + \frac{C_s \cdot C_{\min}}{C_s + C_{\min}}} \quad (4)$$

In dieser Gleichung treten nun zwei Unbekannte C_p und C_s auf, zu deren Ermittlung noch ein zweiter Ausdruck erforderlich ist. Dazu wird ein weiteres Frequenzverhältnis, das ebenfalls den Wert von f_h^2/f_u^2 hat, eingeführt. Natürlich können dann nicht mehr die Grenz-

kapazitäten $C_{\max}$ und $C_{\min}$ eingesetzt werden, sondern beide Frequenzintervalle müssen innerhalb der Gesamtkapazitätsänderung des Drehkondensators liegen. Es seien die obere und untere Randfrequenz f_1 und f_3 gegeben. Die mittlere Frequenz ist dann:

$$f_2 = \sqrt{f_1 \cdot f_3} \quad (5)$$

Die dazugehörigen Drehkondensatorwerte sind C_1, C_2, C_3 . Es gilt dann für jeweils zwei Frequenzen und die zugehörigen Kapazitäten:

$$\frac{f_1^2}{f_2^2} = \frac{C_p + \frac{C_2 \cdot C_3}{C_2 + C_3}}{C_p + \frac{C_1 \cdot C_3}{C_1 + C_3}} \quad (6)$$

$$\frac{f_2^2}{f_3^2} = \frac{C_p + \frac{C_3 \cdot C_1}{C_3 + C_1}}{C_p + \frac{C_2 \cdot C_1}{C_2 + C_1}} \quad (7)$$

Aus diesen beiden Gleichungen können C_p und C_s errechnet werden, und man erhält durch übliche Umformung:

$$C_s = \frac{C_1 C_2 f_3^2 [f_1^2 - f_2^2] + C_2 C_3 f_1^2 [f_2^2 - f_3^2] + C_1 C_3 f_2^2 [f_3^2 - f_1^2]}{C_1 f_1^2 [f_2^2 - f_3^2] + C_2 f_2^2 [f_3^2 - f_1^2] + C_3 f_3^2 [f_1^2 - f_2^2]} \quad (8)$$

Zur Vereinfachung dieses Ausdruckes kann man noch folgende Werte zusammenfassen:

$$\begin{aligned} F_1 &= f_1^2 - f_2^2 & K_1 &= C_1 \cdot C_2 \\ F_2 &= f_2^2 - f_3^2 & K_2 &= C_2 \cdot C_3 \\ F_3 &= f_1^2 - f_3^2 & K_3 &= C_1 \cdot C_3 \end{aligned}$$

$$C_3 = \frac{K_1 F_1 f_3^2 + K_2 F_2 f_1^2 - K_3 F_3 f_2^2}{F_2 C_1 f_1^2 + F_1 C_3 f_3^2 - F_3 C_2 f_2^2} \quad (9)$$

Mit C_8 erhält man dann zwei Gleichungen für den Parallelkondensator:

$$C_P = \frac{C_8}{F_1} \left[\frac{C_2 \cdot f_2^2}{C_2 + C_8} \quad \frac{C_1 \cdot f_1^2}{C_1 + C_8} \right] \quad (10)$$

$$C_P = \frac{C_s}{F_2} \left[\frac{C_3 \cdot f_3^2}{C_3 + C_s} - \frac{C_2 \cdot f_2^2}{C_2 + C_s} \right] \quad (11)$$

Zur Berechnung der notwendigen Selbstinduktion kann man die Werte der mittleren Sollfrequenz benutzen, und es ist:

$$L = \frac{10^{12}}{4\pi^2 \cdot f_s^2 \cdot \left[C_P + \frac{C_2 \cdot C_s}{C_2 + C_s} \right]} \quad (12)$$

Die praktischen Werte werden in kHz, pF und μH . eingesetzt.

Zur Veranschau-

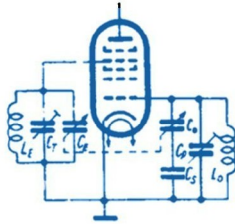


Abb. 1

Gewöhnlich werden die Drehkondensatoren C_6 und C_9 als Zwei- oder Mehrgangtypen gegeben sein. Damit liegt die größtmögliche Kapazitätsänderung für jeden Kreis fest. Sie beträgt bei handelsüblichen Drehkondensatoren etwa 20 bis 500 pF. Der abzustimmende Frequenzbereich sei 1500...500 kHz (200...600 m), die Zwischenfrequenz betrage 470 kHz. Nach Gleichung 1 verhält sich:

$$\frac{f_h^2}{f_u^2} = \frac{1500^2}{500^2} = \frac{9}{1}$$

Die Kapazitätsänderung des Eingangskreises muß also verkleinert werden, da $\frac{C_{\max}}{C_{\min}} = \frac{500}{20} = \frac{25}{1}$ ist. Dies geschieht durch den Paralleltrimmer C_T , der gleichzeitig auch den Einfluß der Verdrahtungsspulen- und Röhrenkapazitäten ausgleicht. Seine Größe berechnet sich zu:

$$C_T = \frac{f_u^2 \cdot C_{\max} - f_h^2 \cdot C_{\min}}{f_h^2 - f_u^2} = \frac{500^2 \cdot 500 - 1500^2 \cdot 20}{1500^2 - 500^2} = 40 \text{ pF}$$

Damit wird die Kapazitätsänderung des Eingangskreises 60...540 pF, wobei zu beachten ist, daß in den 40 pF des Trimmers C_T die Schaltkapazitäten enthalten sind, der tatsächliche Wert also kleiner ist

Die notwendige Selbstinduktion L_0 des Eingangskreises berechnet man analog zu Gleichung 12 mit der größten Kapazität und der niedrigsten Frequenz:

$$Le = \frac{10^{12}}{4 \pi^2 \cdot f_u^2 \cdot [C_{max} + C_T]} = \frac{10^{12}}{4 \pi^2 \cdot 500^2 \cdot 540} = 187,6 \mu H$$

Die Lage der Sollpunkte wählt man derart, daß ihr Abstand von den Grenzfrequenzen etwa 5...10% des ganzen

Bereiches beträgt. In diesem Falle ergibt sich:

$$\begin{aligned} f_{e1} &= 1400 \text{ kHz bzw.} \\ f_{o1} &= 1400 + 470 = 1870 \text{ kHz} \\ f_{e3} &= 600 \text{ kHz bzw.} \\ f_{o3} &= 600 + 470 = 1070 \text{ kHz} \end{aligned}$$

Aus Gleichung 5 erhält man die mittlere Oszillatorsollfrequenz:

$$f_{02} = \sqrt{1870 \cdot 1070} = 1414,5 \text{ kHz}$$

Daraus folgt: $f_{02} = 1414,5 - 470$
 $= 944,5 \text{ kHz}.$

Die zugehörigen Drehkondensatorwerte des Eingangskreises sind dann:

$$C_1 = \frac{10^{12}}{4\pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L_0} - C_T = \frac{10^{12}}{4\pi^2 \cdot 1400^2 \cdot 187,6} - 40 = 28,8 \text{ pF}$$

$$C_2 = \frac{10^{12}}{4\pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L_e} - C_T = \frac{10^{12}}{4\pi^2 \cdot 944,5^2 \cdot 187,6} - 40 = 111,3 \text{ pF}$$

$$C_3 = \frac{10^{12}}{4\pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L_e} - C_T = \frac{10^{12}}{4\pi^2 \cdot 600^2 \cdot 187,6} - 40 = 335,0 \text{ pF}$$

Zu beachten ist hierbei, daß der Wert des Paralleltrimmers C_T abgerechnet wird, da für die weitere Rechnung nur die Stellung des Drehkondensators interessiert. Als Hilfwerte der Kapazitäten erhält man jetzt:

$$\begin{aligned} K_1 &= 28,8 \cdot 111,3 = 3214,9 \\ K_2 &= 111,3 \cdot 335 = 37295 \\ K_3 &= 28,8 \cdot 335 = 9673,7 \end{aligned}$$

Die Oszillatorsollfrequenzen ergeben dann die Hilfswerte:

$$\begin{aligned} F_1 &= 1870^2 - 1414,5^2 = 149,59 \cdot 10^4 \\ F_2 &= 1414,5^2 - 1070^2 = 85,60 \cdot 10^4 \\ F_3 &= 1870^2 - 1070^2 = 235,19 \cdot 10^4 \end{aligned}$$

Damit erhält man den Serienkondensator C_s nach Gleichung 9 zu:

$$\text{Cs} = \frac{3214,9 \cdot 149,59 \cdot 1070^2 + 85,6 \cdot 28,8 \cdot 1870^2 + 37295 \cdot 85,6 \cdot 1870^2 - 149,59 \cdot 335 \cdot 1070^2 - 9673,7 \cdot 235,19 \cdot 1414,5^2}{235,19 \cdot 111,3 \cdot 1414,5^2} = 525,8 \text{ pF}$$

Da dieser Ausdruck symmetrisch aufgebaut ist, kann man — wie angegeben — bei der Auswertung vereinfachend ohne die Zehnerpotenzen der Frequenzhilfswerte rechnen und so die hohen Zahlen vermeiden.

Der Parallelkondensator C_p kann nun mit Gleichung 10 oder 11 errechnet werden. Vorteilhaft benutzt man beide Ausdrücke, da man dann zwei Werte für C_p erhält, durch deren Vergleich man die Genauigkeit der Rechnung überprüfen kann:

$$C_p = \frac{525,8}{149,59 \cdot 10^4} \left[\frac{111,3 \cdot 1414,5^2}{111,3 + 525,8} + \frac{28,8 \cdot 1870^2}{28,8 + 525,8} \right] = 58,9 \text{ pF}$$

Der tatsächliche Wert des Paralleltrimmers auch hier wieder abzüglich der entsprechenden Verdrahtungskapazität.

Die notwendige Selbstinduktion L_0 des Oszillatorkreises folgt dann nach Gleichung 12 zu:

$$L_0 = \frac{10^{12}}{4\pi^2 \cdot 1414,5^2 \left[58,9 + \frac{111,3 \cdot 525,8}{111,3 + 525,8} \right]} = 83,9 \text{ } \mu\text{H}$$

Damit sind die interessierenden Daten des Eingangs- und Oszillatorkreises ermittelt.

Da ein genauer Gleichlauf nur an drei Punkten des Bereiches, eben den Sollfrequenzen, erfolgt, interessieren natürlich die Abweichungen an den übrigen Stellen. Abb. 2 zeigt die Δf -Kurve des berechneten Beispiels. Aufgetragen ist die Differenz zwischen der tatsächlichen Oszillatorfrequenz und dem Sollwert in bezug auf die jeweilige Empfangsfrequenz. Zum Vergleich ist gestrichelt die Δf -Kurve eingezeichnet, die sich bei willkürlicher Wahl der drei Sollfrequenzen (z. B. 600; 1000; 1400 kHz) nach einer etwas unständlicheren Rechnung ergibt. Offensichtlich sind die Abweichungen der beiden Kurven praktisch unbedeutend, so daß der hier gezeigte Rechnungsgang durchaus anwendbar ist. Man erkennt, daß die größte Abweichung zwischen zwei Sollfrequenzen in erster Näherung etwa 1% des Frequenzabstandes der beiden Punkte beträgt. In der Praxis lassen sich, durch Verbiegen der gefiederten Rotorendplatten an den üblichen Drehkondensatoren, die Frequenzabweichungen noch wesentlich verringern. Diese Korrekturen sind natürlich nur für einen Bereich genau durchführbar, jedoch wirkt sich die Veränderung des Kapazitätsablaufes auch in den anderen Bereichen in gleichem Sinne aus. Für die Berechnung anderer Empfangsbereiche kann die oben genannte maximale Frequenzabweichung als Anhaltspunkt dienen, da zur Ermittlung der Δf -Kurve eine mindestens fünfstellige Logarithmentafel notwendig ist. Die Schaltglieder C_T , C_S , L_0 usw. lassen sich

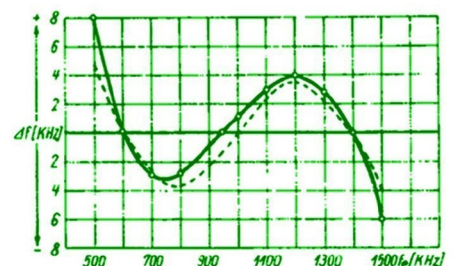


Abb. 2

in der Praxis jedoch hinreichend genau mit dem Rechenschieber bestimmen, da das fertige Gerät doch noch abgeglichen werden muß. Dieser Abgleich erfolgt im Oszillatorkreis wie üblich mit

dem Paralleltrimmer C_p auf die hohe Sollfrequenz,

der Selbstinduktion L_0 auf die mittlere Sollfrequenz,

dem Serientrimmer Cp auf die niedrige
Sollfrequenz. Claus Möller

Super-Parallellauf-Berechnung

für alle Zwischenfrequenzen

Von zehn an uns gerichteten Anfragen aus dem Leserkreis beziehen sich etwa drei auf den Parallellauf im Super. Das ist ein Zeichen dafür, daß trotz der vielen Veröffentlichungen über diesen Gegenstand die Schwierigkeiten in der richtigen Anwendung der meist recht komplizierten Formeln zu groß sind. In vielen Bastelkisten liegen noch aus Beständen der früheren Wehrmacht stammende Drehkondensatoren, die aber zum größten Teil von dem üblichen Wert $C_e = 500$ pF abweichende Endkapazitäten haben, so daß auch die oft angegebenen Diagramme, die sich auf Drehkondensatoren zwischen 500 ... 600 pF Endkapazität beziehen, wertlos sind. Es ist wichtig von dem zu verwendenden Doppeldrehkondensator eine Kapazitätskurve in Abhängigkeit vom Drehwinkel

diese Fläche

$$F = \frac{\pi}{2} (R^2 - r^2) \frac{\alpha^0}{180} [\text{cm}^2],$$

so daß sich die Kapazität in Abhängigkeit vom Drehwinkel ergibt

$$C_\alpha = \frac{(n-1)(R^2 - r^2)}{1300 d} \cdot \alpha^0 + C_a [\text{pF}] \quad (1)$$

Beispiel: $n = 15$ Platten, $R = 5$ cm, $r = 0,5$ cm, $d = 0,1$ cm, $C_a = 20$ pF. Die Endkapazität dieses Drehkondensators beträgt ($\alpha = 180^\circ$).

$$C_e = \frac{(15-1)(25 - 0,25)}{1300 \cdot 0,1} \cdot 180 + 20 = 500 \text{ pF.}$$

Da die Einstellgenauigkeit in den einzelnen Winkelbereichen sehr verschieden

Kondensators hat man die Beziehung

$$C_\alpha = \frac{(n-1)(R_{\max}^2 - r^2)}{0,9 \cdot 8 \cdot d} \cdot \left[\left(\frac{C_{\max}}{C_a} \right)^{\frac{\alpha}{180} - 1} - 1 \right] \cdot \frac{1}{\ln \left(\frac{C_{\max}}{C_a} \right)} [\text{pF}] \quad (2)$$

Voraussetzung für die folgenden Rechnungen ist, daß Drehkondensatoren mit gleichem Plattenschnitt für den Oszillator- und Vorkreis verwendet werden. Wie Abb. 3 zeigt, ist die Oszillatorfrequenz f_o um die Zwischenfrequenz f_z größer als die Empfangsfrequenz f_e , die Frequenzvariation des Oszillators ist somit geringer, als die des Vorkreises, zum Ausgleich wird daher die Drehkondensatoränderung im Oszillatorkreis durch Serien- und Parallelkondensatoren C_s und C_p (Abb. 4) eingeeignet. Die in Abb. 3 ausgezogene ideale Gerade für die Oszillatorfrequenz läßt sich zwar dadurch nicht erreichen, wohl aber die gestrichelt gezeichnete wellige Kurve, die Übereinstimmung mit dem Idealfall an drei Punkten — den sogen. Abgleichpunkten — ergibt. Nennt man f_{va} und f_{ve} die kleinste bzw. größte Frequenz eines Frequenzbereiches und die Summe $F = f_{va} + f_{ve}$, so ergeben sich für die Praxis folgende drei Abgleichpunkte:

Am Anfang der Skala $f_3 = 0,7 F$,
In der Mitte der Skala $f_2 = 0,5 F$,
Am Ende der Skala $f_1 = 0,3 F$.

Einfach ist die Berechnung der Induktivität L_v und der Parallelkapazität C_v des Vorkreises (Abb. 4). Nennt man die Differenz zwischen End- und Anfangskapazität des Drehkondensators

$$\Delta C = C_e - C_a,$$

so ergibt sich die bekannte Beziehung für das Verhältnis der Frequenzen am Ende und Anfang des Bereiches

$$\frac{f_{ve}}{f_{va}} = \sqrt{\frac{C_a + C_v + \Delta C}{C_a + C_v}} = \sqrt{1 + \frac{\Delta C}{C_1}} \quad (3)$$

Dabei bedeutet C_v die gesamte Schaltungskapazität; $C_1 = C_a + C_v$ wurde als Abkürzung eingeführt. Aus (3) folgt für das Verhältnis

$$\frac{C_1}{\Delta C} = \frac{f_{va}^2}{f_{ve}^2 - f_{va}^2} \quad (4)$$

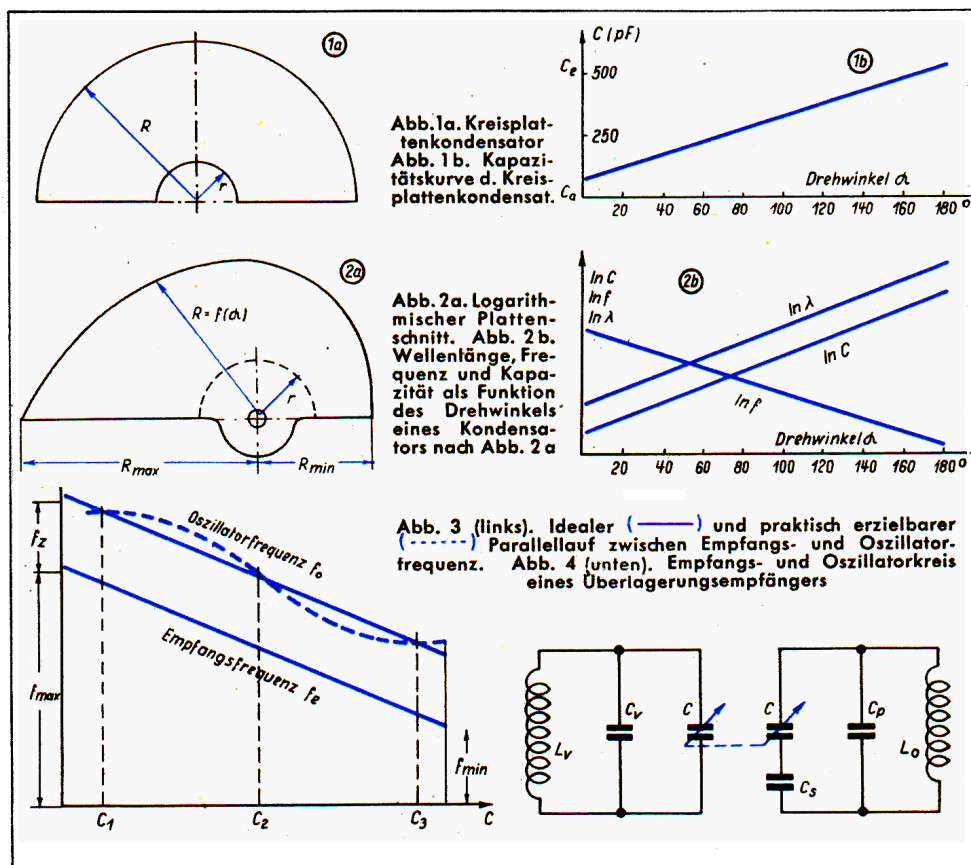
Die notwendige Kreisinduktivität bestimmt sich aus

$$L_v = \frac{1}{4 \pi^2 f_{ve}^2 C_1};$$

hierin (4) eingesetzt liefert schließlich

$$L_v \cdot \Delta C = \frac{1}{4 \pi^2 f_{ve}^2 \frac{C_1}{\Delta C}} = \frac{10^6}{4 \pi^2} \left(\frac{1}{f_{va}^2} - \frac{1}{f_{ve}^2} \right) \quad (5)$$

wobei L_v in μH , ΔC in pF und die Frequenzen f_{va} und f_{ve} in MHz gelten.



aufzunehmen. Das ist sehr einfach beim heute allerdings kaum noch verwendeten Kreisplattenkondensator (Abb. 1a und 1b): bei diesem ist die jeweilige Kapazität proportional dem Drehwinkel, d.h. die Kapazitätskurve verläuft vom Anfangswert C_a bis zum Endwert C_e als gerade Linie.

Die nun gegebene Kapazität eines solchen aus n -Platten bestehenden Luftdrehkondensators bestimmt man aus der Gleichung:

$$C = \frac{(n-1) F}{0,9 \cdot 4 \pi \cdot d} + C_a [\text{pF}].$$

Dabei ist d der Plattenabstand in cm, F die wirksame Fläche in cm^2 . Für einen Kreisplattenkondensator nach Abb. 1a ist

ist, werden heute kaum noch Kreisplattenkondensatoren verwendet (starke Zusammendrängung der einzelnen Sender am Anfang des Abstimmbereiches). In der modernen Empfängertechnik wird fast ausschließlich der logarithmische Plattenschnitt benutzt. Bei diesem folgt die Kapazitätskurve der Funktion

$$C = C_a \cdot e^{k\alpha}$$

wobei k eine Konstante ist. In Abb. 2a ist dieser Plattenschnitt und in Abb. 2b der dazugehörige Funktionsverlauf für die Wellenlänge λ , die Frequenz f und die Kapazität C in Abhängigkeit vom Drehwinkel α gezeichnet. Für die Kapazität des aus n -Platten bestehenden

In Abb. 5 sind die Werte für $\frac{C_a + C_v}{\Delta C}$ und $L_v \cdot \Delta C \cdot f_{ve}^2$ in Abhängigkeit vom Frequenzverhältnis $\frac{f_{ve}}{f_{va}}$ grafisch dargestellt.

Für den KW-Bereich von 14 ... 50 m, entsprechend den Frequenzen $f_{va} = 6$ MHz und $f_{ve} = 21,4$ MHz, ist das Verhältnis $\frac{f_{ve}}{f_{va}} = 3,57$. Die Rechnung nach (4 und 5)

oder Abb. 5 ergibt dafür $\frac{C_a + C_v}{\Delta C} = 0,085$ und $L_v \cdot \Delta C \cdot f_{ve}^2 = 0,297 \cdot 10^6$, und weil $f_{ve}^2 = 21,4^2 = 458$, ist $L_v \cdot \Delta C = \frac{297 \cdot 10^3}{458} = 647$. Verwendet man einen Drehkondensator mit einer Anfangskapazität $C_a = 12$ pF und einer Endkapazität $C_e = 500$ pF, so ist $\Delta C = C_e - C_a = 500 - 12 = 488$ pF und damit $C_a + C_v = 0,085 \cdot 488 = 41,5$ pF, $C_v = 41,5 - C_a = 41,5 - 12 = 29,5$ pF. Beträgt die Schaltungskapazität z. B. nur 20 pF, so ist ein Trimmer mit rd. 10 pF dem Drehkondensator parallel

kreis $\frac{C \cdot C_s}{C + C_s} = \frac{1}{\frac{1}{C} + \frac{1}{C_s}}$; somit ist die

Gesamtkapazität

$$C_0 = C_p + \frac{1}{\frac{1}{C} + \frac{1}{C_s}} \quad (6)$$

Für die Oszillatorfrequenz $f_0 = f_e + f_z$ gilt $4 \pi^2 f_0^2 L_0 C_0 = 1$; hierin (6) eingesetzt

$$4 \pi^2 f_0^2 L_0 \left(C_p + \frac{1}{\frac{1}{C} + \frac{1}{C_s}} \right) = 1$$

oder

$$4 \pi^2 f_0^2 L_0 \cdot \Delta C \left(\frac{C_p}{\Delta C} + \frac{1}{\frac{\Delta C}{C} + \frac{\Delta C}{C_s}} \right) = 1 \quad (7)$$

Nach (4) ist aber

$$\frac{\Delta C}{C} = \frac{f_{ve}^2}{f_{va}^2} - 1,$$

so daß sich für die drei Abgleichpunkte f_{01} , f_{02} und f_{03} die Gleichungen ergeben

$$\left. \begin{aligned} 4 \pi^2 f_{01}^2 (L_0 \cdot \Delta C) \left[\frac{C_p}{\Delta C} + \frac{1}{f_1^2 \left(\frac{1}{f_{va}^2} - \frac{1}{f_{ve}^2} \right) + \frac{\Delta C}{C_s}} \right] &= 1, \\ 4 \pi^2 f_{02}^2 (L_0 \cdot \Delta C) \left[\frac{C_p}{\Delta C} + \frac{1}{f_2^2 \left(\frac{1}{f_{va}^2} - \frac{1}{f_{ve}^2} \right) + \frac{\Delta C}{C_s}} \right] &= 1, \\ 4 \pi^2 f_{03}^2 (L_0 \cdot \Delta C) \left[\frac{C_p}{\Delta C} + \frac{1}{f_3^2 \left(\frac{1}{f_{va}^2} - \frac{1}{f_{ve}^2} \right) + \frac{\Delta C}{C_s}} \right] &= 1, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

zu schalten. Für die erforderliche Induktivität ergibt sich mit dem Werte

$$\Delta C = 488 \text{ pF ein } L_v = \frac{647}{488} = 1,32 \text{ } \mu\text{H}.$$

Für den Oszillatorkreis werden die Verhältnisse insofern etwas unübersichtlicher, als hier — wie schon eingangs erwähnt — die Frequenzvariation durch einen Serienkondensator C_s eingeengt werden muß. Nach Abb. 4 ergibt sich für die Reihenschaltung von C und C_s im Oszillator-

Aus diesen drei Gleichungen lassen sich auf elementare, aber ziemlich umständliche Weise die drei Unbekannten $\frac{C_s}{\Delta C}$, $\frac{C_p}{\Delta C}$ und $L_0 \cdot \Delta C$ ausrechnen.

Für die Serienkapazität ist das Ergebnis:

$$C_s = \frac{k}{a} \cdot \Delta C, \quad (9)$$

Dabei sind die Hilfsgrößen

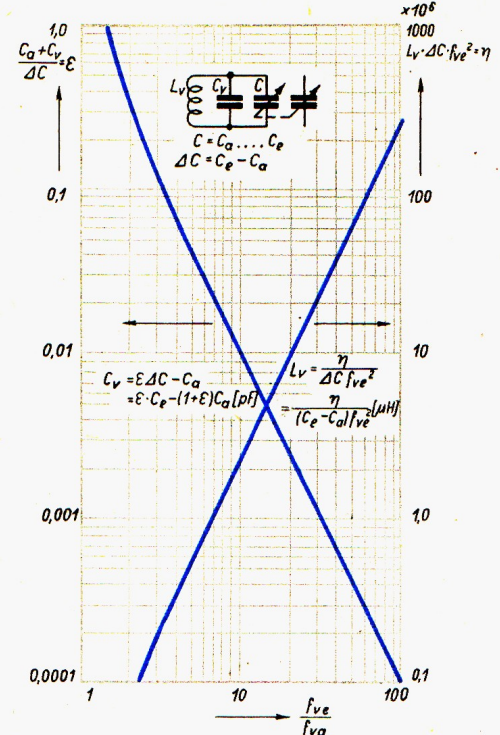


Abb. 5. Diagramm zur Bestimmung von L_v und C_v des Vorkreises

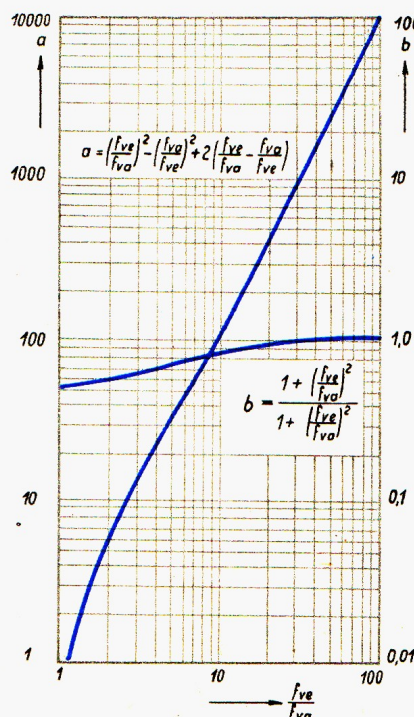
$$k = 3,04 \frac{1 + 4,7 \left(\frac{f_z}{F} \right) + 6,25 \left(\frac{f_z}{F} \right)^2 + 2,08 \left(\frac{f_z}{F} \right)^3}{\left(\frac{f_z}{F} \right) + 4,375 \left(\frac{f_z}{F} \right)^2 + 4,5 \left(\frac{f_z}{F} \right)^3}$$

und

$$a = \left(\frac{f_{ve}}{f_{va}} \right)^2 - \left(\frac{f_{va}}{f_{ve}} \right)^2 + 2 \left(\frac{f_{ve}}{f_{va}} - \frac{f_{va}}{f_{ve}} \right)$$

in Abb. 6 und 7 aufgetragen. In Abb. 7 sind außerdem für die Frequenzverhältnisse $\frac{f_{ve}}{f_{va}} = 2$ sowie 3 und 5 die Werte von

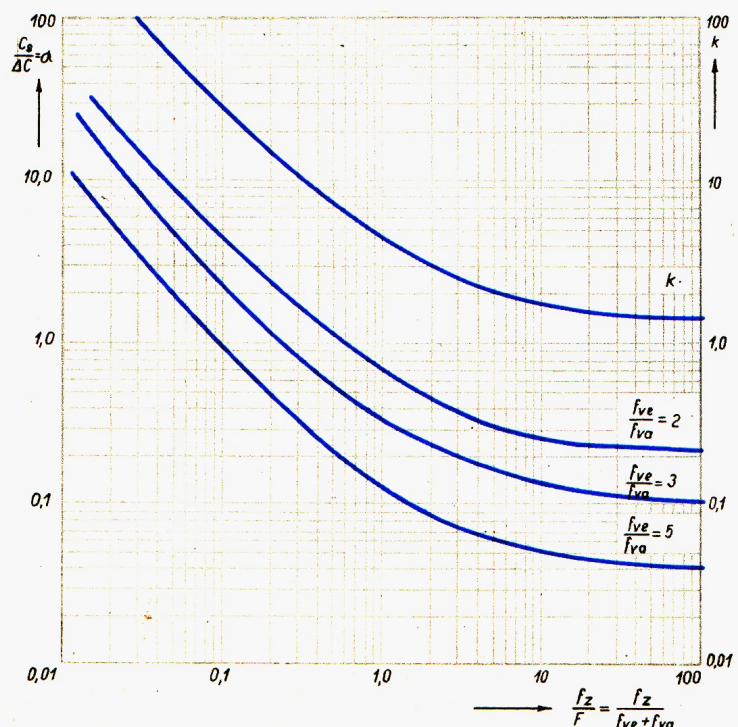
$\alpha = \frac{C_s}{\Delta C}$ ausgerechnet worden. Für alle übrigen Frequenzverhältnisse muß C_s aus (9) berechnet werden, wobei a und k den Abb. 6 und 7 zu entnehmen sind. (wird fortgesetzt)



Für die Errechnung der Parallelkapazität C_p lassen sich ebenfalls Hilfsgrößen bestimmen und danach entsprechende Diagramme aufstellen. Im Fortsetzungsbeitrag werden solche Schaubilder gebracht. Das gleiche gilt für die Induktivität des Oszillatorkreises. Die vielseitige Anwendungsmöglichkeit der Diagramme wird an einigen Beispielen erläutert

Abb. 6 (links). Diagramm zur Bestimmung d. Hilfsfunktionen a u. b

Abb. 7. Diagramm zur Bestimmung der Serienkapazität $C_s = \alpha \Delta C$ [pF]



Super-Parallellauf-Berechnung

für alle Zwischenfrequenzen

(Schluß aus FUNK-TECHNIK Bd. 6 [1951], H. 22, S. 617)

Die Größe der Parallelkapazität C_p bestimmt sich aus der Gleichung

$$\beta = \frac{C_p - C_v}{\Delta C} = \quad (10)$$

$$a \left(1 + \frac{2f_z}{F} \right) \left[\frac{\left(1 + 3,33 \frac{f_z}{F} \right)^2}{1 + \frac{11,1 b}{k}} - \frac{\left(1 + 1,43 \frac{f_z}{F} \right)^2}{1 + \frac{2,04 b}{k}} \right],$$

wobei als weitere Hilfsgröße

$$b = \frac{1 + \left(\frac{f_{ve}}{f_{va}} \right)^2}{\left(1 + \frac{f_{ve}}{f_{va}} \right)^2} \quad (10a)$$

auftritt, die ebenfalls der Abb. 6 zu entnehmen ist.

Für 3 Frequenzverhältnisse ist $\beta = \frac{C_p - C_v}{\Delta C}$ in Abb. 8 ausgerechnet worden, dabei ist C_v die Parallelkapazität des Vorkreises (Abb. 4 und 5).

Schließlich ist noch die Induktivität des Oszillatorkreises L_o zu berechnen aus

$$\gamma = L_o \cdot \Delta C \cdot F^2 = L_o \cdot \Delta C (f_{va} + f_{ve})^2, \\ \gamma = \frac{5,17 \cdot 10^4}{\left(1 + 1,43 \frac{f_z}{F} \right)^2 \left(\frac{C_p - C_v}{\Delta C} + \frac{1}{\frac{\Delta C}{C_s} + 0,49a} \right)} \quad (11)$$

Der Wert von γ ist der Abb. 9 zu entnehmen, dann ist

$$L_o = \frac{\gamma}{\Delta C (f_{va} + f_{ve})^2} [\mu H] \quad (11a)$$

An einigen Beispielen soll die vielseitige Anwendungsmöglichkeit der Diagramme gezeigt werden.

1. Beispiel: Für den Mittelwellenbereich eines Supers ist $f_{va} = 0,517$ MHz (580 m), $f_{ve} = 1,62$ MHz (185 m), somit $F = f_{va} + f_{ve} = 2,137$ MHz. Die ZF sei 468 kHz = 0,468 MHz, der verwendete Doppeldrehkondensator hat die Werte $C_a = 12$ pF, $C_e = 500$ pF, also $\Delta C = C_e - C_a = 488$ pF. Die drei Abgleichfrequenzen sind $f_1 = 0,3 F = 0,6411$, $f_2 = 0,5 F = 1,0685$, $f_3 = 0,7 F = 1,4959$ MHz, die entsprechenden Frequenzen des Oszillatorkreises: $f_{01} = f_1 + f_z = 1,1091$, $f_{02} = f_2 + f_z = 1,5365$, $f_{03} = f_3 + f_z = 1,9639$ MHz. Gebraucht werden noch die Werte $f_{ve}^2 = 2,525$ und $F^2 = 4,57$, $\frac{f_{ve}}{f_{va}} = 3,13$ sowie $\frac{f_z}{F} = 0,22$.

a) Für den Vorkreis ergibt sich aus Abb. 5 der Wert $\varepsilon = \frac{C_a + C_v}{\Delta C} = 0,115$, also ist $C_a + C_v = 0,115 \cdot 488 = 56,2$ pF und $C_v = 56,2 - C_a = 44,2$ pF. Weiter folgt aus Abb. 5 $\eta = L_v \cdot \Delta C \cdot f_{ve}^2 = 0,22 \cdot 10^6$, $L_v = \frac{0,22 \cdot 10^6}{488 \cdot 2,525} = 178,3 \mu H$.

Es ist immer empfehlenswert, durch eine

kurze Kontrollrechnung die Richtigkeit der gefundenen Werte nachzuprüfen. Dazu verwendet man für den Vorkreis die Formeln

$$f_{ve} = \frac{159}{\sqrt{L_v (C_a + C_v)}} \\ \text{und } f_{va} = \frac{159}{\sqrt{L_v (C_e + C_v)}}$$

Einsetzen ergibt

$$f_{ve} = \frac{159}{\sqrt{178,3 \cdot 56,2}} = 1,6 \text{ MHz}, \\ f_{va} = \frac{159}{\sqrt{178,3 \cdot 544,2}} = 0,512 \text{ MHz};$$

die Übereinstimmung mit den gegebenen Werten reicht aus!

b) Für den Oszillatorkreis findet man die Hilfsgrößen aus Abb. 6 und 7: $a = 16$, $k = 14,5$ und daraus $\frac{C_s}{\Delta C} = \frac{k}{a} = \frac{14,5}{16} =$

0,906 (den gleichen Wert findet man auch direkt aus der $\frac{f_{ve}}{f_{va}} = 3$ - Kurve in Abb. 7).

Es ist somit $C_s = 0,906 \cdot 488 = 444$ pF.

Aus Abb. 8 ergibt sich $\beta = \frac{C_p - C_v}{\Delta C} = 0,05$, $C_p - C_v = 0,05 \cdot 488 = 24,4$ pF, daher $C_p = 24,4 + 44,2 = 68,6$ pF und schließlich aus Abb. 9 $\gamma = L_o \cdot \Delta C \cdot F^2 = 150\,000$, $L_o = \frac{150\,000}{488 \cdot 4,57} = 67,2 \mu H$.

Hier verwendet man zur Kontrolle die Formeln

$$f_{03} = \frac{159}{\sqrt{L_o \left(C_p + \frac{C_a \cdot C_s}{C_a + C_s} \right)}} \\ \text{und} \\ f_{01} = \frac{159}{\sqrt{L_o \left(C_p + \frac{C_e \cdot C_s}{C_e + C_s} \right)}}$$

Das ergibt nach Einsetzen der gefundenen Werte

$$f_{03} = \frac{159}{\sqrt{67,2 \left(68,2 + \frac{12 \cdot 444}{12 + 444} \right)}} = 2,0 \text{ MHz}, \\ f_{01} = \frac{159}{\sqrt{67,2 \left(68,2 + \frac{500 \cdot 444}{500 + 444} \right)}} = 1,11 \text{ MHz}.$$

Diese Werte weichen nur einige Prozent von den Ausgangswerten ab und können somit als richtig angesehen werden. Für den praktischen Aufbau sind alle Größen abzurunden, es ergibt sich dann folgende Zusammenstellung für den MW-Bereich:

Vorkreis: $C_v = 44$ pF, $L_v = 178 \mu H$;

Oszillatorkreis:

$C_s = 444$ pF, $C_p = 69$ pF, $L_o = 67 \mu H$.

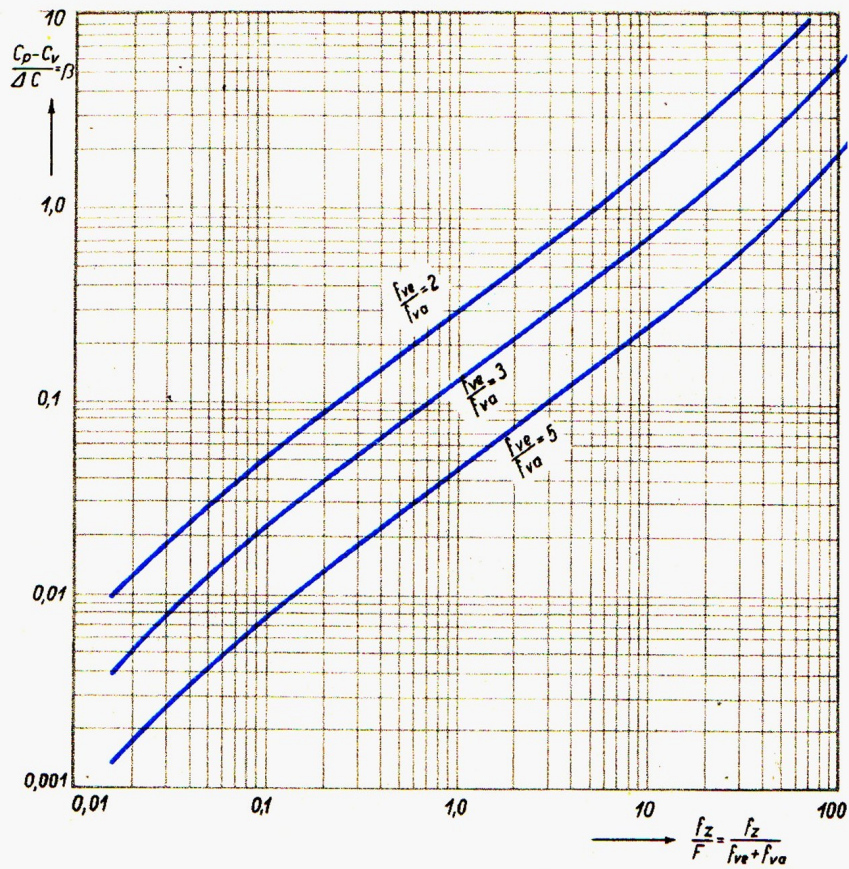


Abb. 8. Diagramm zur Bestimmung der Parallelkapazität
 $C_p = \beta \Delta C + C_v = \beta (C_e - C_a) + C_v$ [pF]

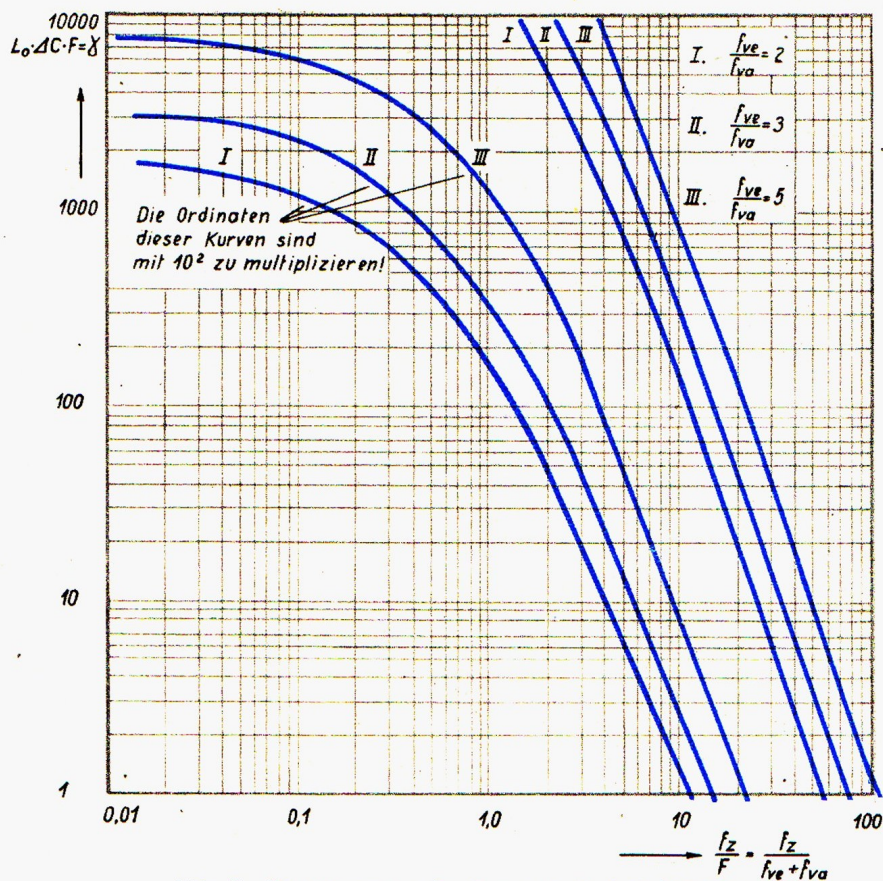


Abb. 9. Diagramm zur Bestimmung der Induktivität

$$L_o = \frac{\gamma}{\Delta C F^2} = \frac{\gamma}{(C_e - C_a) (f_{va} + f_{ve})^2} [\mu H]$$

2. Beispiel: Für einen UKW-Super mit dem Frequenzbereich $f_{va} = 50$ MHz (6 m), $f_{ve} = 150$ MHz (2 m) ist ein Doppeldrehkondensator $C_a = 5$ pF, $C_e = 100$ pF ($\Delta C = 95$ pF) vorgesehen, er soll mit einer ZF von 10,7 MHz betrieben werden.

Man berechnet $F = 50 + 150 = 200$ MHz, $f_1 = 60$, $f_2 = 100$, $f_3 = 140$ MHz, ebenso $f_{01} = 70,7$, $f_{02} = 110,7$, $f_{03} = 150,7$ MHz. Weiter ist $f_{ve}^2 = 2,25 \cdot 10^4$, $F^2 = 4 \cdot 10^4$,

$$\frac{f_{ve}}{f_{va}} = 0,3, \quad \frac{f_z}{F} = 0,0535.$$

Für den Vorkreis ergibt sich aus Abb. 5 $\varepsilon = 0,123$, $C_a + C_v = 0,123 \cdot 95 = 11,7$ pF, C_v rd. 7 pF und $\eta = 0,2 \cdot 10^6$,

$$L_v = \frac{20}{95 \cdot 2,25} \sim 0,1 \mu\text{H}.$$

Im Oszillatorkreis ist nach Abb. 7 $\alpha = 4$, $C_s = 4 \cdot 95 = 380$ pF, nach Abb. 8 $\beta = 0,0165$, $C_p - C_v = 1,565$ pF, C_p rd. 9 pF und nach Abb. 9 $\gamma = 29\,000$.

$$L_o = \frac{29}{95 \cdot 4} \sim 0,08 \mu\text{H}.$$

Ergibt sich aus dem Diagramm 5 für $C_a + C_v$ ein Wert, der kleiner als die Anfangskapazität des Drehkondensators ist, so ist das ein Hinweis darauf, daß der Frequenzbereich zu groß oder die Kapazitätsänderung des Drehkondensators zu klein gewählt wurde. Ist z. B.

$$f_{ve} = 100 \text{ MHz}, \quad f_{va} = 20 \text{ MHz}, \quad \frac{f_{ve}}{f_{va}} = 5,$$

und $C_a = 5$ pF, $C_e = 100$ pF ($\Delta C = 95$ pF), so findet man aus Abb. 5 für $C_a + C_v = 0,042 \cdot 95 = 4$, das ergibt ein $C_v = -1$.

In einem solchen Falle empfiehlt es sich, den Frequenzbereich aufzuteilen, z. B. in $f_{va1} = 20$, $f_{ve1} = 45$, $f_{va2} = 45$, $f_{ve2} = 100$

MHz. Dann ist in jedem Fall $\frac{f_{ve}}{f_{va}} = 2,25$,

$C_a + C_v = 0,25 \cdot 95 = 23,75$ pF, d. h. C_v rd. 19 pF.

Der Gleichlauf des Empfangs- und Oszillatorkreises beim Überlagerungsempfänger

FREIMUT BRÜCKNER

Stellt man einem Funkmechaniker die Frage, wie man den Gleichlauf des Empfangs- und Oszillatorkreises beim Überlagerungsempfänger erreicht, so wird er mit großer Wahrscheinlichkeit antworten: „Ganz einfach — man schaltet einen Kondensator in Reihe und einen Kondensator parallel zum Drehkondensator des Oszillatorkreises und gleicht später richtig ab.“

Ob sich allerdings jeder, der eine solche Antwort gibt, darüber klar ist, warum er das tut, ist sehr fraglich. Deswegen soll dieser Beitrag das Wesentliche des Gleichlaufproblems möglichst anschaulich und leicht verständlich erklären.

Mathematische Gleichungen und Ableitungen sind dazu wenig geeignet, jedoch ganz ohne sie geht es nicht. Es ist anzunehmen, daß derartige wichtige Gleichungen wie die Thomson'sche Schwingungsgleichung

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (1)$$

oder die Gleichung für den Resonanzwiderstand eines Parallelschwingkreises

$$R_{\text{res}} = \frac{L}{C \cdot r} \quad (2)$$

bekannt sind und daß man mit ihnen umzugehen versteht (Bild 1). Auch die Berechnung von Gesamtkapazitäten dürfte keine Schwierigkeiten bereiten (Bild 2):

bei Parallelschaltung

$$C_{\text{ges}} = C_1 + C_2 + \dots, \quad (3)$$

bei Reihenschaltung

$$\frac{1}{C_{\text{ges}}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \dots \text{ und} \quad (4)$$

bei Reihenschaltung für zwei Kapazitäten

$$C_{\text{ges}} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \quad (5)$$

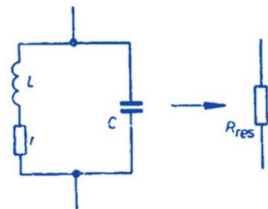


Bild 1: Parallelschwingkreis bei Resonanz

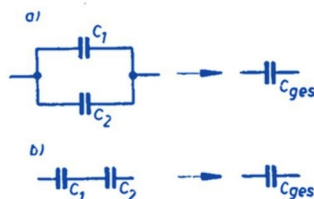


Bild 2: Schaltungen von Kondensatoren, a) Parallelschaltung, b) Reihenschaltung

Die nötigen Berechnungen werden bewußt mit runden Werten und Überschlagsrechnungen durchgeführt, damit die Rechnerei nicht vom Hauptproblem ablenkt.

Der Überlagerungsempfang

Beim Überlagerungsempfänger soll ja bekanntlich die gewünschte Empfangsfrequenz EF durch Überlagerung mit einer im Gerät selbst erzeugten Oszillatorfrequenz OF in eine ganz bestimmte feste Zwischenfrequenz ZF umgeformt werden.

Diese Zwischenfrequenz ist für alle Empfangsfrequenzen des betreffenden Bereiches gleich (z. B. 468 kHz für KW, MW und LW), sie kann deshalb in einem ZF-Verstärker mit fest eingestellten Schwingkreisen weiter verstärkt werden (das ist ja der große Vorteil des Über-

eingebaut. Um einen genauen Gleichlauf (und Einknopfabstimmung) zu erhalten, sitzen die Rotoren beider Drehkondensatoren stets auf einer gemeinsamen Achse. Die Kondensatoren besitzen gleichen Plattenschnitt und in der Regel auch gleiche Plattenanzahl, also gleiche Kapazität. Der Plattenschnitt ist meist frequenzlinear, d. h. die Frequenz des Schwingkreises ändert sich (annähernd) linear mit dem Drehwinkel des Drehkondensators, da man Wert darauf legt, die zu empfangenden Sender gleichmäßig auf der Skala zu verteilen.

Die Kapazität der Drehkondensatoren ist mit einem Maximalwert von etwa 500 pF bewußt niedrig gehalten, damit die Schwingkreise einen hohen Resonanzwiderstand haben [vergleiche Gleichung (2); wenn C im Nenner klein, dann ist R_{res} groß].

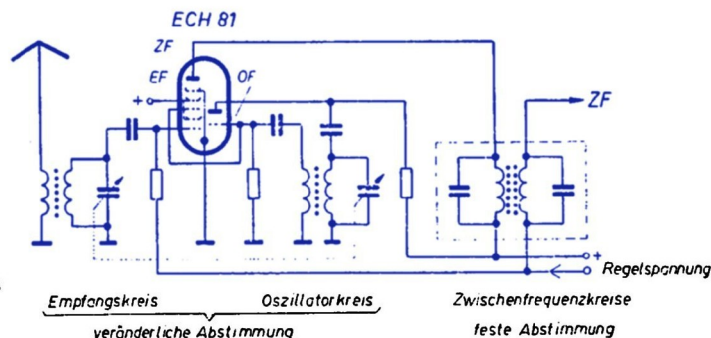


Bild 3: Mischstufe eines Überlagerungsempfängers

lagerungsempfängers). Die Überlagerung geschieht in einer Mischröhre, z. B. der ECH 81 (Bild 3). Dem Gitter 1 wird dabei die Empfangsfrequenz EF und dem Gitter 3, das mit dem Gitter der Triode verbunden ist, die Oszillatorfrequenz OF zugeführt.

Das in der Anode dieser Röhre entstehende Frequenzgemisch enthält als wesentlichen Bestandteil die Differenz der beiden an den Gittern anliegenden Frequenzen, die man durch die folgenden Zwischenfrequenzkreise herauszieht und weiter verstärkt. Da man die Oszillatorfrequenz bei LW und MW immer höher als die eingestellte Empfangsfrequenz wählen muß (wir kommen noch auf den Grund zu sprechen), gilt für die entstehende Zwischenfrequenz ZF immer:

$$ZF = OF - EF. \quad (6)$$

Da die Zwischenfrequenz gleich bleiben soll, muß sich mit der Änderung der Empfangsfrequenz auch die Oszillatorfrequenz ändern. Die für diese Frequenzen maßgeblichen Schwingkreise, der Empfangs- und der Oszillatorkreis, müssen also veränderbar sein.

Die Frequenzänderung dieser beiden Kreise wird durch eine Änderung der Kapazität vorgenommen. Deswegen ist im Empfangskreis und im Oszillatorkreis je ein Drehkondensator

Frequenzänderung des Empfangskreises

Da Drehkondensatoren mit frequenzlinearem Plattenschnitt zugrunde liegen, muß sich die eingestellte Empfangsfrequenz linear mit dem Drehwinkel ändern, d. h., das Funktionsbild muß eine Gerade sein. Diese ist im Bild 4 (unten) für ein konkretes Beispiel gezeichnet, das auch für alle weiteren Überlegungen gelten soll. Um schnell und überschlägig rechnen zu können, werden abgerundete Werte der Praxis verwendet. Wir wählen den MW-Bereich.

Beispiel

Angenommener Frequenzbereich: 500 bis 1500 kHz;

gegebener Drehkondensator:

Anfangskapazität $C_A = 55 \text{ pF}$,

Endkapazität $C_E = 500 \text{ pF}$.

Dabei ergeben sich noch zwei Fragen.

1. Läßt sich mit dem gegebenen Drehkondensator der angegebene Frequenzbereich erfassen?

Nach
$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

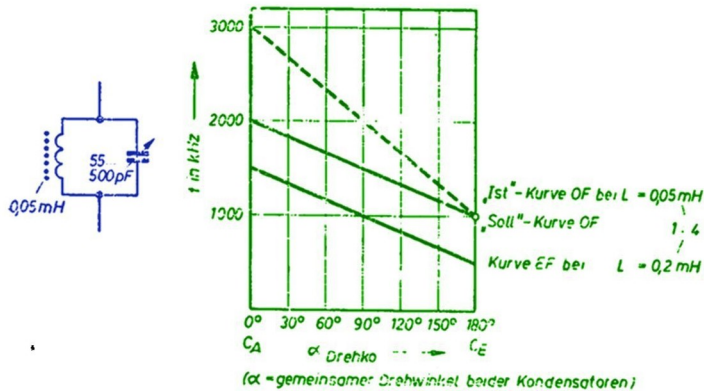


Bild 4: a) Oszillatorkreis, b) Frequenzverlauf der Abstimmkreise

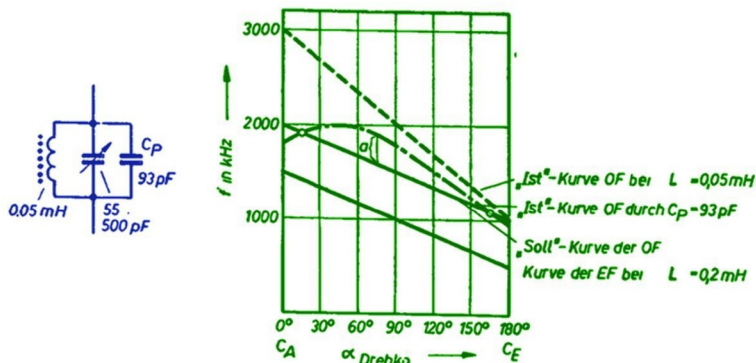


Bild 5: a) Oszillatorkreis mit Parallelkondensator, b) Frequenzverlauf der Abstimmkreise

wird bei neunfacher Kapazität die Frequenz dreimal kleiner, denn

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

das heißt für unsere Übersichtsrechnung, daß der Drehkondensator etwa gerade das richtige Änderungsverhältnis (Variationsverhältnis) hat.

Eine Änderung des Kondensators im Verhältnis 1 : 9 (55 pF : 500 pF) ruft eine Änderung der Frequenz von 3 : 1 (1500 kHz : 500 kHz) hervor. Zur „kleinen“ Kapazität gehört die „große“ Frequenz und umgekehrt.

2. Wie groß ist die Induktivität zu wählen? Wir rechnen mit der „großen“ Kapazität 500 pF und der dazugehörigen „kleinen“ Frequenz 500 kHz. Wir wollen die Rechnung einmal ausführlich durchführen und später nur andeuten. Ausgangspunkt ist die Thomson'sche Schwingungsgleichung

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Nach Multiplikation dieser Gleichung mit $\sqrt{LC}$ ergibt sich:

$$\sqrt{LC} = \frac{1}{2\pi \cdot f_r}$$

Quadrirt man weiterhin beide Seiten und teilt diese dann durch C, so erhalten wir die Endgleichung:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_r^2 \cdot C}$$

Nach Einsetzen der Zahlenwerte und der entsprechenden Einheiten ist:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 \cdot (500 \text{ kHz})^2 \cdot 500 \text{ pF}}$$

Als Einheiten werden für

$$1 \text{ F} = 1 \frac{\text{As}}{\text{V}}, \text{ für } 1 \text{ H} = \frac{1 \text{ Vs}}{\text{A}} \text{ und für}$$

$$1 \text{ Hz} = \frac{1}{\text{s}}$$

eingesetzt. Damit und mit $\pi^2 \approx 10$ erhalten wir:

$$L = \frac{1}{4 \cdot 10 \cdot 500^2 \cdot 10^3 \cdot 500 \cdot 10^{-12}} \cdot \frac{1}{\frac{1}{\text{s}^2} \cdot \frac{\text{As}}{\text{V}}} = \frac{1}{4 \cdot 25 \cdot 50} \cdot \frac{\text{Vs}}{\text{A}} = 0,2 \text{ mH}$$

und nach weiteren Rechnungen

$$L = \frac{1}{4 \cdot 25 \cdot 50} \cdot \frac{\text{Vs}}{\text{A}} = 0,2 \text{ mH}$$

Das gleiche Ergebnis hätte sich natürlich mit der „kleinen“ Kapazität und der „großen“ Frequenz ergeben. Das Ergebnis von 0,2 mH stimmt mit den praktischen Werten gut überein.

Wenn man solche Rechnungen sehr oft durchführen muß, rechnet man schneller mit der Zahlenwertgleichung:

$$f = \frac{5030}{\sqrt{LC}}$$

Hierbei ergibt sich f in kHz, wenn L in mH und C in pF eingesetzt wird.

Frequenzänderung des Oszillatorkreises

Da die beiden Kondensatoren mechanisch gekoppelt sind (auf einer Achse sitzen), müßte die Oszillatorfrequenz bei jeder Stellung der Kondensatoren genau um die Zwischenfrequenz höher liegen als die jeweils eingestellte Empfangsfrequenz, da ja $OF - EF = ZF$ gilt.

Die „Soll“-Kurve muß also den im Bild 4 als Vollinie eingezeichneten Verlauf haben, wobei ein runder ZF-Wert von 500 kHz gelten soll. Die Oszillatorfrequenz müßte sich also linear von 1000 ... 2000 kHz ändern. Hierbei entsteht jedoch die Frage, wie dieser Verlauf zu erreichen ist. Eine Herabsetzung der Induktivität genügt nicht. Vermindert man z. B. die Induktivität auf $\frac{1}{4}$, also auf 0,05 mH, um bei der gleichen Kondensatorstellung statt der Resonanzfrequenz von 500 kHz eine solche von 1000 kHz zu erhalten (Bild 4, rechts), so zeigt sich, daß nach

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

die Frequenz in allen Stellungen der Drehkondensatoren doppelt so hoch liegt. Statt mit 1500 kHz würde der Oszillatorkreis mit 3000 kHz schwingen, womit die erzeugte Zwischenfrequenz dann $3000 \text{ kHz} - 1500 \text{ kHz} = 1500 \text{ kHz}$ beträgt.

Diese „Ist“-Kurve mit $L = 0,05 \text{ mH}$ hatte den gestrichelt eingezeichneten Verlauf. Die Abweichungen sind jedoch viel zu groß. Die richtige ZF wird nur bei einer Drehko-Stellung erreicht (ganz rechts); man kann also höchstens von einem Einpunkt-Gleichlauf sprechen. Es gibt einige Möglichkeiten, diese „Ist“-Kurve der OF an die „Soll“-Kurve anzugleichen und damit den Parallelverlauf der beiden Kreise zu verbessern. Die eleganteste Lösung, nämlich die Verwendung eines anderen Plattenschnittes für den Oszillator-Drehkondensator scheidet aus Material- und Preisgründen aus, da dann für jeden Empfangsbereich ein besonderer Drehkondensator verwendet werden müßte.

Dieser Kondensator muß für den MW-Bereich eine Kapazitätsvariation von 1 : 4 besitzen, damit die Frequenzvariation von 2 : 1 (2000 kHz : 1000 kHz) erreicht wird. Der behandelte Kondensator besitzt aber ein Änderungsverhältnis der Kapazitäten von 1 : 9 (55 pF : 500 pF) und ist deswegen zunächst unbrauchbar. Durch Zuschalten von Kondensatoren läßt sich aber sein Variationsbereich auf 1 : 4 einengen und so zumindestens in der Anfangs- und Endstellung ein Gleichlauf erreichen. Es gibt hierfür im wesentlichen drei Schaltungsmöglichkeiten, die im Anschluß an den nächsten Abschnitt noch genau untersucht werden.

Oszillatorfrequenz und Empfangsfrequenz

Wenn die Oszillatorfrequenz kleiner als die Empfangsfrequenz ist, gilt statt Gleichung (6):

$$ZF = EF - OF \quad (7)$$

Die Oszillatorfrequenz müßte also in unserem Beispiel 500 kHz niedriger als die dazugehörige Empfangsfrequenz liegen. Sie müßte sich also von 0 ... 1000 kHz ändern (bzw. von 32 kHz ab bei einer ZF von 468 kHz).

Solche Frequenzänderungen sind aber mit Drehkondensatoren unmöglich zu erreichen, da deren Kapazitätsänderung im günstigsten Falle auf etwa 1 : 50 zu treiben ist (die entsprechende Frequenzänderung wäre 7 : 1).

Im KW-Bereich ist allerdings eine OF, die niedriger als die EF ist, durchaus möglich. Sie wird aber auch dort höher als die EF gewählt.

1. Möglichkeit: Parallelschaltung eines Kondensators zum Drehkondensator

Schaltet man einen Kondensator parallel zum Drehkondensator (Bild 5), so wird dessen niedrige Anfangskapazität C_A beträchtlich erhöht, während sich die hohe Endkapazität C_E geringfügiger ändert.

Beispiel

Zu dem Drehkondensator wird eine Kapazität von 93 pF parallelgeschaltet. Dieser Wert engt den Variationsbereich auf 1 : 4 ein. Wir erhalten also nach Gleichung (3):

$$C_A = 55 + 93 = 148 \text{ pF}$$

und

$$C_E = 500 + 93 = 593 \text{ pF.}$$

Das ergibt eine Erhöhung der Anfangskapazität von 170 % und der Endkapazität von nur 19 %. Die Frequenzvariation sinkt mit der neuen Kapazitätsvariation von 1 : 4 auf 2 : 1 ab (2000 kHz : 1000 kHz).

Es fragt sich nun, wie die neue „Ist“-Kurve für diesen Fall verläuft. Wir beginnen im Bild 5 von rechts aus zu zeichnen. Bei den hohen Kapazitätswerten ergibt sich kaum eine Änderung; die Frequenzkurve liegt wegen der leichten Erhöhung von C etwas niedriger. Je weiter wir nach links kommen, desto größer wird der Einfluß der Parallelkapazität, desto stärker sinkt also die neue „Ist“-Kurve ab.

Bei der kleinsten Stellung des Drehkondensators ist der Einfluß sehr groß, so daß die Frequenz wesentlich absinkt.

Die „Soll“-Kurve wird an zwei Punkten geschnitten, so daß man jetzt von einem Zweipunkt-Gleichlauf sprechen kann. Die Abweichung im Bereich zwischen diesen Gleichlaufpunkten ist aber immer noch recht groß (siehe Strecke a). Allerdings läßt sich diese größte Abweichung noch etwas verkleinern, wenn man L vergrößert und damit die „Ist“-Kurve nach unten verschiebt. Dabei vergrößert sich jedoch die Abweichung am linken Rand, so daß man nur wenig verschieben darf. Die Gleichlaufpunkte rutschen dabei nach innen.

2. Möglichkeit: Reihenschaltung eines Kondensators zum Drehkondensator

Für diese Schaltung wird die Induktivität so gewählt, daß der Punkt (Bild 6b) der genauen Übereinstimmung mit der „Soll“-Kurve nicht rechts, sondern links liegt. Hierfür ist eine Induktivität von etwa 0,11 mH nötig.

Die Berechnung erfolgt so wie in dem durchgerechneten Beispiel. Eine Vereinfachung ergibt sich durch die abgeleitete Gleichung

$$\frac{L_o}{L_e} = \left(\frac{f_o}{f_e} \right)^2,$$

also

$$L_o = 0,2 \text{ mH} \left(\frac{3}{4} \right)^2 = 0,11 \text{ mH}$$

Hierin bedeuten: L_o die Induktivität des Oszillatorkreises und L_e die Induktivität des Eingangskreises.

Wenn nur die Induktivität geändert wird, ergibt sich als „Ist“-Kurve die eingezeichnete gestrichelte Gerade.

Gleichlauf ist wieder nur an einem Punkt vorhanden.

Schaltet man einen Kondensator nach Bild 6a in Reihe zum Drehkondensator, so wird dessen niedrige Anfangskapazität wenig verändert, während sich die hohe Endkapazität beträchtlich erniedrigt.

Beispiel

Zu dem gegebenen Drehkondensator wird ein Kondensator — auch Verkürzungskondensator genannt (Padding) — von 300 pF in Reihe geschaltet. Die Gesamtkapazität wird nach der Gleichung

$$C_{\text{ges}} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

errechnet. Wir erhalten demnach:

$$\text{Anfangskapazität} = 47 \text{ pF,}$$

$$\text{Endkapazität} = 187 \text{ pF.}$$

Damit wird die Anfangskapazität um 15 % verringert und die Endkapazität um 63 %.

Auch in diesem Beispiel wurde der Zusatzkondensator so gewählt, daß sich eine Ein-

engung des Variationsbereiches der Reihenschaltung der Kondensatoren auf 1 : 4 ergibt (47 pF : 187 pF). Damit ist wieder das gewünschte Variationsverhältnis der Oszillatorfrequenz von 2 : 1 erreicht (entsprechend 2000 kHz : 1000 kHz). Auch für diesen Fall wollen wir die neue „Ist“-Kurve zeichnen. Wir beginnen diesmal von links aus. Bei den niedrigen Kapazitätswerten ergibt sich nur eine geringe Änderung. Die Frequenzkurve liegt wegen der Erniedrigung der Kapazität etwas höher.

Je weiter wir nach rechts kommen, desto stärker macht sich der Einfluß der Reihenskapazität bemerkbar, d. h., die neue „Ist“-Kurve weicht stärker nach oben ab. Bei der größten Stellung des Drehkondensators ist der Einfluß so groß, daß die neue Frequenz wesentlich höher als die der ursprünglichen Kurve liegt.

Die „Soll“-Kurve wird an zwei Punkten geschnitten, so daß wiederum ein Zweipunkt-Gleichlauf vorliegt. Die Abweichungen zwischen den Gleichlaufpunkten sind diesmal wesentlich niedriger als beim 1. Verfahren (siehe Strecke a). Neben der geringeren Abweichung ergibt sich bei diesem Verfahren noch ein weiterer Vorteil. Durch die Verringerung der Kapazität steigt die Güte des Kreises [vergleiche Gleichung (2), C kleiner, Resonanzwiderstand größer].

Der Oszillatorkreis ist allerdings ohne Einfluß auf die Gesamtdurchlaßkurve des Gerätes.

3. Möglichkeit: Reihen- und Parallelschaltung eines Kondensators

Es liegt nahe, eine weitere Verbesserung des Gleichlaufs durch die Kopplung der beiden ersten Möglichkeiten zu erreichen (Bild 7). Dazu wird für die Induktivität ein mittlerer Wert gewählt (in der Praxis 0,1 mH). Mit dieser Induktivität ergibt sich die gestrichelte „Ist“-Kurve, die die „Soll“-Kurve etwa in der Mitte schneidet.

Durch die Reihenschaltung des Kondensators von 500 pF wird die Endkapazität C_E erniedrigt und damit die Kurve nach rechts oben abgebogen (vergleiche auch Bild 6).

Durch die Parallelschaltung des Kondensators von 18 pF wird die Anfangskapazität C_A des Drehkondensators erhöht und damit die Kurve nach links unten abgebogen (siehe auch Bild 5).

Beispiel

Zunächst wird die Reihenschaltung, bestehend aus gegebenem Drehkondensator und Reihenkondensator $C_R = 500 \text{ pF}$ nach der Gleichung

$$C_{\text{ges}} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

berechnet. Das ergibt für die Reihenschaltung eine Anfangskapazität von 49 pF und eine Endkapazität von 250 pF. Zu diesen Werten wird der Wert der Parallelkapazität addiert. Das ergibt wiederum eine Anfangskapazität von 67 pF und eine Endkapazität von 268 pF.

Somit ist die Anfangskapazität um 22 % erhöht und die Endkapazität um 47 % verringert worden.

Damit ist:

die Kapazitätsvariation

$$1 : 4 \text{ (67 pF : 268 pF)}$$

und

die Frequenzvariation

$$2 : 1 \text{ (2000 kHz : 1000 kHz).}$$

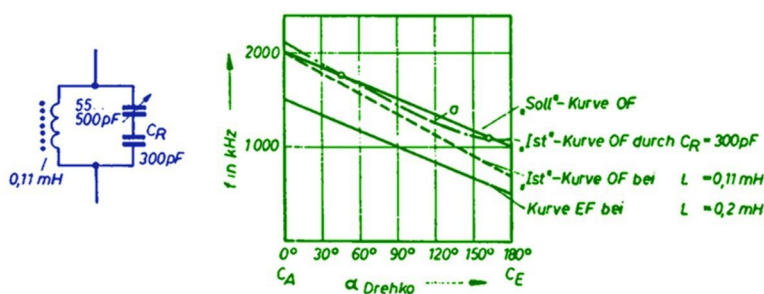


Bild 6: a) Oszillatorkreis mit Reihenkondensator, b) Frequenzverlauf der Abstimmkreise

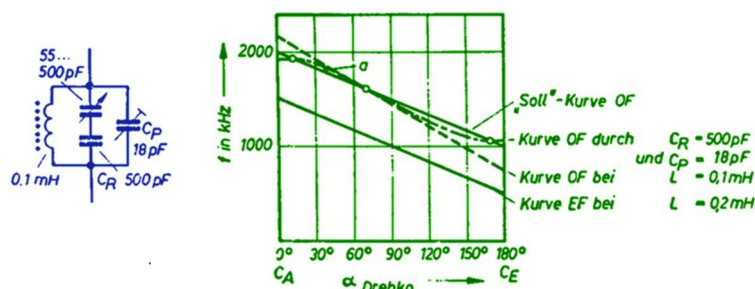


Bild 7: a) Oszillatorkreis mit Reihen- und Parallelkondensator, b) Frequenzverlauf der Abstimmkreise

Diesmal wird die „Soll“-Kurve an drei Punkten geschnitten, es liegt also ein Dreipunkt-Gleichlauf vor.

Die Abweichungen der „Ist“-Kurve von der „Soll“-Kurve sind noch geringer geworden. Es bleiben aber Abweichungen von maximal etwa 10 kHz, die sich nur schwer beseitigen lassen.

Wir wollen untersuchen, ob diese Abweichungen tragbar sind.

Einstellung des Empfangskreises

Bei einer Empfangsfrequenz von 1300 kHz liegt die „Ist“-Kurve der Oszillatorfrequenz um etwa 10 kHz höher als die „Soll“-Kurve (Strecke a im Bild 7).

Es ergibt sich also eine um 10 kHz höhere Zwischenfrequenz. Da die Bandbreite des ZF-Verstärkers im günstigsten Falle 8 kHz beträgt, liegt also diese falsche ZF außerhalb des Durchlaßbereiches des Bandfilter. Sie wird nicht (bzw. sehr wenig) verstärkt.

Diese Verhältnisse sind im Bild 8a dargestellt. Die Eigenfrequenz des Empfangskreises EF ist auf 1300 kHz richtig eingestellt. Dann liegt seine Resonanzkurve so wie gezeichnet. Wenn der Sender, den man zu hören wünscht, eine Frequenz SF von 1300 kHz ausstrahlt, so bildet diese Frequenz mit der Oszillatorfrequenz eine falsche ZF, die um $\Delta f = 10$ kHz höher als die ZF ist, für die die Bandfilter eingestellt sind. (Hier wurde nicht der runde Wert, son-

Ist die OF um 10 kHz erniedrigt worden, so bildet sie jetzt mit der gewünschten Senderfrequenz von 1300 kHz die richtige ZF von 468 kHz. Beim Einstellen eines Senders nach dem Gehör (bzw. nach dem magischen Auge), wird man stets automatisch den zweiten Fall (Bild 8b) einstellen. Hier entsteht die richtige ZF. Allerdings ist der Eingangskreis gegenüber der gewünschten EF verstimmt. Das kann man aber durchaus in Kauf nehmen, da die Resonanzkurve dieses Einzelkreises recht breit ist und deswegen die Amplitude der gewünschten SF nur wenig niedriger als der sonst sich ergebende Maximalwert ist (in unserem Beispiel sinkt sie auf $\frac{9}{10}$).

Selbst bei Verwendung eines Vorkreises sinkt die Amplitude erst auf 0,81 ($0,9 \cdot 0,9$) gegenüber dem Maximalwert ab.

In der Praxis ist das Absinken dieser Werte oft noch geringer.

Es ergibt sich also, daß bei den geringen Abweichungen von etwa 10 kHz lediglich die Spannung am Empfangsgitter geringfügig absinkt. Das läßt sich aber durch eine etwas höhere Verstärkung ausgleichen, so daß man sich im allgemeinen mit diesem Gleichlauf zufrieden gibt.

Weitere Möglichkeiten der Gleichlaufverbesserung

Eine weitere Verbesserung des Gleichlaufes (zumindestens für einen Empfangsbereich)

werden. (Erhöhung der Kapazität → Erniedrigung der OF).

Der Sektor des Empfangsdrehkondensators wird etwas abgebogen, damit die EF etwas erhöht wird.

Damit sinkt die Differenz OF — EF, und die Abweichung von der gewollten ZF wird geringer.

Das Biegen der Sektoren wird im Zusammenhang mit dem Abgleichen vorgenommen.

Allerdings wird diese Art der Gleichlaufverbesserung bei Industriegeräten kaum vorgenommen; erfahrene Bastler wenden sie häufiger an.

Schließlich kann man für jede Empfangsfrequenz die genaue geforderte Oszillatorfrequenz dadurch einstellen, daß man zusätzlich einen kleinen Drehkondensator (Trimmer) in den Schwingkreis schaltet, den man von außen bedient.

Damit wird allerdings die geforderte Einknopfabstimmung verlassen, und so findet man diese Nachregelmöglichkeit fast nur bei KW-Amateurempfängern.

Betrachtungen über Abweichungen

In den Lehrbüchern der Funktechnik findet man die Frequenzabweichungen meist in Form einer Fehlerkurve dargestellt, wie sie Bild 9 zeigt. Daraus ergibt sich die Frage, wie diese Kurve mit der im Bild 7 abgeleiteten Kurve zusammenhängt.

Zunächst ist im Bild 9 senkrecht nicht der Absolutwert der Frequenzabweichung aufgetragen, sondern der Prozentwert von der jeweils zugehörigen Empfangsfrequenz.

Wir sahen im Bild 8, daß sich die Abweichungen immer in einer Fehleinstellung des Empfangskreises auswirken. Bei prozentual gleicher Abweichung Δf ergibt sich ein gleiches

Absinken der Empfangsspannung (z. B. auf $\frac{9}{10}$) ganz unabhängig davon, ob man im Anfangsbereich der Skala (600 kHz) oder im Endbereich (1400 kHz) arbeitet.

Dieses Absinken der Empfangsspannung ist aber das alleinige Kriterium für die Auswirkung der Abweichungen, so daß man also zweckmäßigerweise die prozentuale Abweichung in der Fehlerkurve aufträgt. Diese Ab-

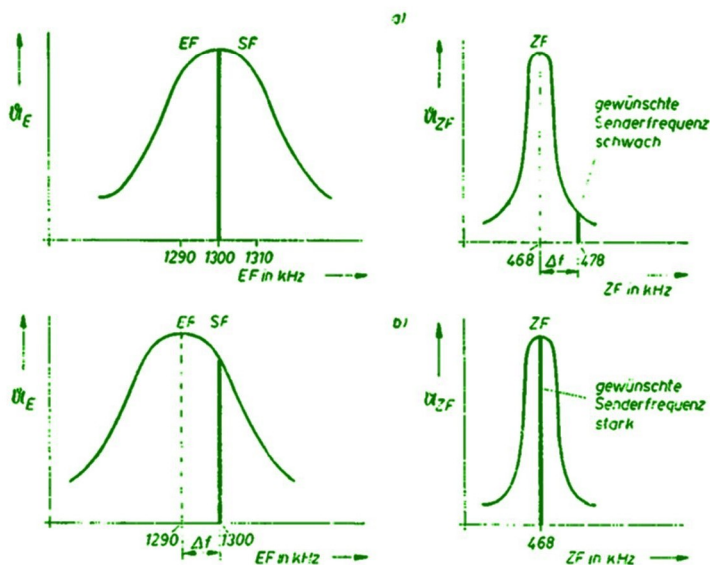


Bild 8: Möglichkeiten der Empfangskreiseinstellung, a) Resonanzfrequenz gleich Senderfrequenz SF, b) Abweichung der SF um 10 kHz von der eingestellten Resonanzfrequenz

dem die weit verbreitete ZF von 468 kHz angenommen).

Der gewünschte Sender ist also nicht (bzw. leise und verzerrt) zu hören.

Viel günstiger werden die Verhältnisse, wenn man den Empfangskreis falsch einstellt, also den Drehkondensator weiter hereindreht und damit die Eigenfrequenz des Empfangskreises erniedrigt (Bild 8b). Jetzt wird der gewünschte Sender laut hörbar, weil mit dem Empfangskreis ja auch der Oszillatorkreis geändert wird.

ist noch dadurch zu erzielen, daß man die einzelnen Sektoren der äußeren Drehkondensatorplatten geringfügig abbiegt oder heranbiegt.

Die äußeren Drehkopplaten sind deswegen mit Schlitz versehen, die die Platten in meist sechs Sektoren fiedern.

In unserem Beispiel müßte also der zweite Sektor (in der Reihenfolge des Hereindrehens) gebogen werden.

Der Sektor des Oszillatordrehkondensators muß an die anderen Platten herangebogen

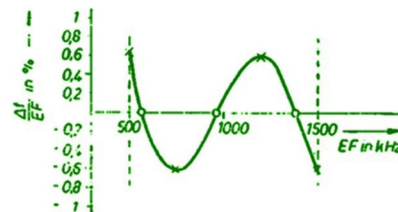


Bild 9: Fehlerkurve der Empfangsfrequenz

weichungen sind gegenüber Bild 7 wesentlich überhöht dargestellt.

Waagrecht ist aus dem gleichen Grunde die Empfangsfrequenz und nicht die Oszillatorfrequenz aufgetragen.

Da die niedrigen Frequenzwerte links stehen, müssen wir Bild 7 von unten nach oben, bzw. von rechts nach links lesen, um die Fehlerkurve wiederzufinden.