

4 Tiefpaß-Hochpaß-Weiche

4 Frequency band-separation circuit

Für den Entwurf von Tiefpaß-Hochpaß-Weichenfiltern können zur Realisierung des Tief- und Hochpasses jeweils die in den Tabellen in Abschnitt 10 angegebenen einseitig beschalteten Filter verwendet werden. In Bild 4.1 ist als Beispiel ein Parallelweichenfilter dargestellt, bei dem am Weicheneingang der Tiefpaß und der Hochpaß parallelgeschaltet sind.

For the design of lowpass-highpass band-separation circuits, the lowpass and the highpass filters can be realized using the single-terminated filters given in the tables in chapter 10. In fig. 4.1, as an example, the plot of a parallel band-separation circuit is shown. The lowpass and the highpass filters are connected in parallel with the input port.

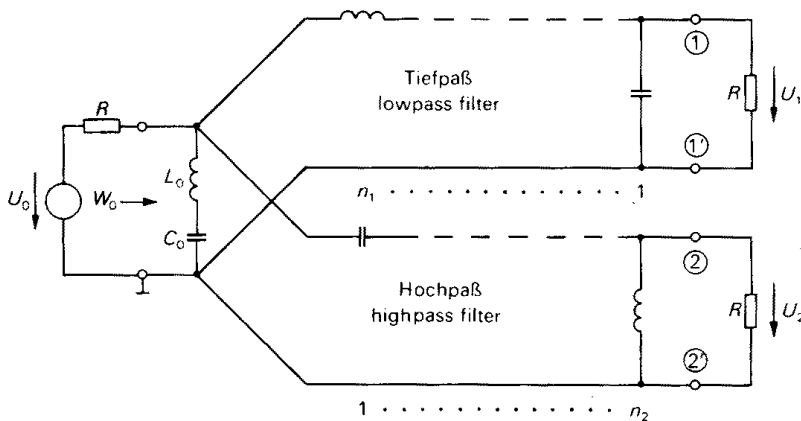


Bild 4.1 Tiefpaß-Hochpaß-Parallel-Weichenschaltung

Fig. 4.1 Lowpass-highpass parallel band-separation circuit

Bei einem gegebenen Toleranzschema nach Bild 4.2 für die Betriebsdämpfungen im Tiefpaß- und Hochpaßweg berechnet man zur Aufwandsabschätzung [21] aus dem in den Durchlaßbereichen $0 \leq f \leq f_1$ und $f_2 \leq f \leq \infty$ ($f_2 > f_1$) maximal zulässigen Reflexionsfaktorbetrag ρ_0 am Weicheneingang

The design specifications of the attenuation in the lowpass and highpass transmission path are shown in fig. 4.2. In the passbands $0 \leq f \leq f_1$ and $f_2 \leq f \leq \infty$ ($f_2 > f_1$) the reflection coefficient at the input port of the band-separation circuit must not exceed the maximum specified value, ρ_0 . With the quantity [21]

$$a_D \approx 20 \lg \frac{1}{\sqrt{1-2\rho_0}} \quad (4.1)$$

und entnimmt für $\Omega_{S1} = f_3/f_1$ und für die geforderte Sperrdämpfung a_{S1} im Tiefpaßweg dem Diagramm in den Bildern 2.5, 2.6 oder 2.7 den erforderlichen Grad n_1 für den Tiefpaß. Dabei ist es zweckmäßig zur spulernen Realisierung mit günstigen Dämpfungseigenschaften Tiefpässe geraden Grades Fall b zu wählen. In analoger Weise ergibt sich für $\Omega_{S2} = f_2/f_4$ und für die geforderte Sperrdämpfung a_{S2} im Hochpaßweg der notwendige Grad n_2 des Referenz-Tiefpasses zum Ent-

$\Omega_{S1} = f_3/f_1$, and the specified stopband attenuation, a_{S1} , of the lowpass transmission path, the required degree, n_1 , of the lowpass filter can be estimated from the diagram in figs. 2.5, 2.6 or 2.7. Obviously, only lowpass filters of even degree case b should be used to obtain circuits with fewer coils and favourable attenuation performance. For the design of the highpass filter by the lowpass-to-highpass transformation in chapter 3.1, the required degree, n_2 , of the corresponding reference

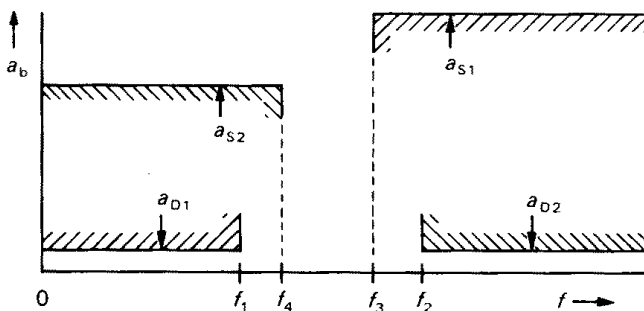


Bild 4.2 Toleranzschema für den Dämpfungsverlauf des Tiefpaß- und Hochpaßweges der Weiche

Fig. 4.2 Design specifications for a frequency band-separation circuit

wurf des Hochpasses durch Tiefpaß-Hochpaß-Transformation gemäß Abschnitt 3.1.

Aus einer eventuellen Forderung für die *Umlaufdämpfung*, die bei Betrieb zwischen den Klemmenpaaren (1) (1') und (2) (2') mit $U_0=0$ näherungsweise gleich der Summe der Dämpfungen des Tiefpaß- und Hochpaßweges ist, folgt im allgemeinen, daß $f_4 > f_1$ und $f_3 < f_2$ gewählt werden muß. Eine eventuelle Reserve verwendet man zur Verbreiterung der Durchlaßbereiche, weil dadurch die Reflexionsfaktorforderung ρ_0 leichter erfüllbar ist.

Den Tabellen in Abschnitt 10 entnimmt man für den Tiefpaß einer Parallelweiche die Daten des Betriebsfalls $r_1=1, r_2=0$ und für den Referenz-Tiefpaß zum Entwurf des Hochpasses die des Betriebsfalls $r'_1=0, r'_2=1$.

Für die Serienweichenschaltung ist der Betriebsfall $r_1=1, r_2=\infty$ bzw. $r'_1=\infty, r'_2=1$ zu wählen.

Zur Entnormierung verwendet man als Bezugswiderstand $R_B=R$ und als Bezugsfrequenz für den Tiefpaß $f_{B1}=f_{D1}^* \geq f_1$ und für den Hochpaß $f_{B2}=f_{D2}^* \leq f_2$, wobei f_{D1}^* und f_{D2}^* die endgültig gewählten Durchlaßgrenzen für den Tiefpaß und Hochpaß sind.

Gemäß Bild 4.1 werden die beiden entnormierten Filter auf der jeweils nicht beschalteten Seite parallelgeschaltet.

Zur Überprüfung des sich ergebenden Reflexionsfaktors am Weicheneingang ermittelt man bei den Frequenzen f_1 und f_2 den Betriebswiderstand W_0 dieser Schaltung. Falls die Reflexionsfaktorforderung

$$\left| \frac{R - W_0(j2\pi f)}{R + W_0(j2\pi f)} \right| \leq \rho_0$$

für $f \leq f_1$ und $f \geq f_2$ nicht erfüllt ist, kann man den maximalen Reflexionsfaktorbetrag an den Durchlaßgrenzen durch einen *Ausgleichs*-Serienresonanz-Kreis parallel zum Eingang der Parallelweiche gemäß Bild 4.1 reduzieren [22]. Die technischen Werte L_0, C_0 der Bauelemente dieses Ausgleichskreises ergeben sich aus dem Mittelwert $Y=(Y_{01}+Y_{02})/2$ der bei $f_{1,2}$ berechneten Imaginärteile $Y_{01,02}$ des Betriebsleitwerts ohne Ausgleichskreis

$$Y_{01} = -\operatorname{Im} \left\{ \frac{1}{W_0(j2\pi f_1)} \right\}, \quad Y_{02} = \operatorname{Im} \left\{ \frac{1}{W_0(j2\pi f_2)} \right\}, \quad Y = \frac{Y_{01} + Y_{02}}{2}$$

zu

$$L_0 = \frac{1}{2\pi Y(f_2 - f_1)}, \quad C_0 = \frac{1}{4\pi^2 f_1 f_2 L_0} \quad \begin{array}{l} \text{mit} \\ \text{with} \end{array} \quad f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 C_0}}. \quad (4.2)$$

Ergibt eine Analyse der Gesamtschaltung, daß die Reflexionsfaktorforderung ρ_0 trotz einer der Reserve entsprechenden Erweiterung der Durchlaßbereiche für $f \leq f_1$ und $f \geq f_2$ nicht erfüllt ist, muß für diese notwendige Erweiterung ein höherer Filtergrad gewählt werden.

Ist die Forderung für die Umlaufdämpfung durch Verbreiterung des Sperrbereichs nicht erfüllbar, so muß ebenfalls der Filtergrad erhöht werden. Beide Forderungen lassen sich dann durch entsprechende Aufteilung der Reserven erfüllen.

lowpass filter is determined from the quantities $\Omega_{S2}=f_2/f_4$, the specified stopband attenuation a_{S2} in the highpass transmission path, and from a_D in eq. (4.1).

If the *loop attenuation* is also prescribed, then, in general, f_3 and f_4 have to be chosen such that $f_4 > f_1$ and $f_3 < f_2$. The *loop attenuation* is defined as the attenuation between port (1,1') and port (2,2') assuming $U_0=0$, and it approximately equals the sum of the attenuations of the lowpass and highpass transmission paths. The available margin should mainly be used to extend the passbands to meet the specified value of the reflection coefficient, ρ_0 .

For a parallel frequency band-separation circuit, the reference lowpass filters for the lowpass and highpass filter can be found from the tables in chapter 10, choosing $r_1=0, r_2=0$ and $r'_1=0, r'_2=1$ as terminations, respectively.

For the series frequency band-separation circuit, the terminations must be chosen as $r_1=1, r_2=\infty$ and $r'_1=\infty, r'_2=1$, respectively.

To remove the normalizations, the following reference quantities are used: the reference resistance $R_B=R$, and the reference frequencies of the lowpass filter $f_{B1}=f_{D1}^* \geq f_1$ and of the highpass filter $f_{B2}=f_{D2}^* \leq f_2$, where f_{D1}^* and f_{D2}^* are the final passband limit frequencies of the lowpass and the highpass filter.

As shown in fig. 4.1, the two filters are connected in parallel at the nonterminated ports.

To check the resulting reflection coefficient at the input port of the frequency band-separation circuit, the driving-point impedance, W_0 , is calculated at the frequencies f_1 and f_2 . If this violates the specified value ρ_0

for $f \leq f_1$ and $f \geq f_2$, then the maximum value of the reflection coefficient at the passband limits can be reduced by a *compensation* series resonant circuit in parallel with the input port, as shown in fig. 4.1 [22]. The physical values, L_0 and C_0 , of the compensation circuit elements are calculated from the mean value $Y=(Y_{01}+Y_{02})/2$, where $Y_{01,02}$ are the imaginary parts of the driving-point admittance at the frequencies $f_{1,2}$. From

it follows that

$$L_0 = \frac{1}{2\pi Y(f_2 - f_1)}, \quad C_0 = \frac{1}{4\pi^2 f_1 f_2 L_0} \quad \begin{array}{l} \text{mit} \\ \text{with} \end{array} \quad f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 C_0}}. \quad (4.2)$$

If the resulting reflection coefficient violates the specification at $f \leq f_1$ and $f \geq f_2$, even though the margin has been used to extend the passbands, the degrees of the filters must be increased to further extend the passbands.

The filter degrees must also be increased if the specified loop attenuation cannot be reached by extending the stopbands.

8.3 LC-Tiefpaß-Hochpaß-Weiche

Es soll eine Tiefpaß-Hochpaß-Parallel-Weiche entworfen werden, deren Reflexionsfaktor am Weicheneingang im Durchlaßbereich $0 \leq f \leq f_1 = 30 \text{ kHz}$ des Tiefpaßweges und im Durchlaßbereich $f_2 = 36 \text{ kHz} \leq f \leq \infty$ des Hochpaßweges den maximalen Wert $\rho_0 = 5\%$ nicht überschreitet. In den Sperrbereichen $0 \leq f \leq f_4 = f_1$ und $f_3 = f_2 \leq f \leq \infty$ des Hochpaß- und Tiefpaßweges soll die Betriebsdämpfung mindestens $a_S = 35 \text{ dB}$ betragen. Die Abschlußwiderstände sollen $R = 600 \Omega$ sein.

Lösung:

Aus der Reflexionsfaktorforderung $\rho_0 = 5\%$ folgt nach Gl. (4.1) die maximale Schwankung a_D der Spannungs-dämpfung im Durchlaßbereich des einseitig beschalteten Tiefpasses näherungsweise zu

$$a_D \approx 20 \lg \frac{1}{\sqrt{1 - 2\rho_0}} = 0.46 \text{ dB}.$$

Wählt man $a_D = 0.1773 \text{ dB}$, so entnimmt man für einen Cauerparameter-Tiefpaß der Tabelle in Bild 2.7 hierzu $a(\rho) = 13.9 \text{ dB}$ und erhält mit $\Omega_S = f_2/f_1 = 1.2$ und $a_S + a(\rho) = 48.9 \text{ dB}$ aus dem Diagramm zur Aufwandsabschätzung als erforderlichen Grad für den Tiefpaß $n = 6$ Fall b.

In der Tabelle C 06 20 b findet man für $\Theta = 61^\circ$ die endgültigen Werte $\Omega_S^* = 1.162 017$ und $a_S^* = 37.0 \text{ dB}$. Die Reserve verwendet man im wesentlichen zur Erweiterung der Durchlaßgrenzen des Tiefpasses und Hochpasses und wählt folgende Grenzwerte und Bezugsgrößen für den

Tiefpaß: $f_{D1} = 30.8 \text{ kHz} = f_{B1}, \quad f_{S1} = f_{D1} \Omega_S^* = 35.790 \text{ kHz},$
 lowpass filter: $R_B = 600 \Omega, \quad L_{B1} = 3.100 \text{ mH}, \quad C_{B1} = 8.612 \text{ nF}$

und für den

Hochpaß: $f_{D2} = 35.1 \text{ kHz} = f_{B2}, \quad f_{S2} = f_{D2}/\Omega_S^* = 30.206 \text{ kHz},$
 highpass filter: $R_B = 600 \Omega, \quad L_{B2} = 2.721 \text{ mH}, \quad C_{B2} = 7.557 \text{ nF}.$

Der Tabelle C 06 20 b entnimmt man für $\Theta = 61^\circ$ und den Betriebsfall $r_1 = 1, r_2 = 0$ die normierten Werte für die Schaltelemente des Tiefpasses zu

$$\begin{aligned} c_1 &= 0.2289, \\ c_2 &= 0.6261, \quad l_2 = 0.7425, \quad \Omega_{\infty 2} = 1.466 607, \\ c_3 &= 0.9962, \\ c_4 &= 0.9144, \quad l_4 = 0.7805, \quad \Omega_{\infty 4} = 1.183 715, \\ c_5 &= 1.339, \\ & \quad l_6 = 1.482. \end{aligned}$$

Die technischen Werte ergeben sich zu

$$\begin{aligned} C_1 &= 1.971 \text{ nF}, \\ C_2 &= 5.392 \text{ nF}, \quad L_2 = 2.302 \text{ mH}, \quad f_{\infty 2} = 45.171 488 \text{ kHz}, \\ C_3 &= 8.579 \text{ nF}, \\ C_4 &= 7.875 \text{ nF}, \quad L_4 = 2.420 \text{ mH}, \quad f_{\infty 4} = 36.458 437 \text{ kHz}, \\ C_5 &= 11.53 \text{ nF}, \\ & \quad L_6 = 4.596 \text{ mH}. \end{aligned}$$

Als Referenz-Tiefpaß für den Hochpaß entnimmt man der Tabelle C 06 20 b für $\Theta = 61^\circ$ die normierten Werte der Schaltelemente für den Betriebsfall $r'_1 = 0, r'_2 = 1$ zu

$$\begin{aligned} l'_1 &= 1.188, \\ l'_2 &= 0.3646, \quad c'_2 = 1.275, \quad \Omega'_{\infty 2} = 1.466 607, \end{aligned}$$

8.3 LC frequency band-separation circuit

A frequency band-separation circuit consisting of a lowpass and a highpass filter connected in parallel shall be designed. The maximum reflection coefficient at the input-port must be less than $\rho_0 = 5$ percent within the passband $0 \leq f \leq f_1 = 30 \text{ kHz}$ of the lowpass filter path and within the passband $f_2 = 36 \text{ kHz} \leq f \leq \infty$ of the highpass filter path. In the stopbands $0 \leq f \leq f_4 = f_1$ and $f_3 = f_2 \leq f \leq \infty$ of the highpass and lowpass filter path the attenuation must be greater than $a_S = 35 \text{ dB}$. The terminating resistances are assumed to be $R = 600 \Omega$.

Solution:

With the required reflection coefficient $\rho_0 = 5$ percent eq. (4.1) yields approximately

as the maximum variation of the voltage attenuation in the passband of the single-terminated lowpass filter. With the choice $a_D = 0.1773 \text{ dB}$, the required degree of the lowpass filter can be found in case of an elliptic filter from the diagram in fig. 2.7 for $\Omega_S = f_2/f_1 = 1.2$ and $a_S + a(\rho) = 48.9 \text{ dB}$ to be $n = 6$, case b.

Then, for $\Theta = 61^\circ$ table C 06 20 b yields the final values $\Omega_S^* = 1.162 017$ and $a_S^* = 37.0 \text{ dB}$. The margin will mainly be used to extend the passbands of the lowpass and the highpass filter, yielding the following limit values and reference quantities of the

and of the

The normalized element values of the lowpass filter with terminations $r_1 = 1, r_2 = 0$ can be found from the table C 06 20 b for $\Theta = 61^\circ$ as

The physical values of the circuit elements are given by

For the design of the highpass filter the reference lowpass filter with terminations $r'_1 = 0, r'_2 = 1$ is used. The normalized element values are found from the table C 06 20 b for $\Theta = 61^\circ$ as

$$\begin{aligned}
l_3 &= 1.066, & c_4 &= 0.6151, & \Omega'_{x4} &= 1.183\,715, \\
l_4 &= 1.160, & & & & \\
l_5 &= 0.7513, & c_6 &= 0.6740. & &
\end{aligned}$$

Durch Tiefpaß-Hochpaß-Transformation nach Abschnitt 3.1 erhält man die normierten Werte der Schaltelemente des Hochpasses zu

Using the lowpass-to-highpass transformation described in chapter 3.1 the normalized element values of the highpass filter are calculated as

$$\begin{aligned}
c_1 &= 1/l_1 = 0.8415, & l_2 &= 1/c_2' = 0.7843, & \Omega_{x2} &= 1/\Omega'_{x2} = 0.681\,846, \\
c_2 &= 1/l_2 = 2.743, & & & & \\
c_3 &= 1/l_3 = 0.9383, & l_4 &= 1/c_4' = 1.626, & \Omega_{x4} &= 1/\Omega'_{x4} = 0.844\,798, \\
c_4 &= 1/l_4 = 0.8619, & & & & \\
c_5 &= 1/l_5 = 1.331, & l_6 &= 1/c_6' = 1.484 & &
\end{aligned}$$

und die technischen Werte ergeben sich zu

yielding the following values of the physical components

$$\begin{aligned}
C_1 &= 6.359\text{ nF}, & L_2 &= 2.134\text{ mH}, & f_{x2} &= 23.932\,795\text{ kHz}, \\
C_2 &= 20.73\text{ nF}, & & & & \\
C_3 &= 7.091\text{ nF}, & L_4 &= 4.423\text{ mH}, & f_{x4} &= 29.652\,375\text{ kHz}, \\
C_4 &= 6.513\text{ nF}, & & & & \\
C_5 &= 10.06\text{ nF}, & L_6 &= 4.037\text{ mH}. & &
\end{aligned}$$

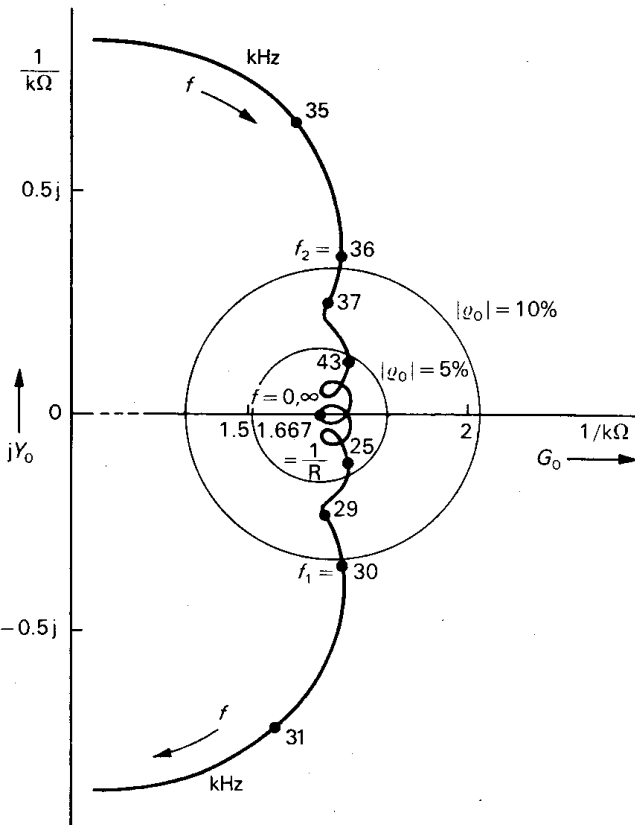


Bild 8.22 Frequenzortskurve des Eingangsleitwerts $1/W_0$ der Weiche ohne Ausgleichskreis

Fig. 8.22 Frequency characteristic of the input driving-point admittance $1/W_0$ of the band-separation circuit without the compensating circuit

Zur Überprüfung des Reflexionsfaktors am Weichen Eingang berechnet man den Eingangsbetriebsleitwert $1/W_0$ der Weiche ohne Ausgleichskreis. Wie die Frequenzortskurve in Bild 8.22 zeigt, beträgt der Reflexionsfaktor bei $f=f_1$ und $f=f_2$ nicht wie gefordert 5% sondern etwa 10%, so daß ein Ausgleichskreis erforderlich ist. Der Eingangsbetriebsleitwert ist

To check the input reflection coefficient of the band-separation circuit, the input driving-point admittance $1/W_0$ is calculated without the compensating circuit. As can be seen from the frequency characteristic shown in fig. 8.22, the reflection coefficient at $f=f_1$ and $f=f_2$ is about 10 percent instead of 5 percent as specified. Therefore, a compensating circuit is needed. The input driving-point admittance

bei $f_1 = 30\text{ kHz}$

at $f_1 = 30\text{ kHz}$ is given by

$$\frac{1}{W_0(j2\pi f_1)} = G_{01} - jY_{01} = (1.7290 - j0.3490) \frac{1}{\text{k}\Omega}$$

und bei $f_2 = 36$ kHz

and at $f_2 = 36$ kHz by

$$\frac{1}{W_0(j2\pi f_2)} = G_{02} + jY_{02} = (1.7305 + j0.3561) \frac{1}{\text{k}\Omega}$$

Aus dem Mittelwert

With the mean value

$$Y = \frac{Y_{01} + Y_{02}}{2} = 0.3526 \frac{1}{\text{k}\Omega}$$

ergibt sich nach Gl. (4.2) für die technischen Werte der Bauelemente des Ausgleichskreises

the physical values of the compensating circuit follow from eq. (4.2) as

$$L_0 = \frac{1}{2\pi Y(f_2 - f_1)} = 75.24 \text{ mH}, \quad C_0 = \frac{1}{4\pi^2 f_1 f_2 L_0} = 0.3117 \text{ nF}, \quad f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = 32.863 \text{ 353 kHz}.$$

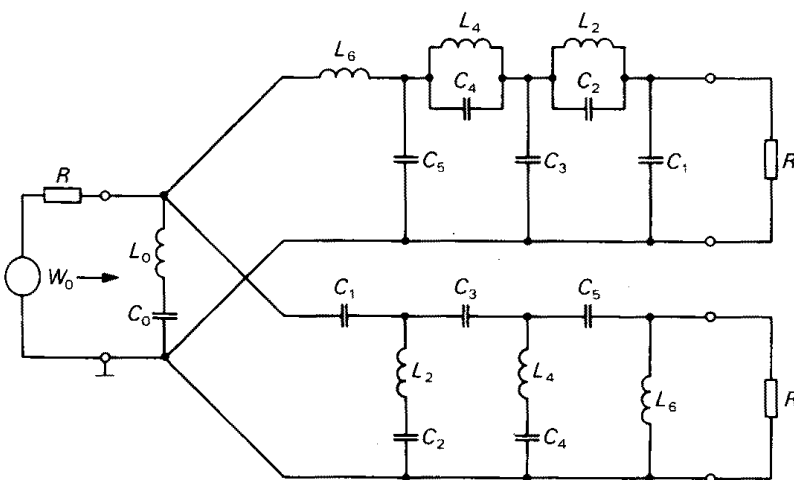


Bild 8.23 Tiefpaß-Hochpaß-Parallel-Weiche

Fig. 8.23 Frequency band-separation circuit

Die Weichenschaltung mit Ausgleichskreis ist in Bild 8.23 dargestellt.

Bei einer Spulengüte von z. B. $Q_L = 300$ erhält man durch Analyse für den Betrag des Eingangsreflexionsfaktors und die Betriebsdämpfung des Tiefpaß- und Hochpaßweges die in Bild 8.24 gezeigten Frequenzverläufe.

Die Umlaufdämpfung (bei kurzgeschlossener Spannungsquelle) erreicht einen kleinsten Wert von 14.7 dB im Übergangsbereich $f_1 \leq f \leq f_2$ und stimmt außerhalb

The frequency band-separation circuit including the compensating circuit is shown in fig. 8.23.

Assuming lossy coils with $Q_L = 300$, fig. 8.24 shows the frequency response of the input reflection coefficient and that of the attenuation of the lowpass and the highpass filter path obtained by circuit analysis methods.

The loop attenuation (short-circuited voltage source) assumes its smallest value of 14.7 dB in the transition region $f_1 \leq f \leq f_2$ and outside it is roughly given by the stopband attenuation of the highpass and the low-

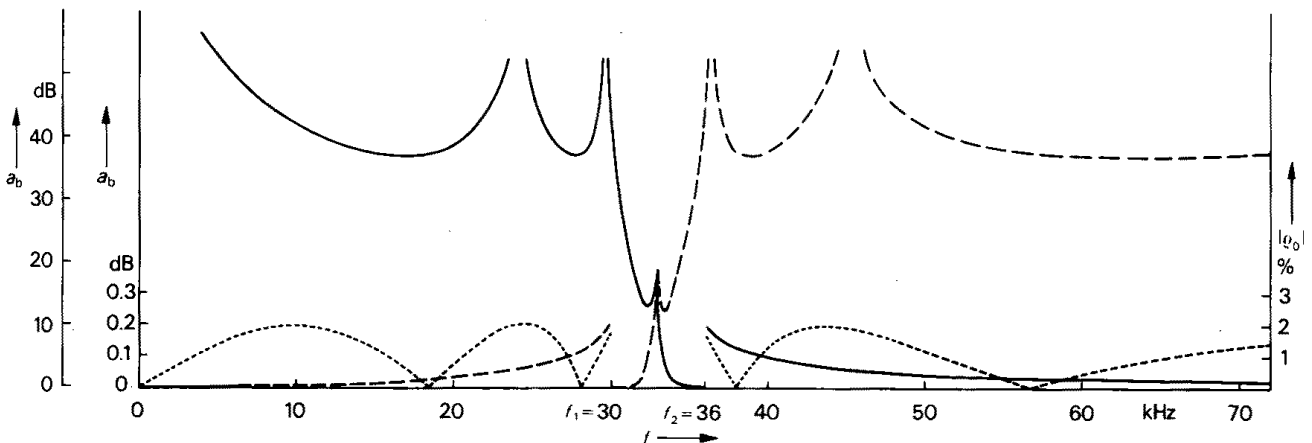


Bild 8.24 Frequenzverlauf der Betriebsdämpfung des Tiefpaßweges a_{b1} (---) und des Hochpaßweges a_{b2} (—) sowie des Betrages des Eingangsreflexionsfaktors ρ_0 (.....)

Fig. 8.24 Frequency response of the attenuation of the lowpass filter path a_{b1} (---) and that of the highpass filter path a_{b2} (—), as well as that of the magnitude of the input reflection coefficient ρ_0 (.....)