

Funktechnische Arbeitsblätter

Das Rechnen mit Netzwerken (Beispiele)

DK 518.12:621.372.5
Mth 82
1 Blatt

Beispiel 1. Siehe FtA Mth 81/4a.
Beispiel 2.

Gegeben sei ein Netzwerk nach Bild 1. Eine solche Schaltung kann z. B., wie Bild 2 zeigt, dann vorliegen, wenn ein Bandfilter nicht nur eine Fußkopplung, sondern auch eine Kopfkopplung aufweist. Schaltet man (s. FtA Re 21/3, Bild 18) die Regeldiode an den Primärkreis, die Demodulationsdiode an den Sekundärkreis des Zf-Bandfilters, so ist durch die Kapazität der Diodenanoden (C_{aa}) die Kopfkopplung im Bandfilter gegeben. In diesem Fall wird man nach der Größe von U_2 fragen, wenn ein Wechselstrom I_1 in die Primärseite des Filters hineinfließt (Bild 2 a).

Zwischen der gegebenen Größe I_1 und der gesuchten Größe U_2 besteht ein Zusammenhang durch den Übertragungswiderstand $\frac{U_2}{I_1}$ bzw. den Übertragungsleitwert $\frac{I_1}{U_2}$ (FtA Mth 81/4).

Es ist also $R_{ü13}$ ($G_{ü13}$) zu bestimmen. Das ist der Widerstand, durch den das Filter ersetzt werden kann, ohne daß an den Eingangs- und Ausgangsklemmen eine Änderung merkbar wird.

Bild 2 b ist durch die Widerstände R_1 und R_2 ergänzt. Durch sie werden die Kreisverluste berücksichtigt. Eine Induktivität mit einem in Reihe liegenden Verlustwiderstand läßt sich durch eine Parallelschaltung aus Induktivität und Widerstand (R_1 bzw. R_2) ausdrücken (FtA Uf 11).

Die Wirkung der Röhre kann man durch einen Kurzschlußstrom I ($S \cdot u_g$) ersetzen, der in die Parallelschaltung aus Röhreninnenwiderstand R_i und Außenwiderstand R_a einströmt (Bild 2 c). Da R_i — eine Pentode vorausgesetzt — groß gegenüber R_a ist, wird er gewöhnlich vernachlässigt. Man kann R_i aber auch in den parallel liegenden Widerstand mit einrechnen, wie in Bild 2 c für $R_i = R_i // R_a$ angedeutet.

Für $R_{ü13}$ bzw. $G_{ü13}$ gilt:

$$G_{ü13} = Y_2 - \frac{(Z_4 + G_A) \cdot Z_1}{Z_3}$$

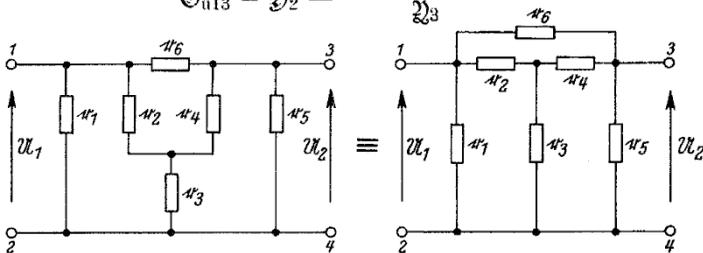


Bild 1. Überbrückte T-Schaltung

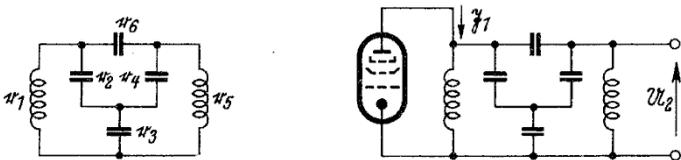


Bild 2. Anwendungsfall einer überbrückten T-Schaltung; Bandfilter mit Fuß- und Kopfkopplung

Bild 2 a. Das Bandfilter nach Bild 2 wird von einer Röhre gespeist

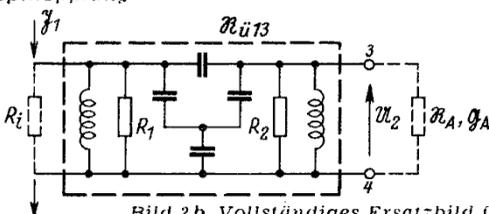


Bild 2 b. Vollständiges Ersatzbild für Bild 2 mit angekoppelter Röhre und Berücksichtigung der Spulendämpfung

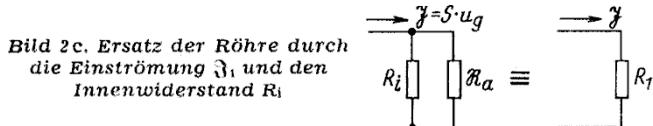


Bild 2 c. Ersatz der Röhre durch die Einströmung I_1 und den Innenwiderstand R_i

Im vorliegenden Fall ist an den Klemmen 3, 4 ein Lastwiderstand R_A , G_A nicht angeschlossen, d. h. $G_A = 0$

$$G_{ü13} = Y_2 - \frac{Z_4 \cdot Z_1}{Z_3}$$

Zur Lösung dieser Gleichung sind die Vierpolkoeffizienten Y_1, Y_2, Y_3, Y_4 zu bestimmen. An sich könnte auch mit der Gleichung für $R_{ü13}$ gearbeitet werden, dann müßten die Koeffizienten B_1, \dots ermittelt werden. Diese sind aber schwerer zu bestimmen, da für sie die Vierpolschaltung im Leerlauf zu betrachten ist. Man müßte erst eine Umformung (etwa nach FtA Mth 81/1a, Bild 4c) anwenden.

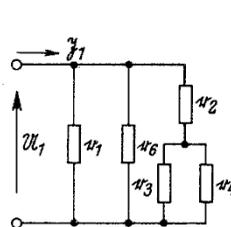


Bild 3 a. Zur Bestimmung von Y_1 sind die Klemmen 3, 4 aus Bild 1 kurzgeschlossen

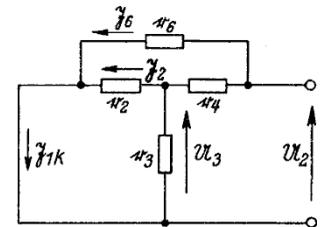


Bild 3 b. Ermittlung von Y_2 aus I_{1K} und U_2

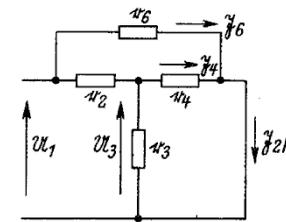


Bild 3 c. Berechnung von Y_3 für Kurzschluß an 3, 4 aus I_{2K} und U_1

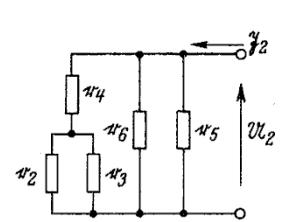


Bild 3 d. Bestimmung von Y_4 . Klemmen 1, 2 kurzgeschlossen

Bestimmung von Y_1 (Bild 3 a).

$$Y_1 = I_1 / U_1 \quad \text{für Kurzschluß an 3, 4}$$

$$Y_1 = g_1 + g_6 + \frac{g_2 (g_3 + g_4)}{g_2 + g_3 + g_4}$$

Bestimmung von Y_2 (Bild 3 b)

$$Y_2 = - \frac{I_{1K}}{U_2} \quad \text{für Kurzschluß an 1, 2}$$

Der Strom I_{1K} setzt sich zusammen aus: $I_6 + I_2$

$$I_6 = U_2 \cdot g_6 \quad ; \quad I_2 = U_3 \cdot g_2$$

$$U_3 = U_2 \cdot \frac{r_2 \cdot r_3}{r_2 + r_3} = U_2 \cdot \frac{r_2 \cdot r_3}{r_4 (r_2 + r_3) + r_2 \cdot r_3}$$

$$I_{1K} = U_2 \left(g_6 + \frac{r_3}{r_4 (r_2 + r_3) + r_2 \cdot r_3} \right)$$

$$Y_2 = - \left(g_6 + \frac{r_3}{r_4 (r_2 + r_3) + r_2 \cdot r_3} \right)$$

Bestimmung von Y_3 (Bild 3 c)

$$Y_3 = - \frac{I_{2K}}{U_1} \quad \text{für Kurzschluß an 3, 4}$$

$$I_{2K} = I_4 + I_6 \quad ; \quad I_6 = U_1 \cdot g_6 \quad , \quad I_4 = U_3 \cdot g_4$$

$$U_3 = U_1 \cdot \frac{r_3 \cdot r_4}{r_3 + r_4} = U_1 \cdot \frac{r_3 \cdot r_4}{r_2 (r_3 + r_4) + r_3 \cdot r_4}$$

$$I_{2K} = U_1 \left(g_6 + \frac{r_3}{r_2 (r_3 + r_4) + r_3 \cdot r_4} \right)$$

$$Y_3 = - \left(g_6 + \frac{r_3}{r_2 (r_3 + r_4) + r_3 \cdot r_4} \right)$$

Mth 82

Es handelt sich hier um einen passiven Vierpol — im Innern des Vierpols sind keine EMKK vorhanden. Dann müssen aber — nach Mth 81/2a — \mathfrak{Y}_2 und \mathfrak{Y}_3 einander gleich sein. Es ist leicht nachzuprüfen, daß dieses Gesetz stimmt.

$$-g_6 - \frac{r_3}{r_4(r_2 + r_3) + r_2 \cdot r_3} = -g_6 - \frac{r_3}{r_2(r_3 + r_4) + r_3 \cdot r_4}$$

Bestimmung von \mathfrak{Y}_4 (Bild 3 d)

$$\mathfrak{Y}_4 = \frac{\mathfrak{I}_2}{U_2} \quad \text{für Kurzschluß an 1, 2}$$

$$\mathfrak{Y}_4 = g_5 + g_6 + \frac{g_4(g_2 + g_3)}{g_4 + g_3 + g_2}$$

Zahlenbeispiel.

Für die Schaltung nach Bild 2b seien folgende Werte gegeben:

$$\begin{aligned} C_2 &= 160 \text{ pF} & f &= 470 \text{ kHz} \\ C_4 &= 160 \text{ pF} & L_1 &= 0,725 \text{ mH} \\ C_3 &= 20 \cdot 10^3 \text{ pF} & L_5 &= 0,725 \text{ mH} \\ C_6 &= 0,35 \text{ pF} & & \end{aligned}$$

$$R_{1,2} = \rho_L \cdot \omega \cdot L = 100 \cdot 2\pi \cdot 470 \cdot 10^3 \cdot 0,725 \cdot 10^{-3} = 214 \cdot 10^3 (\Omega) \text{ (s. FtA Sk 21/2)}$$

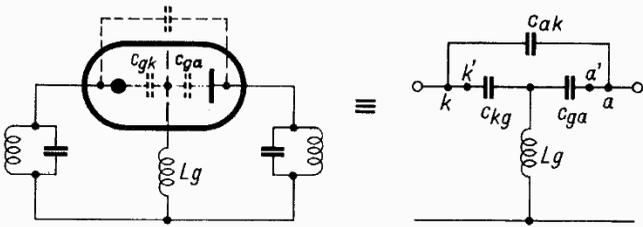


Bild 4. Gitterbasis-Schaltung mit Induktivität in der Gitterleitung

Die Spulendämpfung sei mit $d_L = 1\%$, $\rho_L = 100$ ermittelt. Dabei sei bei d_{L1} der Innenwiderstand der davor liegenden Röhre bereits mit erfaßt. Das kann dadurch geschehen, daß man bei der Dämpfungsmessung der Spule einen Ersatzwiderstand in der Größe des Innenwiderstandes parallel schaltet.

Für g_1 und g_5 sind also einzusetzen:

$$g_1 = g_5 = \frac{1}{j\omega L_{1,5}} + \frac{1}{R_{1,2}} = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot 0,725 \cdot 10^{-3}} + \frac{1}{214 \cdot 10^3}$$

$$\mathfrak{Y}_1 = \mathfrak{Y}_4 = g_1 + g_6 + \frac{g_2(g_3 + g_4)}{g_2 + g_3 + g_4}$$

$$= j\omega \cdot 10^{-12} \left(0,35 + \frac{160(20 \cdot 10^3 + 160)}{160 + 20 \cdot 10^3 + 160} \right) + \frac{1}{j\omega \cdot 0,725 \cdot 10^{-3}} + \frac{1}{214 \cdot 10^3}$$

$$= j \cdot 468 \cdot 10^{-6} - j \cdot 468 \cdot 10^{-6} + \frac{1}{214 \cdot 10^3}$$

$$\mathfrak{Z}_1 = \frac{1}{214 \cdot 10^3}$$

$$\mathfrak{Y}_2 = \mathfrak{Y}_3 = - \left(g_6 + \frac{r_3}{r_4(r_2 + r_3) + r_2 \cdot r_3} \right)$$

$$= -j\omega \cdot 10^{-12} \left(0,35 + \frac{\frac{1}{20 \cdot 10^3}}{\frac{1}{160} \left(\frac{1}{160} + \frac{1}{20 \cdot 10^3} \right) + \frac{1}{160 \cdot 20 \cdot 10^3}} \right)$$

$$\mathfrak{Y}_2 = -j \cdot 4,74 \cdot 10^{-6}$$

$$\mathfrak{G}_{ü13} = \mathfrak{Y}_2 - \frac{\mathfrak{Z}_4 \cdot \mathfrak{Y}_1}{\mathfrak{Z}_3}$$

$$= -j \cdot 4,74 \cdot 10^{-6} - \frac{\frac{1}{214 \cdot 10^3} \cdot \frac{1}{214 \cdot 10^3}}{-j \cdot 4,74 \cdot 10^{-6}}$$

$$\mathfrak{G}_{ü13} = -j \cdot 9,36 \cdot 10^{-6}$$

$$\mathfrak{R}_{ü13} = j \cdot 107 \text{ k}\Omega$$

$\mathfrak{R}_{ü13}$ bzw. $\mathfrak{G}_{ü13}$ sind in diesem Beispiel für den Resonanzfall ausgerechnet. Nach dem gleichen Schema kann natürlich jeder Punkt der Durchlaßkurve bestimmt werden.

Die Rechnung für den Resonanzfall zeigt die zwei wichtigen, bekannten Tatsachen:

Der Übertragungswiderstand ist gleich dem halben Resonanzwiderstand (R_1) eines Kreises. Somit ist die Sekundärspannung halb so groß wie die Spannung an einem gleichartig aufgebauten Einzelkreis — gleiche Einströmung vorausgesetzt. Die Spannung U_2 ist um 90° gegen \mathfrak{I}_1 phasenverschoben,

$$\text{denn } \mathfrak{R}_{ü13} = j \cdot \frac{R_1}{2}$$

Beispiel 3. Neutralisierung bei einer Gitterbasis-Schaltung mit Induktivität in der Gitterleitung (Bild 4).

Bild 4 zeigt die Prinzipschaltung für Gitterbasis-Betrieb mit einer Induktivität in der Gitterleitung und die Ersatzschaltung dazu. Es ist zweckmäßig, die zwischen den Punkten k' , a' , E liegende T-Schaltung in eine Δ -Schaltung umzuformen (FtA Uf 12).

$$A = \frac{1}{j\omega C_{ga} \cdot j\omega L + j\omega L \cdot \frac{1}{j\omega C_{gk}} + \frac{1}{j\omega C_{gk}} \cdot \frac{1}{j\omega C_{ga}}} = \frac{Z}{j\omega L}$$

$$B = \frac{Z}{1 - j\omega C_{kg}}$$

$$C = \frac{Z}{1 - j\omega C_{ga}}$$

Die Blindwiderstände B und C liegen dem Ausgangs- bzw. Eingangskreis parallel, werden also dort mit eingestimmt und haben keinen Einfluß auf die zu untersuchende Rückwirkung. Die Rückwirkung erfolgt über $A \parallel C_{ak}$ (Bild 5).

Nun ist:

$$\mathfrak{G}_{ü13} = \mathfrak{Y}_3 - \frac{(\mathfrak{Z}_1 + \mathfrak{G}_E) \cdot \mathfrak{Y}_4}{\mathfrak{Z}_2}$$

Die Bedingung $\mathfrak{G}_{ü13} = \infty$ ist erfüllt für $\mathfrak{Y}_3 = \mathfrak{Y}_2 = 0$.

Aus Tabelle 3a in FtA Mth 81 folgt

\mathfrak{Y}_2 und $\mathfrak{Y}_3 = 0$, wenn g_3 , das heißt der Längsleitwert des π -Gliedes, ebenfalls = 0 ist.

Setzt man in A ein:

$$\begin{aligned} \omega &= 2\pi \cdot 100 \cdot 10^3 \\ C_{ga} &= 2 \text{ pF} \\ C_{gk} &= 5 \text{ pF} \\ L_g &= 0,05 \mu\text{H} \end{aligned}$$

so erhält man für:

$$\frac{1}{j\omega C_{ga}} \sim -j 800; \quad \frac{1}{j\omega C_{gk}} \sim -j 320$$

$$\frac{1}{j\omega C_{gk} \cdot j\omega C_{ga} \cdot j\omega L} \sim j 8100 \cdot A \sim j \cdot 7000$$

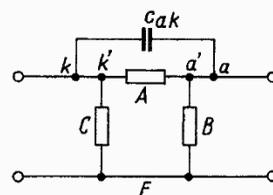


Bild 5. Umformung der T-Schaltung nach Bild 4 in eine π -Schaltung

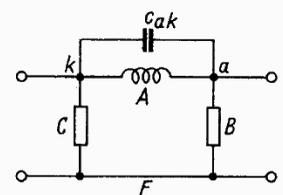


Bild 6. Zur Neutralisierung der Gitterbasis-Schaltung soll A mit C_{ak} in Resonanz sein

Mithin verkörpert A eine Induktivität (Bild 6). Zweifellos ist die Rückwirkung dann Null, wenn A und C_{ak} in Resonanz sind.

Es soll sein:

$$\frac{1}{A} + j\omega C_{ak} = 0$$

Nach dem Zahlenbeispiel ist:

$$\frac{1}{j 7000} + j \cdot 2\pi \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 0,2 \cdot 10^{-12} = 0,16 \cdot 10^{-4}, \text{ d. h. } \sim 0.$$

Dasselbe ergibt sich auch aus den Vierpolgleichungen (Mth 81, Abschnitt 4 k). Der Übertragungswiderstand U_1/\mathfrak{I}_2 muß Null, der Übertragungsleitwert \mathfrak{I}_2/U_1 muß unendlich sein.

Der Übertragungswiderstand ersetzt ja den Vierpol, an ihm erzeugt der Strom \mathfrak{I}_2 die Spannung U_1 . Soll $U_1 = 0$ sein, muß also der Übertragungsleitwert ∞ sein.