

## RC-Hoch- und Tiefpaßfilter

### Für den jungen Funktechniker

Vornehmlich in der Niederfrequenztechnik werden Filteranordnungen aus Kondensatoren und Widerständen benutzt, die die Aufgabe haben, niedrige Tonfrequenzen zu dämpfen und die hohen fast ungeschwächt durchzulassen, sogenannte *Hochpaßfilter*, oder umgekehrt die hohen Frequenzen zu dämpfen und die tiefen durchzulassen; man nennt sie *Tiefpaßfilter*. Einfache Schaltungsbeispiele für solche Anordnungen zeigen *Bild 1* und *Bild 2* mit je einem Tief- und einem Hochpaßfilter sowie deren Durchlaßkurven. Grundsätzlich machen beide Arten von Filtern von der Tatsache Gebrauch, daß der kapazitive Widerstand des Kondensators  $C$  frequenzabhängig ist, während der Widerstand von  $R$  bei allen Frequenzen die gleiche Größe aufweist.

Zur Kennzeichnung von Hoch- und Tiefpaßfiltern dient der Begriff der Grenzfrequenz, oberhalb deren beim Tiefpaßfilter alle Frequenzen bedämpft werden, während beim Hochpaßfilter umgekehrt die Frequenzen unterhalb der Grenzfrequenz abgeschwächt werden. Dabei ist die Grenzfrequenz  $f_g$  diejenige Frequenz, bei der der kapazitive Widerstand  $R_c$  des Kondensators  $C$  gleich dem ohmschen Widerstand  $R$  ist.

$$R = R_c = \frac{1}{2\pi \cdot f_g \cdot C} \quad f_g = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}$$

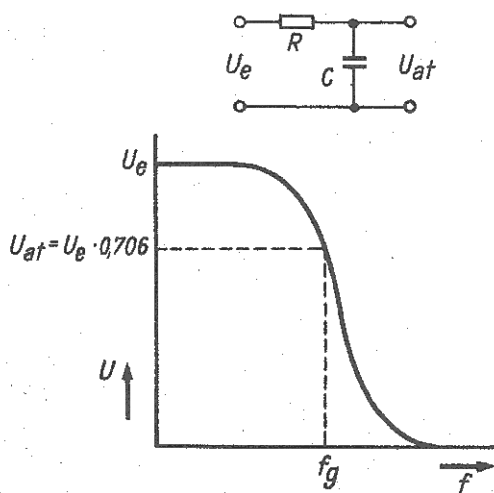


Bild 1. Schaltung und Durchlaßkurve eines einfachen Tiefpaßfilters

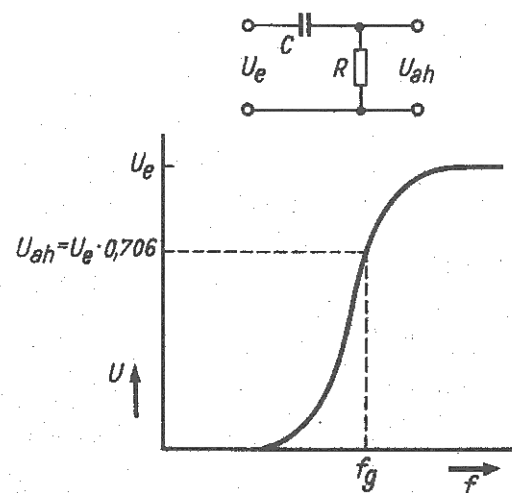


Bild 2. Schaltung und Durchlaßkurve eines einfachen Hochpaßfilters

Dabei müssen  $f_g$  in Hertz,  $R$  in Ohm und  $C$  in Farad eingesetzt werden.

Daß Hoch- und Tiefpaßfilter einander sehr ähnliche Anordnungen sind, läßt *Bild 3* erkennen. Die Eingangsspannung  $U_e$  liegt an dem aus  $R$  und dem kapazitiven Widerstand von  $C$  gebildeten Spannungsteiler. Die an  $R$  abgegriffene Teilspannung  $U_{ah}$  zeigt gegenüber verschiedenen Frequenzen von  $U_e$  den Charakter eines Hochpasses, während die an  $C$  abgegriffene Teilspannung  $U_{at}$  den Charakter des Tiefpasses erkennen läßt. Die Grenzfrequenz beider Spannungen errechnet sich nach der obengenannten Formel und führt, da die Werte für  $R$  und  $C$  die gleichen sind, zum gleichen Ergebnis.

Da  $R$  und  $C$  vom gleichen Strom  $I$  durchflossen werden, müssen bei der Grenzfrequenz die Teilspannungen  $U_{ah}$  und  $U_{at}$  gleich hoch sein, weil die Widerstände  $R$  und  $R_c$  gleich groß sind. Die Zusammensetzung der Teilspannungen zur Gesamtspannung  $U_e$  ergibt sich aus dem Schema *Bild 4*. Da der Spannungsteiler nach *Bild 3* aus einem Wirk- und einem Blindwiderstand gebildet wird, muß die Gesamtspannung  $U_e$  durch geometrische Addition von  $U_{ah}$  und  $U_{at}$  ermittelt werden. Dabei tritt die für diesen Fall merkwürdige Tatsache in Erscheinung, daß die arithmetische Summe der

beiden Teilspannungen größer ist als die angelegte Spannung  $U_e$ , während erst die geometrische Addition den richtigen Wert ergibt.

Beträgt die Eingangsspannung 1 V, so ist jede der Teilspannungen 0,706 V gleich  $\frac{1}{\sqrt{2}}$ .

Die Richtigkeit dieser Behauptung zeigt die geometrische Addition:

$$\sqrt{\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2} = \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{1}{2}} = \sqrt{1} = 1$$

Allgemein gesprochen bedeutet dies, daß von der angelegten Spannung  $U_e$  mit der Frequenz  $f_g$  an jedem der Widerstände  $R$  und  $R_c$  eine Teilspannung auftritt, die 70,6 % von  $U_e$  ausmacht. Wie Bild 4 ferner erkennen läßt, beträgt die

Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung bei der Grenzfrequenz  $45^\circ$ , um die der Strom voreilt. Die Größe dieses Winkels (ABC) geht daraus hervor, daß das Dreieck ABC rechtwinklig und gleichschenkelig ist. Aus den Darlegungen ergibt sich, warum man in der Praxis als Grenzfrequenz eines Hoch- und Tiefpaßfilters diejenige Frequenz bezeichnet, die mit 70,6 % der an den Eingang angelegten Spannung am Ausgang erscheint.

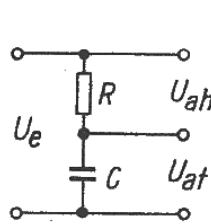


Bild 3. Hoch- und Tiefpaßfilter als Spannungsteiler

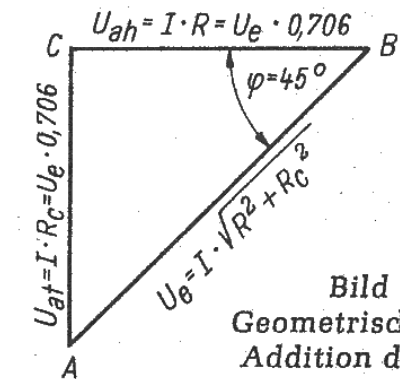


Bild 4. Geometrische Addition der beiden Teilspannungen nach Bild 3 und Ermittlung des Phasenwinkels

Gelegentlich bezeichnet man die Eigenschaften von Hoch- und Tiefpaßfiltern statt durch die Grenzfrequenz durch die Zeitkonstante, die  $R$  und  $C$  zusammen aufweisen, weil nach der zuerst genannten Formel die Höhe der Grenzfrequenz von der Größe des Produktes aus  $R$  und  $C$  abhängt, das im Nenner steht; alle anderen Größen im Bruch sind Konstanten. Als Beispiel dafür seien die Akzentuierung und Deakzentuierung beim UKW-FM-Rundfunk angeführt. Sie beträgt beim deutschen Rundfunk durch Übereinkunft  $50 \mu\text{sek}$ . Dabei handelt es sich um die Anhebung der hohen Tonfrequenzen beim FM-Sender und deren Dämpfung im Empfänger; beim Sender ist ein Hochpaßfilter wirksam, beim Empfänger ein Tiefpaßfilter. Beide Filter müssen die gleiche Grenzfrequenz und gleiche Zeitkonstanten aufweisen, damit das Ergebnis von Akzentuierung und Deakzentuierung ein linearer Frequenzgang zwischen Mikrofon und Lautsprecher ist.

Aus der Zeitkonstanten von  $50 \mu\text{sek}$  errechnet sich die Grenzfrequenz der Akzentuierungs- und

Deakzentuierungsglieder  $f_g = \frac{1}{2\pi \cdot 0,00005} = 3184 \text{ Hz}$

Der Praktiker bevorzugt die Angabe der Zeitkonstanten von Filtern vor der der Grenzfrequenz, weil die Größe der ersteren als das Produkt von  $R$  in Ohm und  $C$  in Farad (oder  $R$  in Megohm und  $C$  in Mikrofarad) einfacher zu ermitteln ist als die Größe der Grenzfrequenz.

Auch im Niederfrequenzverstärker mit RC-Kopplung spielt die Grenzfrequenz eine bedeutende Rolle. Wie Bild 5 zeigt, bilden der Übertragungskondensator  $C$  und der Gitterableitwiderstand  $R$  ein Hochpaßfilter, dessen Grenzfrequenz bei der angegebenen gebräuchlichen Dimensionierung wie

folgt berechnet wird:  $f_g = \frac{1}{2\pi \cdot 0,7 \cdot 0,01} = 22,7 \text{ Hz}$

Zugleich bilden der Katodenwiderstand  $R_k$  und der Katodenkondensator  $C_k$  ein frequenzunabhängiges Glied, in dem bei der Grenzfrequenz der Spannungsabfall an  $R_k$  gleich dem an  $C_k$  sein soll. Nun ist die Größe von  $R_k$  durch die für die betreffende Röhre vorgeschriebene Gittervorspannung festgelegt, die Grenzfrequenz durch das Hochpaßfilter aus  $R$  und  $C$ . Handelt es

sich bei  $R_k$  um den bei vielen gebräuchlichen Endröhren erforderlichen Wert von  $150 \Omega$ , so läßt sich die Größe der Kapazität von  $C_k$  nach der Formel zur Berechnung der Grenzfrequenz ermitteln

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot R_k \cdot C_k}, \quad C_k = \frac{1}{2\pi \cdot f_g \cdot R_k}$$

Werden die in Bild 5 eingetragenen Werte und die zuvor aus R und C errechnete Grenzfrequenz

von 22,7 Hz eingesetzt, so ergibt sich  $C_k = \frac{1}{2\pi \cdot 22,7 \cdot 150} = 0,0000467 \text{ F} = 46,7 \mu\text{F}$

Man wird also in der Praxis einen Katodenkondensator von  $50 \mu\text{F}$  wählen und keinen größeren, weil auch dadurch diejenigen Bässe nicht hörbar gemacht werden könnten, die das Hochpaßfilter aus R und C nicht durchläßt. Die Formel für die Berechnung der Kapazität des Katodenkondensators läßt auch erkennen, warum bei gleicher Grenzfrequenz ein großer Katodenwiderstand einen kleinen Katodenkondensator erfordert und umgekehrt.

Die angeführte Formel zur Berechnung der Kapazität des Katodenkondensators führt zwar zu einem Wert, der mit den in der Praxis gebräuchlichen Größen gut übereinstimmt, doch berücksichtigt sie nicht, daß die Schwankungen der Katodenspannung, die trotz des Katodenkondensators eintreten, Stromgegenkopplung verursachen und damit die Steilheit der Röhre herabsetzen.

Unter Berücksichtigung dieser Gegenkopplung kommen O. Limann [1] und H. Pitsch [2] zu Faustformeln zur Berechnung der Größe des Katodenkondensators, und zwar O. Limann zu

$$C_k \approx 900 \cdot \frac{S}{f_g} \quad \text{und H. Pitsch zu} \quad C_k \approx 160 \cdot \frac{S}{f_g},$$

wenn  $C_k$  in Mikrofarad, S in mA/V und  $f_g$  in Hertz eingesetzt werden. Für das oben angeführte Beispiel erhält man nach Limann  $357 \mu\text{F}$  und nach Pitsch  $63 \mu\text{F}$ . Der erhebliche Unterschied zwischen beiden Größen ergibt sich aus verschiedenen Voraussetzungen, von denen beide Autoren ausgehen. Während Limann für die Grenzfrequenz nur einen Abfall auf 85 % zuläßt<sup>1)</sup>, nimmt Pitsch einen Abfall auf 70,6% an. Wie eine Tabelle in der Veröffentlichung von Pitsch dartut, macht der Unterschied der Werte des Prozentsatzes so bedeutende Unterschiede der erforderlichen Kapazität aus. Eine weitere Darstellung findet sich in [4].

Für die Endpentode EL 84, die nach der Röhren-Taschen-Tabelle einen Katodenwiderstand von  $140 \Omega$  erfordert und die Steilheit von 11,3

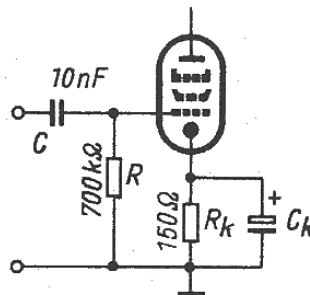


Bild 5. Gebräuchliche Schaltung einer Endstufe mit zwei frequenzabhängigen Gliedern

mA/V aufweist, ergeben sich bei der unteren Grenzfrequenz von 22,7 Hz nach der zuerst genannten Formel, nach Limann und nach Pitsch für den Katodenkondensator die folgenden Kapazitäten:  $50 \mu\text{F}$ ,  $448 \mu\text{F}$  und  $79 \mu\text{F}$ . Einer der bedeutendsten Hersteller des deutschen Marktes stattet alle Endpentoden EL 84 mit einem Katodenwiderstand von  $170 \Omega$  und einem Katodenkondensator von  $50 \mu\text{F}$  aus.

Die vorstehenden Angaben wären geeignet, Verwirrung zu stiften, wenn der Sachverhalt in der Praxis nicht wesentlich einfacher wäre. Es versteht sich zuerst einmal, daß nicht Kondensatoren mit so krummen Kapazitätswerten eingebaut werden, wie sie die Rechnung ergibt, sondern der nächsthöhere, gerade Wert. Alsdann erweist sich die Frage nach der Kapazität des Katodenkondensators als gar nicht so kritisch, wie es den Anschein erweckt. Die untere Grenzfrequenz von 22,7 Hz, die aus der Kapazität des Koppelkondensators und der Größe des Gitterableitwiderstandes errechnet wurde, hat in der Praxis fast nie Bedeutung, weil die allermeisten Lautsprecher sie nicht wiedergeben können. Und für die tiefste Tonfrequenz, die noch mit tragbarem Aufwand zu Gehör gebracht werden kann, genügen in allen Fällen  $50 \mu\text{F}$ .

<sup>1)</sup> Der Wert von 85 % wurde gewählt, um in mehrstufigen Verstärkern eine genügend niedrige Grenzfrequenz zu erhalten. Die Spannungswerte multiplizieren sich nämlich, und bei zwei Stufen erhält man  $0,85 \times 0,85 \approx 0,7$ fache Spannung für die Grenzfrequenz.

**Literatur:**

- [1] Limann, O.: Prüffeldmeßtechnik. 3. Aufl. 1947, Seite 106 ff. Franzis-Verlag, München.
- [2] Pitsch, H.: Die Berechnung des Katodenkondensators in Verstärkern und Empfängern. Radio Mentor 1949, Heft 10, Seite 482.
- [3] Funktechnische Arbeitsblätter Vs 61, Amplituden- und Phasengang von RC-gekoppelten Verstärkern.
- [4] Schneider, R.: Die Widerstand-Kondensator-Schaltung, Radio-Praktiker-Bücherei Nr. 60, Franzis-Verlag.

-----