Breitband-RC-Verstärker

Ein- und mehrstufige Verstärker

In diesem Aufsatz werden die im ersten Teil (siehe FUNKSCHAU 1959, Heft 13, Seite 315 bis 317) erarbeiteten physikalischen Grundlagen rechnerisch ausgewertet und Dimensionierungsformeln abgeleitet, die es erlauben, eine Verstärkerstufe zu berechnen, an die bestimmte Forderungen in bezug auf Verstärkung, untere Grenzfrequenz bzw. Dachabfall und obere Grenzfrequenz bzw. Anstiegszeit gestellt werden.

Bei der Anwendung der auf Seite 594 zusammengefaßten Formeln ist zu beachten, daß in allen Fällen alle Größen in Grundeinheiten einzusetzen sind; also Widerstände in Ohm, Zeiten in Sekunden, Kapazitäten in Farad, Frequenzen in Hertz, Dachabfälle und Verstärkungsabfälle bezogen auf den vollen Wert (z. B. ein Dachabfall von 7 % wird r = 0,07 und ein Verstärkungsabfall auf 70,7 % der Maximalverstärkung wird p 0,707 geschrieben). Für Wurzeln und Potenzen mit größeren Exponenten als 3 bzw. mit gebrochenen Exponenten kann man notfalls, ebenso wie für Exponentialfunktionen, eine Logarithmentafel zu Hilfe nehmen. Für das praktische Rechnen ist jedoch ein Rechenstab mit Exponentialteilung, z. B. Darmstadt, Hyperbolog und ähnliche Typen, ein empfehlenswertes Hilfsmittel von völlig ausreichender Genauigkeit.

Verstärkung und **Anstiegszeit einer Stufe**

Wir wollen uns nun der Berechnung der kritischen RC-Glieder zuwenden, wenn bestimmte Verstärkereigenschaften verlangt werden. Man geht davon aus, daß Verstärkungsgrad V, untere Grenzfrequenz (bzw. Dachabfall bei gegebener maximaler Rechteckimpulslänge) und obere Grenzfrequenz (bzw. Anstiegszeit) vorgeschrieben werden. Verstärkung und Anstiegszeit sind direkt miteinander verknüpft, denn

$$V = -S\,R_a \qquad 3)^{1})$$

(das Minuszeichen bedeutet eine Phasendrehung von 180^0 und ist in diesem Zusammenhang bedeutungslos) und

$$f_0 = \frac{1}{2\,\pi\,R_a\,C_{sch}} \qquad (14)$$

bzw.

$$t_a = 2{,}2\,R_a\,C_{sch}. \qquad (12)$$

(Diese drei Gleichungen mit den Nummern 3, 14 und 12 sind aus der Arbeit in der FUNKSCHAU 1959, Heft 13, Seite 315, übernommen). Stellen wir Gleichung (12) nach R_a um, so ergibt sich:

$$R_a = \frac{t_a}{2{,}2\;C_{sch}} = 0{,}45\frac{t_a}{C_{sch}} \qquad (16)$$

Gleichung (3) nach S aufgelöst ergibt: $S = \frac{V}{R_a}$ (17)

Durch Einsetzen von (16) in (17) erhalten wir eine Bedingung für die Steilheit und damit für den zu wählenden Röhrentyp: $S = \frac{V \cdot C_{sch}}{0{,}45\;t_a}$ (18)

Rechnen wir mit der oberen Grenzfrequenz, so ergeben ähnliche Umstellungen

$$S = V \cdot C_{sch} \cdot 2\pi\,f_o \qquad (19)$$

Von einer weiteren Bedingung ist die Auswahl der passenden Röhre dann noch abhängig, wenn es sich um ausgesprochene Endstufen handelt (Videostufe, Endstufe im Oszillografen o. ä.). Soll beispielsweise die maximale, unverzerrte, sinusförmige Ausgangsspannung 40 V_{eff} betragen, so muß die Röhre vom Ruhe-Arbeitspunkt im I_a/U_a-Kennlinienfeld nach links und rechts um je 1,4 · 40 = 56,5 V ausgesteuert werden. Haben wir auf Grund der Gleichung (16) den Außenwiderstand z. B. zu 1 kΩ bestimmt und ist

[1]) Die Formeln (1) bis (15) sind in der FUNKSCHAU Heft 13, S. 315 enthalten

bei geforderter Verstärkung V = 5 eine Steilheit von S = 5 mA/V erforderlich, so würde sich in bezug auf Verstärkung und Anstiegszeit die Röhre EF 80 eignen. Um jedoch bei einer Betriebsspannung von 200 V eine positive Halbwelle von 56,5 V an der Anode erhalten zu können, muß der Ruhe-Arbeitspunkt bei $U_a \leq 200-56,5=143,5\ \mathrm{V}$ liegen. Der Ruhestrom der Röhre müßte also $I_{ao} = \frac{56,5}{1000} = 0,0565\ \mathrm{A}$ betragen.

Das schafft eine Pentode EF 80 aus zwei Gründen nicht:

Einmal beträgt ihr zulässiger Katodenstrom nur 15 mA, und zum anderen würde auch die Anodenverlustleistung mit 143,5 * 0,0565 = 8,1 W den zulässigen Wert um mehr als das Dreifache überschreiten. Wir wollen uns jedoch in diesem Aufsatz vor allem den Frequenzgangproblemen widmen, deshalb sei die Frage der Spannungsaussteuerung mit diesem Hinweis abgeschlossen.

Sollen Trioden Verwendung finden, so gelten die Gleichungen (3), (12), (14) und (16) bis (19) mit der Änderung, daß an Stelle von R_a der Wert $R_a' = R_a \parallel R_i = \frac{R_a \cdot R_i}{R_a + R_i}$ eingesetzt werden muß. Da die für übliche Breitbandverstärker in Frage kommenden Trioden (EC 92, ECC 81, ECC 84 und ähnliche Typen) einen niedrigen Innenwiderstand haben, muß man diesen auf die angegebene Weise berücksichtigen. Die Rechnung wird dann weiter so vorgenommen:

Berechnen von R_a' nach Gleichung (16): $R_a' = \frac{t_a}{2,2\,C_{sch}}$,

Berechnen von R_a nach der Beziehung $R_a = \frac{R_i \cdot R_a'}{R_i - R_a'}$.

Hier wird als R_i zunächst der für den normalen Arbeitspunkt angegebene Wert einer Triode eingesetzt, die erfahrungsgemäß ausreichen könnte. Die nun folgende Ermittlung der Steilheit nach Gleichung (17) mit R_a' an Stelle von R_a ergibt eine erste Annäherung, die dann nach vorläufiger Auswahl des geeigneten Röhrentyps anhand des Kennlinienfeldes nochmals nachgeprüft werden muß.

Der Gitterableitwiderstand der folgenden Stufe wird in fast allen Fällen um mehrere Größenordnungen über dem Wert von R_a' liegen, so daß er sowohl für die Berechnung der Anstiegszeit also auch der Verstärkung vernachlässigt werden kann.

Die untere Grenzfrequenz einer Stufe

Nachdem auf die beschriebene Art die benötigte Röhre, ihr Arbeitspunkt (und damit R_k und R_{sg}) und ihr Außenwiderstand R_a festgelegt sind, können wir uns der unteren Grenzfrequenz der Stufe zuwenden. Hier können bei einer Pentodenstufe bis zu drei Einflüsse maßgebend sein. Es geht also nicht, daß wir, wie in der FUNKSCHAU 1959, Heft 13, angegeben, die Gleichung (7) verwenden, um nacheinander die Größe der drei Kondensatoren C_g, C_k und C_{sg} zu bestimmen (R_g sei aus den Röhrendaten gegeben). Die Gleichung (7) ist nur zu verwenden, wenn man auf die im ersten Teil ausführlich beschriebene Art und Weise für eine geforderte untere Grenzfrequenz und einen gegebenen Widerstand $R_g, R_k \parallel \frac{1}{S}$ oder $R_i' \parallel R_{sg}$ einen der drei Kondensatoren berechnen will. Das bedeutet aber, daß bereits das erste der so berechneten RC-Glieder, z. B. das Koppelglied vor dem Gitter, bei der vorgegebenen Grenzfrequenz f_u den höchstzulässigen Abfall der Verstärkung auf den $1/\sqrt{2}$ fachen Wert verursacht. Wenn wir den Katodenkondensator anschließend für die gleiche Grenzfrequenz berechnen, so wird diese Frequenz, die mit der relativen Amplitude 1 ans Koppelglied kommt und zwischen Gitter und dem Schaltungsnullpunkt nur mit 0,707 wirkt, infolge der Gegenkopplung an der Katodenkombination zwischen Gitter und Katode nur noch mit der relativen Amplitude 0,707 · 0,707 = 0,5 (angenähert) auftreten. Mit Einwirkung der auf gleiche Weise berechneten Schirmgitterkombination würde diese Stufe die untere Grenzfrequenz nur mit dem Verstärkungsfaktor
$V' \approx V \cdot 0,707^3 = 0,35\ V$ verstärken.

Hierbei ist $V = S\,R_a$ stets die Verstärkung bei mittleren Frequenzen. So geht es also nicht, denn die Forderung war ja so formuliert, daß die verlangte untere Grenzfrequenz, d. h. Abfall der Verstärkung auf den 0,707- fachen Wert, für die gesamte Stufe gelten soll.

Wenn wir also allgemein sagen, daß der relative Verstärkungsabfall, der durch jedes der drei Glieder entsteht, den Wert $p_g = V_g/V$, $p_k = V_k/V$ bzw. $p_{sg}\ V_{sg}/V$

hat, wobei V_g, V_k bzw. V_{sg} die Verstärkungen bei der unteren Grenzfrequenz sind, wenn nur jeweils eins der Glieder in der Stufe vorhanden ist, so besteht für die gesamte Stufe die Forderung, daß die Verstärkung bei der unteren Grenzfrequenz den Wert hat:

$V_u = 0{,}707 \cdot V = p_g \cdot p_k \cdot p_{sg} \cdot V = p_{ges} \cdot V$ oder $p_{ges} = p_g \cdot p_k \cdot p_{sg} = 0{,}707 \approx 0{,}7$.

Setzt man die drei p-Faktoren zweckmäßigerweise gleich groß an, so wird

$$p_g = p_k = p_{sg} = \sqrt[3]{p_{ges}} = \sqrt[3]{0{,}7} = 0{,}89 \qquad 20$$

Nun gilt die Gleichung (7) nur für die Berechnung der Frequenz, die an einem RC-Glied einen Abfall um den Faktor 0,7 erfährt. Wir müssen deshalb noch eine Beziehung einführen, mit der es möglich ist, die Frequenz zu berechnen, die an einem RC-Glied einen Abfall um einen beliebigen Faktor p erleidet. Zum Unterschied zur üblichen „unteren Grenzfrequenz" f_u, die den Abfall auf 0,707 charakterisiert, wollen wir die Frequenz, bei der ein Abfall auf p erfolgt, mit f_u' bezeichnen.

Es gilt für das Koppelglied:

$$f_u' = \frac{p}{2\,\pi\,R_g C_g \sqrt{1-p^2}} \qquad (21)$$

Wie man schnell nachprüfen kann, ergibt p = 0,7 die bereits bekannte Gleichung (7). Mit den Gleichungen (8) und (10) kann (21) auch zur näherungsweisen Berechnung der Einflüsse von C_k und C_{sg} dienen. Ist also für die gesamte Stufe eine untere Grenzfrequenz von 20 Hz gefordert, so setzen wir in die folgende Gleichung (22a) $f_u' = 20$ und p = 0,89 sowie für R die entsprechenden Werte nach (8) bzw. (10) ein:

$$C = \frac{p}{2\,\pi\,f_u'\,R\sqrt{1-p^2}} \qquad (22\ a)$$

Für die Berechnung einer Stufe mit $p_{ges} = p^3 = 0{,}7$ entsprechend p = 0,89 vereinfacht sich diese Gleichung zu

$$C \approx \frac{1}{0{,}5\ \omega_u' \cdot R} \qquad (22b)$$

Wir wollen an dieser Stelle auf den Grund eingehen, weshalb die Gleichungen (21) bzw. (22) und im ersten Teil Gleichung (7) bzw. (9), wie mehrfach erwähnt, nur annähernd für die Berechnungen der Katoden- und der Schirmgitterkombination gelten. Betrachten wir die Zusammenhänge am Beispiel der Katodenkombination.

Würden wir die Kapazität des Koppelgliedes vor dem Gitter unendlich klein machen, also Null, so wäre $p_g = 0$. Es wird also keine Spannung mehr an das Gitter gelangen. Lassen wir dagegen den Katodenkondensator fort, so ergibt das zwar eine Gegenkopplung, die wohl die Verstärkung herabsetzt (und zwar um so mehr, je größer S und R_k sind), aber sie wird nicht Null, sondern geht bei üblichen Katodenwiderständen etwa auf den 0,5fachen Wert herab. *Bild 1* zeigt die Wirkung eines zu klein bemessenen Katodenkondensators im Vergleich zur Wirkung eines zu klein bemessenen Gitterkondensators bei der Verstärkung eines Rechteckimpulses. Diese Zusammenhänge sind im ersten Teil ausführlich erläutert worden und bedürfen hier keiner Wiederholung.

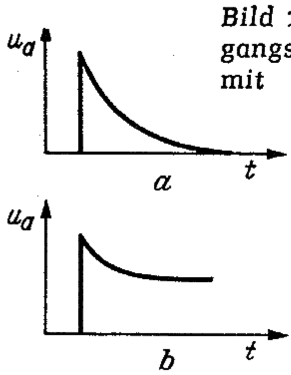


***Bild 1.** Dachabfall der Ausgangsspannung einer Stufe mit idealem Sprung als Eingangsspannung; a = nur Koppelglied berücksichtigt, b = nur Katoden- oder Schirmgitterkombination berücksichtigt*

Wir halten also fest: Die beiden Einflüsse, die sich durch Gegenkopplungswirkung ergeben (Katoden- und Schirmgitterkombination), können nur für große Werte von p (nicht viel kleiner als 1) nach den Gleichungen (7) bzw. (9) und (21) bzw. (22) erfaßt werden. Für genaue Rechnungen dienen die folgenden Formeln.

$$C_k = \frac{x}{R_k \cdot \omega_u'} \qquad C_{sg} = \frac{x}{R_{sg} \cdot \omega_u'} \qquad (23a),\ (23b)$$

$$x^2 = \frac{p^2(1+a)^2 - 1}{1-p^2} \qquad (24)$$

$$a = S_a R_k \qquad a = \frac{R_{sg}}{R_i'} \qquad (25a),\ (25b)$$

Dabei ist $S_a = S \frac{I_a + I_{sg}}{I_a}$

wenn C_{sg} wie üblich zwischen Schirmgitter und Masse gelegt wird. Bei Verwendung einer Triode bedeutet S_a die dynamische Steilheit. Zur Rechnungsvereinfachung sind in der Tabelle auf Seite 594 die in den Gleichungen (21) bis (24) vorkommenden Funktionen von p für einige Werte von p zusammengestellt.

Der Dachabfall einer Stufe

Zur Bemessung der drei RC-Glieder auf einem maximal zulässigen Dachabfall der am Anodenwiderstand abgenommenen verstärkten Spannung gelten die Gleichungen (26) bis (28) mit den folgenden Einschränkungen, die allerdings in fast allen praktischen Fällen ohnehin gegeben sind.

a) Soll ein einzelnes RC-Glied berechnet werden, so sind Gleichung (27) und (28) nur gültig für Dachabfälle r = 0...0,1.

b) Die Gleichungen (26a) und (26b) gelten exakt für Impulsfolgen, bei denen die Pause zwischen zwei aufeinanderfolgenden Impulsen mindestens zehnmal so lang ist wie die Impulsdauer. Ist dieses Verhältnis bei periodischen Impulsfolgen kleiner − im Extremfall 1 : 1, siehe Bild 8 in der FUNKSCHAU 1959, Heft 13, Seite 316, und die Tabelle auf Seite 317 unten − so ergeben die Gleichungen (26a) und (26b) Werte für den Dachabfall bzw. für den Koppelkondensator, die größer sind, als es den Tatsachen entspricht bzw. als es nötig ist. Der so berechnete Kondensator wird also überdimensioniert. Zwischen den Verhältnissen 10 : 1 und 1 : 1 (Pause zu Impulsdauer) besteht ein Unterschied im Dachabfall von rund 2 : 1.

c)Bei der Berechnung einer oder mehrerer Stufen, in denen also mehrere Glieder am Dachabfall beteiligt sind, muß ebenfalls die Voraussetzung gelten: $\sum r \leqq 0{,}1$, d. h. die Summe aller Dachabfälle soll kleiner als 10 % sein. Bei der Berechnung eines einstufigen Verstärkers wird demzufolge jedes der drei RC-Glieder praktischerweise für einen Dachabfall von $r \leqq 0{,}1 / 3 = 0{,}033$ berechnet werden. Nur dann ist es möglich, die drei Dachabfälle zu addieren und das Ergebnis der Rechnung bei der praktischen Messung annähernd bestätigt zu finden. Auch dies ist keine störende Einschränkung, denn ein Verstärker für Meßzwecke, der für Impulse einer bestimmten Maximallänge Anwendung findet, sollte ohnehin keinen größeren Gesamtdachabfall als $0{,}1 \mathrel{\hat{=}} 10$ % aufweisen.

Das Koppelglied. Mit t_i = Impulsdauer und T_g = Zeitkonstante wird der relative Dachabfall

$$r_g = \frac{\Delta U}{U} = 1 - e^{-t_i/T_g} \qquad (26a)$$

Zur Bemessung des RC-Gliedes ergibt sich daraus $T_g = \frac{t_i}{\ln \frac{1}{1 - r_g}}$ (26b)

Da es nicht gerade praktisch ist, mit dem Logarithmus zu arbeiten und wir ohnehin bei den beiden anderen RC-Kombinationen Näherungsgleichungen verwenden, können wir auch hier eine bequemere Formel verwenden, die bis zu einem Dachabfall von 0,1 hinreichend genaue Ergebnisse liefert:

$$r_g = \frac{\Delta U}{U} = \frac{t_i}{T_g} \qquad (26c) \qquad\qquad T_g = \frac{t_i}{r_g} \quad \text{bzw.} \quad C_g = \frac{t_i}{R_g \cdot r_g} \qquad (26d)$$

Auch für diese beiden Gleichungen gilt die unter b) genannte Einschränkung. Entsprechend der Gleichung (7) kann auch die Gleichung (26) zur näherungsweisen Berechnung der Katoden- und der Schirmgitterkombination benutzt werden, wenn an Stelle von R_g die Werte nach den Gleichungen (8) und (10) eingesetzt werden.

Die Katodenkombination. Unter Beachtung der anfangs erwähnten einschränkenden Bedingungen ergibt sich

$$r_k = \frac{t_i \cdot S}{C_k} \qquad (27a) \qquad\qquad C_k = \frac{t_i \cdot S}{r_k} \qquad (27b)$$

Die Schirmgitterkombination. Auch in dieser Näherungsgleichung braucht man, wie in (27) den Katodenwiderstand, den Schirmgittervorwiderstand nicht zu berücksichtigen.

$$r_{sg} = \frac{t_i}{R_i' \cdot C_{sg}} \quad (28a) \qquad C_{sg} = \frac{t_i}{R_i' \cdot r_{sg}} \quad (28b)$$

Ri' ist wieder der Innenwiderstand des Schirmgitters.

Berechnungsbeispiel

a) *Es ist eine Breitbandverstärkerstufe zu entwerfen, die folgende Daten aufweist*:

Verstärkung V = 10fach

Anstiegszeit t_a = 100 ns

Dachabfall bei Rechteckimpulsen von 20 ms Länge: $r_{ges} = 0{,}05$

Die gesamte schädliche Kapazität wird zu 25 pF angenommen.

R_a nach Gleichung (16): $R_a \leq \frac{0{,}1 \cdot 10^{-6}}{2{,}2 \cdot 25 \cdot 10^{-12}} = 1800\ \Omega$

S nach Gleichung (17): $S = \frac{10}{1800} \approx 0{,}0055$ A/V = 5,5 mA/V

Es kann z. B., da es sich um eine Vorstufe mit kleiner Ausgangsspannung handeln soll, eine Röhre EF 80 verwendet werden. Mit einer Anodenspannung U_a = 200 V und der Schirmgitterspannung U_{sg} = 170 V ergibt sich ein Arbeitspunkt von S = 6 mA/V bei $I_{ao} \approx 6{,}5$ mA, $U_{g1} = -2{,}5$ V und $I_{sg} \approx 1{,}7$ mA. Wegen der größeren tatsächlichen Steilheit kann R_a auf 1700 Ω herabgesetzt werden. Der Gitterableitwiderstand werde zu 1 MΩ gewählt, der Katodenwiderstand ergibt sich zu 300 Ω. und der Schirmgittervorwiderstand zu 20 kΩ.

Der Dachabfall soll sich zu gleichen Teilen auf die drei RC-Kombinationen T_g**,** T_k und T_{sg} verteilen. Somit wird $r_g = r_k = r_{sg} = 0{,}017$.

C_g nach (26d): $C_g = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{10^6 \cdot 0{,}017} \approx 1{,}2\ \mu F$

C_g nach (26b): $C_g = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{10^6 \ln \frac{1}{1-0{,}017}} \approx 1{,}2\ \mu F$

C_k nach (27b): $C_g = \frac{20 \cdot 10^{-3} \cdot 6 \cdot 10^{-3}}{10^6 \cdot 0{,}017} \approx 7000\ \mu F$ $R = R_k \,\|\, 1/S \approx 300\ \Omega \,\|\, 170\ \Omega \approx 110\ \Omega$

C_k nach (26d) mit $R = R_k \,\|\, 1/S \approx 300\ \Omega \,\|\, 170\ \Omega \approx 110\ \Omega$

$$C_k = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{110 \cdot 0{,}017} \approx 11\,000\ \mu F$$

C_{sg} nach(28b): $C_{sg} = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{30 \cdot 10^3 \cdot 0{,}017} \approx 40\ \mu F$

(Der Wert für den Schirmgitter-Innenwiderstand Ri' wurde der Kennlinie entnommen.)

C_{sg} nach Gleichung (26d) mit $R = R_{sg} \,\|\, Ri' = 30\ k\Omega \,\|\, 30\ k\Omega = 15\ k\Omega$: $C_{sg} = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{15 \cdot 10^3 \cdot 0{,}017} \approx 80\ \mu F$

Wie man erkennt, ergeben die Berechnungen von C_k und C_{sg} mit der Formel (26d) und den Beziehungen (8) und (10) zu große Werte. Auch die Werte nach (27b) und (28b) sind so groß, daß sie mitunter auf Grund der räumlichen Abmessungen solcher großer Kondensatoren schwer zu realisieren sein werden. In diesem Fall wird man einen größeren Dachabfall zulassen und dafür eine Kompensation vorsehen, wie sie im Funktechnischen Arbeitsblatt Fi 61 behandelt wird.

b) Die Forderung bezüglich der Verstärkung entspricht dem Fall a)

Obere Grenzfrequenz f_o = 3,5 MHz
Untere Grenzfrequenz f_u = 1,5 Hz.

R_a nach Gleichung (14): $R_a = \dfrac{1}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 3{,}5 \cdot 10^6 \cdot 25 \cdot 10^{-12}} = 1800\ \Omega$

Wir erhalten somit die gleiche Röhre beim gleichen Arbeitspunkt. Eine Probe nach Gleichung (15) bestätigt uns, daß sich die in a) geforderte Anstiegszeit und die in b) geforderte obere Grenzfrequenz ungefähr entsprechen: $3{,}5 * 10^6 * 0{,}1 * 10^{-6} \approx 0{,}36$.

p-Werte nach (20): $p_g = p_k = p_{sg} = \sqrt[3]{0{,}7} = 0{,}89$

C_g nach (22): $C_g = \dfrac{10^{-6} \cdot 1{,}95}{6{,}28 \cdot 1{,}5} \approx 0{,}2\ \mu F$

($\dfrac{p}{\sqrt{1-p^2}}$ aus der Tabelle auf Seite 594)

C_k nach (23a) bis (25a): $a = 6 \cdot 10^{-3} \cdot \dfrac{8{,}2}{6{,}5} 300 = 2{,}3$

$$x^2 = \frac{0{,}79 \cdot (1+2{,}3)^2}{0{,}21} = 36 \quad \Rightarrow \quad x = 6 \quad \Rightarrow \quad C_k = \frac{6}{300 \cdot 9{,}4} \approx 2100\ \mu F$$

C_k nach (22) und (8): $C_k = \dfrac{1{,}95}{6{,}28 \cdot 1{,}5 \cdot 110} \approx 1870\ \mu F$

(Bei dieser Formel ist der Einfluß des Schirmgitterstromes nicht berücksichtigt.)

C_{sg} nach den Gleichungen (23) bis (25): a = 1

$$x^2 = \frac{0{,}79 \cdot (1+1)^2 - 1}{0{,}21} = 10{,}3 \quad \Rightarrow \quad x = 3{,}2 \quad \Rightarrow \quad C_{sg} = \frac{3{,}2}{30 \cdot 10^3 \cdot 6{,}28 \cdot 1{,}5} \approx 11\ \mu F.$$

C_{sg} nach (22) und (10): $C_{sg} = \dfrac{1{,}95}{6{,}28 \cdot 1{,}5 \cdot 15 \cdot 10^3} \approx 14\ \mu F.$

Wir erkennen bei diesem Beispiel die bessere Übereinstimmung zwischen den Näherungsgleichungen und den genauen Formeln.

Die Anstiegszeit des mehrstufigen Verstärkers

Wenn ein idealer Sprung mit unendlicher Flankensteilheit, also Anstiegszeit = 0, eine Stufe durchlaufen hat, dann ist deren Ausgangsspannung kein idealer Sprung mehr. Der Anstieg geht also langsamer vonstatten. Nach unseren Betrachtungen in der FUNKSCHAU 1959, Heft 13, Seite 315, fällt die von den Daten einer Stufe bestimmte Anstiegsverzögerung um so weniger ins Gewicht, je weniger steil die von ihr zu verstärkende Spannung verläuft.

Daraus können wir bereits eine wichtige Schlußfolgerung ziehen: Die Anstiegszeiten mehrerer hintereinandergeschalteter Stufen können zum Berechnen der Anstiegszeit des gesamten Verstärkers nicht einfach addiert werden, denn jede weitere Stufe wird von einem Signal mit flacherem Anstieg als dem der vorhergehenden Stufe gesteuert. Die genaue Beziehung ergibt sich hier zu

$$t_{a\,ges} = \sqrt{t_{a1}{}^2 + t_{a2}{}^2 + t_{a3}{}^2 + \ldots} \qquad (29a)$$

Die günstigste Anstiegszeit eines mehrstufigen Verstärkers erhält man, wenn alle Werte t_a gleich groß gemacht werden. Bei n Stufen wird dann aus Gleichung (29a): $t_{a\,ges} = \sqrt{n} \cdot t_a$ (29b)

Aus Gleichung (29a) läßt sich noch eine Beziehung ableiten, die für die Messung der Anstiegszeit eines Verstärkers wichtig ist. Bedeuten t_g die Anstiegszeit der Ausgangsimpulse des Impulsgenerators, t_o die Anstiegszeit des Oszillografenverstärkers und t_{ges} die in der Schaltung *Bild 2* mit dem Oszillografen gemessene Gesamtanstiegszeit, so ist die Anstiegszeit des untersuchten Verstärkers

$$t_v = \sqrt{t_{ges}{}^2 - (t_g{}^2 + t_o{}^2)} \qquad (30)$$

Ist nun die Forderung gestellt, einen idealen Sprung um den Faktor $V_{ges} > 1$ zu verstärken, wobei die Gesamtanstiegszeit des n-stufigen Verstärkers den Wert $t_{a\ ges}$ nicht übersteigen soll, so stellt man die folgenden Überlegungen an:

Die kleinstmögliche Anstiegszeit einer Stufe ist zweifellos zu erreichen, wenn $R_a = 1/S$ ist. Die Verstärkung ist dann $V = S \cdot 1/S = 1$; die Anstiegszeit hat die Größe $t_{ao} = \frac{2{,}2\ C_{sch}}{S}$ (31)

(Selbstverständlich ist für $R_a < 1/S$ die Anstiegszeit noch kürzer als mit Gleichung (31) errechnet; da aber die Verstärkung dann kleiner als 1 ist, ist dieser Fall uninteressant.) Ist nun die geforderte Verstärkung nur gering und liegt die verlangte Gesamtanstiegszeit $t_{a\ ges}$ schon in der Nähe von t_{ao}, so nimmt man am besten einige Stichproben vor. Man wählt für einen günstig erscheinenden Röhrentyp verschiedene Außenwiderstände und errechnet t_a und V. Läßt sich das gestellte Problem nicht so einfach übersehen, dann verfährt man wie folgt:

Es sei die Gesamtverstärkung V_{ges} und die Anstiegszeit $t_{a\ ges}$ gefordert. C_{sch} ist ungefähr gegeben, da die zusätzlichen Schaltkapazitäten abzuschätzen sind. Man wählt nach Erfahrungswerten einen Röhrentyp mit der Steilheit S und bestimmt den Widerstand R_{a1}, der es erlaubt, die geforderte Verstärkung V_{ges} mit einer Stufe zu erreichen. Die damit erhaltene Anstiegszeit sei $t_{a1} > t_{a\ ges}$.

Nun sieht man zwei Stufen vor mit je $R_{a2} = \sqrt{R_{a1}/S}$. Beide Stufen ergeben zusammen wieder V_{ges}; die gesamte Anstiegszeit beider Stufen t_{a2} wird bestimmt. Ist auch $t_{a2} > t_{a\ ges}$, so wird der Versuch mit drei Stufen mit je $R_{a3} = \sqrt[3]{R_{a1}/S^2}$, dann mit vier Stufen mit je $R_{a4} = \sqrt[4]{R_{a1}/S^3} = \sqrt{R_{a2}/S}$ usw. gemacht, bis ein solcher Ansatz den gewünschten Wert der Gesamtanstiegszeit ergibt oder unterschreitet.

Wesentlich eleganter ist jedoch ein anderer Weg. Allgemein errechnet man die n gleichen Außenwiderstände der n Stufen nach der Beziehung $R_{a\,n} = \sqrt[n]{\frac{R_{a1}}{S^{n-1}}}$ (32)

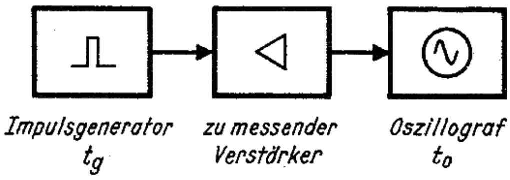


Bild 2. Messung der Anstiegszeit eines Verstärkers

R_{a1} ist wieder der Außenwiderstand, mit dem eine Stufe des gewählten Röhrentyps bereits die gewünschte Gesamtverstärkung erreicht. Die Verstärkung n hintereinandergeschalteter Stufen ist dann immer $V_n = V_{ges} = (S \cdot R_{a\,n})^n$

Die Anstiegszeit ist jedoch für jede Stufenzahl anders. Wie leicht einzusehen ist (siehe Gleichung 29b), ergibt sie sich zu

$$t_{a\ n} = \sqrt{n} \cdot 2{,}2 \cdot C_{sch} \cdot \sqrt[n]{\frac{R_{a1}}{S^{n-1}}} = \sqrt{n} \cdot 2{,}2 \cdot C_{sch} \sqrt[n]{R_{a1}} \cdot \frac{1}{S^{\frac{n-1}{n}}} \qquad (33a)$$

Diese Funktion von n hat ein Minimum, d. h. bis zu einem bestimmten Wert von n sinkt $t_{a\ n}$ um dann wieder anzusteigen. Formt man den Faktor $1/S^{\frac{n-1}{n}}$ um, so erhält man daraus schließlich $\sqrt[n]{S} \cdot 1/S$.

Das in (33 a) eingesetzt, ergibt $t_{a\ n} = \sqrt{n} \cdot 2{,}2 \cdot C_{sch} \sqrt[n]{R_{a1} \cdot S} \cdot \frac{1}{S}$. (33b)

Da $\sqrt[n]{R_{a1} \cdot S} = \sqrt[n]{V_{ges}}$ und $\frac{2{,}2 \cdot C_{sch}}{S} = t_{ao}$ ist, wird aus (33b): $\boxed{t_{a\ n} = \sqrt{n} \cdot \sqrt[n]{V_{ges}} \cdot t_{ao} = f(n)\, t_{ao} \quad (34)}$

Diese Gleichung ist in Bild 3 grafisch aufgetragen. Mit diesem Diagramm kommt man auf sehr einfache Weise zu der notwendigen Stufenzahl bzw. zu der Gewißheit, daß die Forderungen mit dem vorgesehenen Röhrentyp nicht zu verwirklichen sind:

Auf der Kurve der gewünschten Gesamtverstärkung (Zwischenwerte können interpoliert werden) wird das Minimum aufgesucht und an der Ordinate f(n) abgelesen. Dann ist mit der vorgegebenen Gesamtanstiegszeit $t_{a\ ges}$

$t_{ao} = \frac{t_{a\,ges}}{f(n)}$ Hieraus ergibt sich (da C_{sch} abgeschätzt werden kann)

$$S = \frac{2{,}2 \cdot C_{sch}}{t_{ao}}$$

Das ist die mindestens notwendige Steilheit, und wir können nun einen passenden Röhrentyp wählen.

Haben wir umgekehrt einen bestimmten Röhrentyp vorgegeben, so errechnen wir nach Gleichung (31) t_{ao}, und hieraus bestimmen wir $f(n) = t_{ages} / t_{ao}$, worauf sich aus Bild 3 die notwendige Stufenzahl ergibt bzw. die Tatsache, daß diese Röhre nicht geeignet ist.

Interessant ist noch zu wissen, daß unabhängig von der gewünschten Gesamtverstärkung eine Stufenverstärkung von $V = \sqrt{e} = 1{,}65$ im mehrstufigen Verstärker die kürzeste Anstiegszeit ergibt.

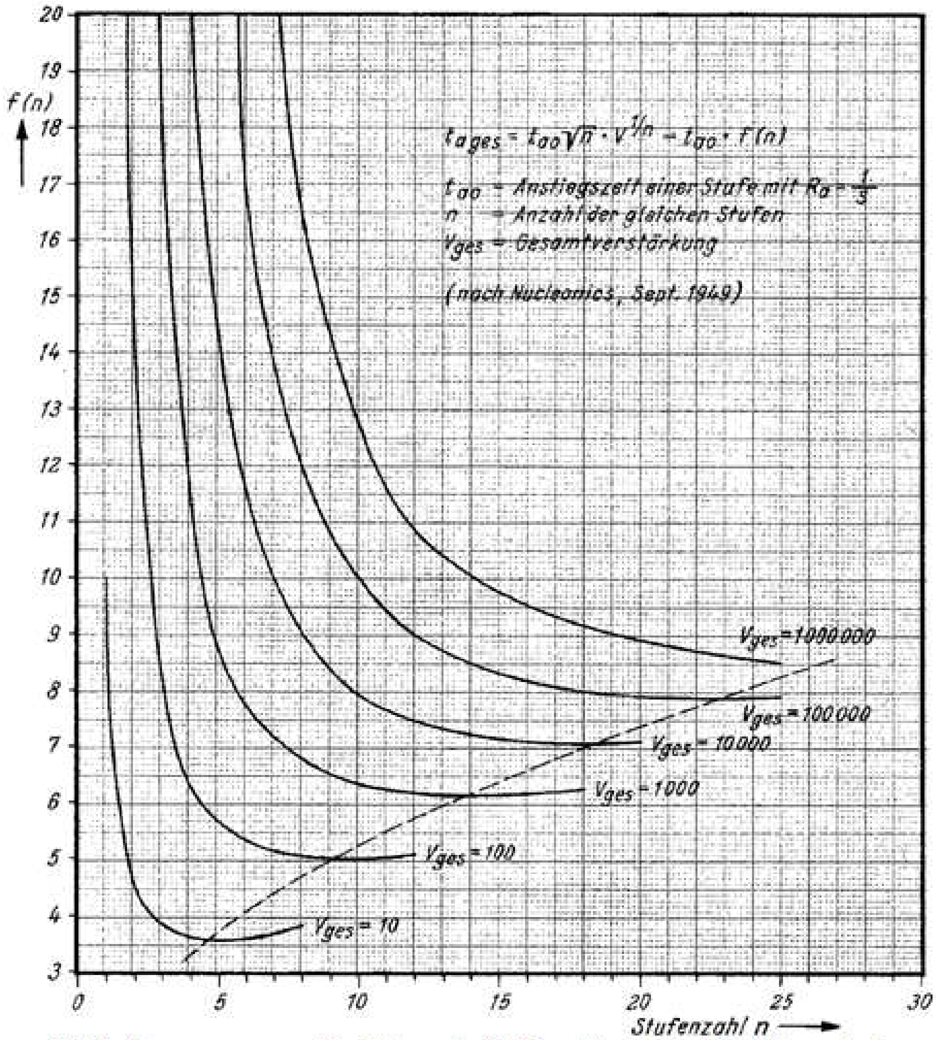


Bild 3. Nomogramm zur Ermittlung der Stufenzahl n eines Verstärkers bei gefordertei Gesamtanstiegszeit, wenn die Kennwerte S und Csch der n gleichen Stufen bekannt sind.

Diese Tatsache gilt auch für Gleichung (40) und *Bild* 4, denn obere Grenzfrequenz und Anstiegszeit sind schließlich nur verschiedene Darstellungsweisen bzw. verschiedene Definitionen der gleichen physikalischen Eigenschaften eines Verstärkers.

Berechnungsbeispiel

Ein Verstärker mit V_{ges} = 1000 und $t_{a\,ges}$ = 0,05 µs ist zu entwerfen. Es soll die Röhre EF 80 mit S = 7 mA/V verwendet werden; C_{sch} sei je Stufe 20 pF.

$$t_{ao} = \frac{2{,}2 \cdot C_{sch}}{S} = \frac{44 \cdot 10^{-12}}{7 \cdot 10^{-3}} = 6{,}3 \cdot 10^{-9}\,\text{s}. \qquad f(n) = \frac{0{,}05 \cdot 10^{-8}}{6{,}3 \cdot 10^{-9}} \approx 8$$

Aus Bild 3 erhält man am Schnittpunkt der waagerechten Linie f(n) = 8 mit der Kurve $V = 10^3$ die Stufenzahl n = 6

Mit $V = \sqrt[6]{V_{ges}} = 3{,}16$ wird $R_a = \frac{3{,}16}{7 \cdot 10^{-3}} = 450\ \Omega$

Es ist daraus zu entnehmen, daß mit dieser Röhre bei höherer Stufenzahl und gleicher Gesamtverstärkung noch geringere Anstiegszeiten zu erreichen sind.

Die obere Grenzfrequenz des mehrstufigen Verstärkers

Beim Betrachten der Gleichung (14) und der dort gegebenen Definition des Begriffes „obere Grenzfrequenz", nämlich Abfall der Verstärkung auf den 0,7fachen Wert der Verstärkung bei mittleren

Frequenzen[1]), drängt sich eine Parallele zu der Bestimmung der unteren Grenzfrequenz einer Stufe auf. Auch dort standen wir vor der Notwendigkeit, bei der annähernd rückwirkungsfreien Hintereinanderschaltung mehrerer Glieder eine Formel zu finden, die es ermöglicht, die in der Stufe vorhandenen RC-Glieder so zu dimensionieren, daß die gesamte Stufe erst bei der gewünschten Grenzfrequenz den Abfall auf 0,7fache Verstärkung aufweist. Für die obere Frequenzgrenze des mehrstufigen Verstärkers

lautet die analoge Beziehung $$\boxed{f_0' = \frac{\sqrt{1-p^2}}{2\pi \cdot R_a \cdot C_{sch} \cdot p}} \qquad (35)$$

Da wir je Stufe nur ein Glied haben, das die obere Grenzfrequenz beeinflußt, gestaltet sich eine Rechnung sehr einfach. Ein n-stufiger Verstärker soll die obere Grenzfrequenz f_o haben (0,7facher Abfall). Dann ist für *eine* Stufe $$p = \sqrt[n]{0,7} \qquad (36)$$

Bei der Berechnung geht man zweckmäßigerweise wie folgt vor:

Gefordert sind Verstärkung V_{ges} und obere Grenzfrequenz f_o. n wird unter Zugrundelegung eines erfahrungsgemäß in Frage kommenden Röhrentyps zunächst abgeschätzt. Daraus wird p errechnet. In jeder der n Stufen darf nun die Verstärkung der oberen Grenzfrequenz nur auf den p-fachen Wert abfallen. Somit gilt für jede der n gleichen Stufen: $$R_a = \frac{\sqrt{1-p^2}}{2\pi \cdot f_o \cdot C_{sch} \cdot p} \qquad (37)$$

Da nun $$V_{ges} = (S \cdot R_a)_n \qquad (38)$$

ist, kann kontrolliert werden, ob die anfangs geschätzte Stufenzahl real war: $$S = \frac{1}{R_a}\sqrt[n]{V_{ges}} \qquad (39)$$

Hatte man n zu niedrig angesetzt, so ergibt sich eine Steilheit, die größer ist als die des Röhrentyps, den man der Schätzung zugrunde legte. Man wiederholt dann die Rechnung mit einer größeren Stufenzahl oder wählt eine steilere Röhre.

Das Erhöhen der Stufenzahl hat seine Grenzen. Eine Stufe mehr bedeutet bei gleichem R_a ein Absinken von f_o. Das ist nicht zulässig, also müssen alle R_a gleichmäßig verkleinert werden. Dadurch kann es aber geschehen, daß die benötigte Verstärkung wieder nicht erreicht wird und noch eine weitere Stufe vorgesehen werden muß, was wieder ein Verkleinern aller R_a bedingt. Man erkennt, daß ähnlich wie bei der Berechnung der Anstiegszeit irgendwo ein Maximum von V_{ges} liegt, das bei weiterem Erhöhen der Stufenzahl wieder unterschritten wird.

Unter der Annahme, daß n gleiche Stufen (also mit gleicher Steilheit S, gleichen Außenwiderständen R_a und gleicher schädlicher Kapazität C_{sch}) verwendet werden, gilt annähernd die Beziehung $$\boxed{V_{ges} = \left(\frac{S}{2\pi \cdot f_o \cdot C_{sch}} \cdot \frac{1}{1,2\sqrt{n}}\right)^n} \qquad (40)$$

Da f_o, S und C_{sch} für einen gegebenen Röhrentyp konstante Werte sind, ist die Gesamtverstärkung eine Funktion der Stufenzahl n.

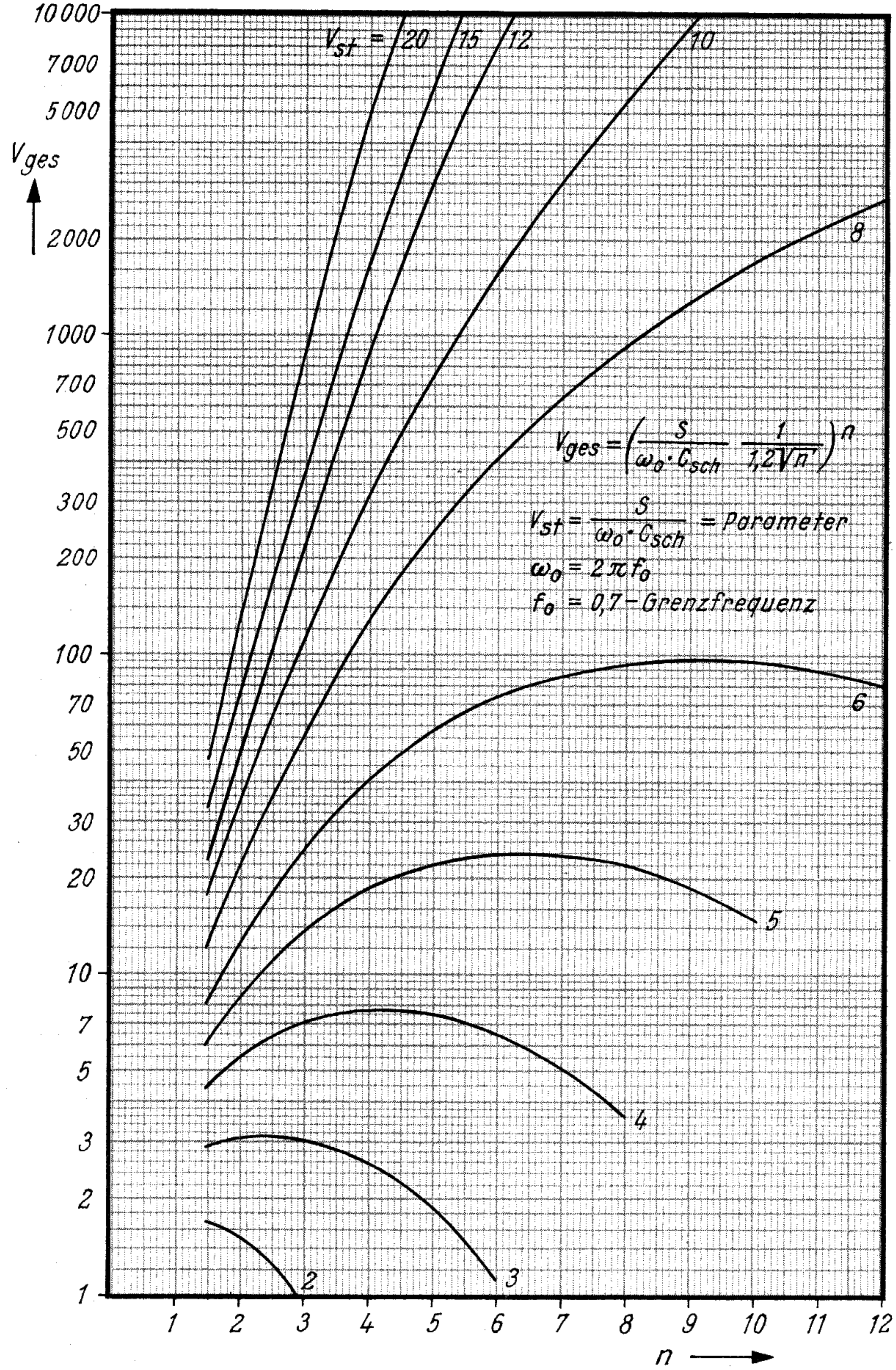
Mit $V = S \cdot R_a$ und $R_a = \frac{1}{2\pi \cdot f_o \cdot C_{sch}}$ entspricht der erste Bruch in (40) der Verstärkung einer Stufe mit der Grenzfrequenz f_o, die für den gesamten Verstärker erreicht werden soll. In Bild 4 ist Gleichung (40) grafisch ausgewertet und kann so zum ersten Abschätzen der Stufenzahl verwendet werden.

Berechnungsbeispiel

Mit der Röhre E 180 F soll ein Breitband-RC-Verstärker gebaut werden, der bei einer oberen Grenzfrequenz von 100 MHz die Verstärkung V_{ges} =- 500 hat. $C_{Röhre} \approx 10$ pF, S = 16,5 mA/V. Je Stufe soll mit insgesamt 20 pF schädlicher Kapazität gerechnet werden.

Verstärkung einer Stufe nach dem ersten Teil der Gleichung (40):

$$V_{St} = \frac{S}{\frac{1}{2\pi \cdot f_o \cdot C_{sch}}} = \frac{16,5 \cdot 10^{-3}}{6,28 \cdot 100 \cdot 10^6 \cdot 20 \cdot 10^{-12}} = 1,3$$ Dieser Verstärker ist also nicht zu realisieren.



10 000
7000
5000
V_{ges}
2000
1000
700
500
300
200
100
70
50
30
20
10
7
5
3
2
1
V_{st} = 20
15
12
10
8
6
5
4
3
2
$V_{ges} = \left(\frac{S}{\omega_0 \cdot C_{sch}} \cdot \frac{1}{1{,}2\sqrt{n}}\right)^n$
$V_{st} = \frac{S}{\omega_0 \cdot C_{sch}}$ = Parameter
$\omega_0 = 2\pi f_0$
f_0 = 0,7-Grenzfrequenz
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12
n

Mit der gleichen Röhre sollen die Vorstufen eines Breitbandverstärkers mit V = 1000 und f_o = 10 MHz bestückt werden. $V_{St} = \frac{16,5 \cdot 10^{-3}}{6,28 \cdot 10^{7} \cdot 20 \cdot 10^{-12}} = 13$

Die Kurve V_{St} = 12 erreicht die Gesamtverstärkung V_{ges} = 10^3 bei etwa n = 4. Nun rechnen wir mit Gleichung (36) weiter. $p = \sqrt[4]{0,7} \approx 0,915$

Dann wird mit (37): $R_a = \frac{0,4}{6,28 \cdot 10^{7} \cdot 20 \cdot 10^{-12} \cdot 0,915} \quad \Rightarrow \quad R_a \approx \frac{0,44}{125,6 \cdot 10^{-5}} = 350\ \Omega$

Kontrolle mit Gleichung (39): $S = \frac{1}{350} \sqrt[4]{1000} = 16 \cdot 10^{-3}$ A/V

Man wird nun den errechneten Außenwiderstand in das Kennlinienfeld eintragen und kontrollieren, ob die errechnete Verstärkung auch aus dem Kennlinienfeld hervorgeht.

Aus Gleichung (40) ist zu erkennen, daß für die Brauchbarkeit einer Röhre bei hohen Frequenzen das Verhältnis S/C_{sch} maßgebend ist. Es wird daher in den Röhrendaten für Breitbandröhren stets angegeben; allerdings ist es hier nur auf die reinen Röhrenkapazitäten $C_e + C_a$ bezogen, wozu beim praktischen Aufbau noch die Kapazitäten der Röhrenfassung und der Verdrahtung kommen.

Oft wird die Grenzfrequenz einer Röhre, auch kritische Frequenz genannt, in der Literatur erwähnt. Setzt man V = S · R_a = 1, so ist in diesem Fall R_a = 1/S (siehe auch Gleichung (31). Mit Gleichung (14) wird dann:

$$f_{gr} = \frac{S}{\frac{1}{2\pi \cdot C_{sch}}} \quad \text{bzw.} \quad \omega_{gr} = \frac{S}{C_{sch}} \qquad (41)$$

Die Verstärkung der Röhre bei dieser speziellen Grenzfrequenz beträgt 0,707.

Mitunter besteht die Notwendigkeit, aus der vorliegenden Schaltung eines Verstärkers mit n Stufen die obere Grenzfrequenz zu bestimmen. Dazu kann Gleichung (35) dienen. Wir ermitteln die Stufenzahl n, hieraus $p = \sqrt[n]{0,7}$ und schätzen auf Grund des verwendeten Röhrentyps C_{sch} ab. Als reine Schaltkapazität kann ein Wert zwischen 8 und 15 pF angenommen werden, so daß bei üblichen Röhren $C_{sch} \approx 20$ pF einen brauchbaren Anhaltswert darstellt. Als Ergebnis erhalten wir die Frequenz f_o', die in einer Stufe einen p-fachen und in n Stufen einen 0,7fachen Abfall erleidet, also die obere Grenzfrequenz des gesamten Verstärkers.

Untere Grenzfrequenz und Dachabfall des mehrstufigen Verstärkers

Bereits bei einer Stufe haben wir die untere Grenzfrequenz bzw. den Dachabfall als Auswirkung von drei annähernd voneinander unabhängigen Einflüssen berechnet. Die dort gewonnenen Formeln sind unter Beachtung der jeweils geltend gemachten Einschränkungen auch für den mehrstufigen Verstärker gültig. Je nach Anzahl der vorhandenen RC-Glieder ist der entsprechende Wert von p zu wählen und dann die Tabelle auf Seite 594 zu benutzen.

Für die Dimensionierung nach der unteren Grenzfrequenz ergibt sich also folgender Rechengang:

Bestimmung der Stufenzahl n, wie bei der oberen Grenzfrequenz bzw. der Anstiegszeit des mehrstufigen Verstärkers beschrieben. Dann wird die Grundschaltung der Stufen und die Anzahl der für die untere Frequenzgrenze maßgebenden RC-Glieder m festgelegt. Damit ergibt sich $p = \sqrt[m]{0,7}$. Die Gleichungen (22) bis (25) liefern dann die gesuchten Kapazitätswerte.

Für die Dimensionierung entsprechend dem maximal zulässigen Dachabfall gelten nach Bestimmung von m die Gleichungen (26d), (27b) und (28b) ohne Änderung, wenn berücksichtigt wird, daß die Summe aller Dachabfälle auch hier höchstens 0,1 betragen darf, also

$$r_{g1} + r_{g2} + \ldots + r_{kl} + r_{k2} + \ldots + r_{sgl} + r_{sg2} \ldots \leqq 0,1 \qquad (42)$$

Berechnungsbeispiel

Es ist ein Impulsverstärker mit folgenden technischen Daten zu entwerfen:

Gesamtverstärkung V_{ges} = 1000 Gesamtanstiegszeit $t_{a\ ges}$ = 0,05 µs

Dachabfall bei Rechteckimpulsen von 1 ms Dauer $r_{ges} \leqq 0{,}1$

Nach Möglichkeit soll die Röhre EF 80 verwendet werden.

Als schädliche Kapazität einer Stufe werde 20 pF angenommen.

Steilheit der EF 80: etwa 7 mA/V

Gleichung (31): $t_{ao} = \frac{2{,}2 \cdot 20 \cdot 10^{-12}}{7 \cdot 10^{-3}} = 6{,}3 \cdot 10^{-9}\,\text{s}$

Gleichung (34): $f(n) = \frac{50 \cdot 10^{-9}}{6{,}3 \cdot 10^{-9}} \approx 8$

Im Bild 3 (S. 592) ergibt Kurve $V_{ges} - 1000$ mit f (n) = 8 eine Stufenzahl n = 6.
Die maximal noch einstellbare Steilheit der EF 80 beträgt rund 8 mA/V. Mit f (n) = 9 käme man hier auf n = 5.

Diese Steilheit ließe sich nur erreichen, wenn die Röhre EF 80 ziemlich beim maximal zulässigen Katodenstrom betrieben wird. Wir wollen deshalb 6 Stufen verwenden. Als Arbeitspunkt werde gewählt: $U_B \approx U_a = U_{sg} = 200$ V; $I_a = 10$ mA; $I_{sg} = 2{,}6$ mA; $U_{g1} = -2{,}6$ V; S = 7 mA/V.

Gleichung (3): $R_a = \frac{S}{V} = \frac{\sqrt[n]{V_{ges}}}{S} = \frac{3{,}16}{7 \cdot 10^{-3}} = 450\ \Omega$

Gleichung (29b): $t_{a\,ges} = \sqrt{n} \cdot 2{,}2 \cdot C_{sch} \cdot R_a = 2{,}45 \cdot 2{,}2 \cdot 20 \cdot 10^{-12} \cdot 0{,}45 \cdot 10^{3} \approx 49 \cdot 10^{-9}$ s.

Wir können die Stufen also für diesen Arbeitspunkt dimensionieren. Als Gitterableitwiderstände wählen wir $R_g = 1$ MΩ; für die Katodenwiderstände ergibt sich $R_k \approx 200\ \Omega$.

Da die Schirmgitterspannung gleich der Betriebsspannung ist, entfallen die Schirmgitterkombinationen. Für die Berechnung des Dachabfalles erhalten wir also eine Zahl von 12 RC-Gliedern, Der Dachabfall eines Gliedes ergibt sich somit zu $r = \frac{0{,}1}{12} = 0{,}0083$.

Gleichung (26d): $C_g = \frac{10^{-3}}{10^{6} \cdot 8{,}3 \cdot 10^{-3}} = 0{,}12\ \mu\text{F}$

Wenn Koppelkondensatoren von 0,2 μF verwendet werden, ergibt sich: $r_g = \frac{10^{-3}}{10^{6} \cdot 2 \cdot 10^{-7}} = 0{,}005\ \mu\text{F}$

Sechs Koppelglieder bewirken damit einen Dachabfall von $6\,r_g = 0{,}03$.

Die sechs Katodenkondensatoren dürfen deshalb noch einen Gesamtabfall von

$6\,r_k = 0{,}07$ entspr. $r_k = 0{,}0117$ hervorrufen.

Gleichung (27b): $C_k = \frac{10^{-3} \cdot 7 \cdot 10^{-3}}{1{,}17 \cdot 10^{-2}} = 600\ \mu\text{F}$

Zusammenfassung

Es wurde ein Überblick über die physikalischen Zusammenhänge gegeben, die für die Verstärkung von sehr hohen und sehr niedrigen Frequenzen bzw. von Spannungssprüngen mit steilen Flanken und flachen Dächern gelten. Bei der Erläuterung der Dimensionierungsvorschriften der für die Übertragungsfunktion maßgebenden RC-Glieder wurde bewußt auf die eingehende Behandlung der Phasenverhältnisse verzichtet. Dies war um so besser möglich, als die in diesem Aufsatz durchgeführte Behandlung der Sprungkennlinie - d, h. die Probleme der Anstiegszeit bei der Verstärkung steiler Flanken - und des Verhaltens eines RC-Verstärkers bei der Übertragung von Gleichspannungswerten nach einem Sprung - also die Fragen des Dachabfalls - Amplituden- und Phasencharakteristik beinhalten. Denn es interessiert bei einem Impulsverstärker absolut nicht, ob er den hochfrequenten Anteil eines Spektrums mit dieser und den niederfrequenten mit jener Phasendrehung überträgt - es interessiert, ob er die vorgeschriebene kleine Anstiegszeit und den vorgeschriebenen kleinen Dachabfall hat.

Wenn das für den jeweiligen Anwendungsfall zutrifft, dann ist zwangsläufig auch die Phasencharakteristik in Ordnung. Andere Berechnungsmethoden muß man natürlich bei

Trägerfrequenzverstärkern, z. B. Zf-Verstärker im UKW- und Fernsehempfänger, anwenden, die aber in der übergroßen Mehrzahl der Fälle als selektive Verstärker ausgebildet sind. Deren Koppelelemente, wie Schwingkreise und Bandfilter, haben ohnehin trotz mancher grundsätzlichen theoretischen Parallelen andere Eigenschaften als RC-Glieder.

Weiterhin wurden, um den Rahmen nicht zu sprengen, Kompensationsschaltungen nicht ausführlich behandelt, ebenfalls wurden Fragen der Linearität, des Übersteuerungsverhaltens, Gegenkopplungs- und Rauschprobleme nicht betrachtet. Es ist zu wünschen, daß gerade die Beschränkung auf eine der wichtigsten Grundfragen der Breitbandverstärkung zum tieferen Verständnis des Stoffes beitragen möge.

Literatur

Lennartz: Einführung in die Impulstechnik. FUNKSCHAU 1958, Heft 16 ff

Langelüttich: Einführung in die Impulstechnik. Funk-Technik 1957, Heft 3 ff

Telefunken-Laborbuch, Franzis-Verlag, München

Richter: Taschenbuch der Fernseh- und UKW-Empfangstechnik. Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart

Schlegel-Nowak: Impulstechnik, Theorie und Anwendung. Fachbuchverlag Siegfried Schütz, Hannover

Rint: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker. Verlag für Radio - Foto - Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde

Funktechnisches Arbeitsblatt Ko 01

Funktechnisches Arbeitsblatt Fi 61

$p = \sqrt[m]{0{,}7}$ **und verschiedene Funktionen von p in Abhängigkeitvon der Anzahl der RC-Glieder m**

(aufgerundete Werte)

m	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
p	0,71	0,84	0,89	0,914	0,935	0,942	0,95	0,958	0,962	0,966	0,969	0,972
$\sqrt{p}$	0,84	0,912	0,938	0,955	0,966	0,971	0,974	0,976	0,98	0,982	0,984	0,986
p^2	0,5	0,71	0,79	0,835	0,874	0,89	0,9	0,914	0,927	0,934	0,94	0,946
$1 - p^2$	0,5	0,29	0,21	0,165	0,126	0,11	0,1	0,086	0,073	0,066	0,06	0,054
$\sqrt{1 - p^2}$	0,71	0,54	0,457	0,408	0,355	0,332	0,316	0,293	0,27	0,257	0,245	0,233
$\frac{p}{\sqrt{1 - p^2}}$	1	1,55	1,95	2,30	2,60	2,85	3,1	3,30	3,56	3,76	3,96	4,16

Zusammenstellung der Formeln und der Rechnungsgänge

Einzuhaltende Bedingung	a) Anstiegszeit $t_{a\,ges}$	b) Dachabfall r_{ges}	c) Obere Grenzfrequenz f_o	d) Untere Grenzfrequenz f_u
Gegebene Werte	Gesamtverstärkung V_{ges} Schädliche Kapazität einer der n gleichen Stufen C_{sch} Steilheit der verfügbaren Röhre S	Arbeitspunkt und Schaltung ergeben sich aus a) bzw. c) Anzahl der Hochpaßglieder m[1] Maximale Impulslänge (bei Rechteckimpulsen) t_i	Gesamtverstärkung V_{ges} Schädliche Kapazität einer der n gleichen Stufen C_{sch} Zulässiger Abfall der oberen Grenzfrequenz p_{ges} (meist 0,7) Steilheit der verfügbaren Röhre S	Arbeitspunkt und Schaltung ergeben sich aus a) bzw. c) Anzahl der Hochpaßglieder m[1] Zulässiger Abfall der unteren Grenzfrequenz p_{ges} (meist 0,7)
Rechnungsgang	$t_{ao} = \frac{2{,}2\,C_{sch}}{S}$ $f(n) = \frac{t_{a\,ges}}{t_{ao}}$ In Bild 3 den Schnittpunkt der betr. V_{ges}-Kurve mit dem errechneten f (n)-Wert aufsuchen. Auf der Abszisse Stufenzahl n ablesen. Verstärkung einer Stufe: $V = \sqrt[n]{V_{ges}}$ Außenwiderstand einer Stufe: $R_a = \frac{V}{S}$ Ist die Steilheit der verfügbaren Röhre zu gering, ergibt sich kein Schnittpunkt (Minimum der V_{ges}-Kurven liegt über dem errechneten f (n)-Wert). Steilere Röhre oder evtl. Kompensationsschaltung erforderlich; andernfalls wird Gesamtverstärkung oder Anstiegszeit schlechter als gefordert.	Zulässiger Dachabfall an jedem der m Hochpaßglieder: $r = \frac{r_{ges}}{m}$ Koppelkondensatoren: $C_g = \frac{t_i}{R_g \cdot r}$ Katodenkondensatoren: $C_k = \frac{t_i \cdot S}{r}$ Schirmgitterkondensatoren: $C_{sg} = \frac{t_i}{R_i' \cdot r}$ (R_i' = Innenwiderstand des Schirmgitters, aus Röhrendaten oder Kennlinien entnehmen) *Beachten:* r_{ges} darf den Wert 0,1 entspr. 10 % nicht übersteigen! [1]) Also Anzahl der Koppelglieder + Anzahl der Katodenkombinationen + Anzahl der Schirmgitterkombinationen.	$V_{St} = \frac{S}{2\pi f_o \cdot C_{sch}}$ In Bild 4 den ersten Schnittpunkt der betr. V_{St}-Kurve mit dem geforderten V_{ges}-Wert aufsuchen. Auf der Abszisse Stufenzahl n ablesen. Für jede der n gleichen Stufen ist dann $p = \sqrt[n]{p_{ges}}$ Außenwiderstand einer Stufe: $R_a = \frac{\sqrt{1 - p^2}}{2\pi f_o \cdot p \cdot C_{sch}}$ Ist die Steilheit der verfügbaren Röhre zu gering, so liegt das Maximum der V_{St}-Kurve unter dem geforderten V_{ges}-Wert, Verstärker ist nicht realisierbar; siehe unter „Anstiegszeit".	Zulässiger Verstärkungsabfall der unteren Grenzfrequenz an jedem der m Hochpaßglieder: $p = \sqrt[m]{p_{ges}}$ Koppelkondensatoren: $C_g = \frac{p}{2\pi f_u \cdot R_g \sqrt{1 - p^2}}$ Katoden- und Schirmgitterkondensatoren: $C_k = \frac{x}{2\pi f_u \cdot R_k}$ $C_{sg} = \frac{x}{2\pi f_u \cdot R_{sg}}$ $x^2 = \frac{p^2 (1 + a)^2 - 1}{1 - p^2}$ $a = S_a \cdot R_k \qquad a = \frac{R_{sg}}{R_i'}$ Bei Pentoden: $S_a = S \frac{I_a + I_{sg}}{I_a}$ (C_{sg} an Masse) Bei Trioden: $S_a = S \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a}$ R_i': siehe unter „Dachabfall"