

Rechentafel für Breitbandverstärkerstufen

Breitbandverstärker finden in der Funktechnik und Elektronik ausgedehnte Verwendung (Fernsehverstärker, Antennenverstärker, Oszillografenverstärker).

Man unterscheidet

Trägerfrequenzverstärker oder abgestimmte Verstärker, bei diesen liegt der Übertragungsbereich etwa symmetrisch zur Mittenfrequenz (Trägerfrequenz); als Kopplungsglieder zwischen den Verstärkerrohren dienen Einzelkreise oder Bandfilter,

und

Widerstandsverstärker (RC-Verstärker). Hier erstreckt sich der Übertragungsbereich von einer sehr tiefen „unteren Grenzfrequenz“ bis zu einer hohen „oberen Grenzfrequenz“. Als Kopplungsglieder zwischen den Verstärkerrohren dienen stets RC-Kombinationen. Zur Erweiterung der unteren und oberen Frequenzgrenze können jedoch zusätzlich Induktivitäten und Kapazitäten, und zwar sowohl in Zweipol- als auch in Vierpolanordnungen angewendet werden. Dieses Arbeitsblatt behandelt Widerstandsverstärkerschaltungen mit Breitbandeigenschaften. Ausgedehnte Verwendung finden diese z. B. als Video-Verstärker in Fernsehempfängern und als Oszillografenverstärker.

A. Die Grundschaltung

Grund- und Ersatzschaltung, sowie Verstärkungs- und Phasengang für hohe und tiefe Frequenzen des RC-Verstärkers ohne zusätzliche Entzerrungsglieder sind in den Funktechnischen Arbeitsblättern Fi 21 — 2. Ausgabe und Vs 61 behandelt.

B. Entzerrung für tiefe Frequenzen

An sich kann der Frequenzgang bei tiefen Frequenzen durch entsprechend große Kopplungs- und Überbrückungskapazitäten (Katade und Schirmgitter) beliebig ausgedehnt werden. Für eine sehr tiefe untere Grenzfrequenz oder bei sehr hohen Anforderungen an den Phasengang ist manchmal jedoch der Aufwand nicht tragbar; ferner hat die Anwendung großer Kopplungskapazitäten und hoher Gitterableitwiderstände den Nachteil einer hohen Zeitkonstante: Gelingt ein Impuls hoher Spannung (Schaltstoß) auf den Verstärker, so wird er für längere Zeit blockiert.

Man verwendet in solchen Fällen Entzerrungsschaltungen für tiefe Frequenzen. Eine solche Schaltung mit RC-Gliedern zeigt Bild 1. In Serie zum ohmschen Arbeitswiderstand R_a liegt die Parallelschaltung des Kondensators C_a und dem Widerstand R_v . Die Wirkungsweise beruht auf dem Anstieg der Impedanz dieser Parallelschaltung von C_a und R_v bei tiefen Frequenzen, damit steigt auch der wirksame Außenwiderstand an.

1. Bemessung für den Ausgleich des Einflusses des Kopplungsgliedes

Unter der Voraussetzung, daß $R_v \gg \frac{1}{\omega C_a}$ ist, muß

$$R_a \cdot C_a = R_g'' \cdot C_g \quad (1)$$

sein, damit ein völliger Ausgleich des Einflusses von R_g'' und C_g auf Frequenz- und Phasengang stattfindet. In der Praxis reicht es aus, wenn

$$R_v > \frac{10}{\omega C_a} \quad (2)$$

gewählt wird. Darin ist $\omega = 2 \pi f$ und f die niedrigste interessierende Frequenz.

2. Bemessung für den Ausgleich des Einflusses der Katodenkombination

Für völligen Ausgleich des durch die Katodenkombination $R_k || C_k$ verursachten Abfalls der Ausgangsspannung bei tiefen Frequenzen muß sein:

$$R_v \cdot C_a = R_k \cdot C_k \quad (3)$$

und

$$R_v = R_k \cdot S \cdot R_a \quad (4)$$

darin ist S die Steilheit der Röhre. Hierbei ist vorausgesetzt, daß $R_g'' \gg R_a$ ist, was in der Praxis immer erfüllt wird. Ferner muß der Innenwiderstand der Anodenspannungsquelle klein sein gegen R_v , was auch in der Praxis zutrifft.

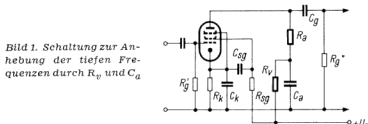


Bild 1. Schaltung zur Anhebung der tiefen Frequenzen durch R_v und C_a

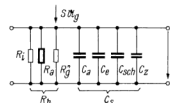


Bild 2. Ersatzschaltung des reinen Widerstandsverstärkers für die Berechnung der oberen Grenzfrequenz. C_s siehe Text

3. Bemessung für den Ausgleich des Einflusses der Schirmgitterkombination

Im allgemeinen kann die Zeitkonstante $R_{sig} \cdot C_{sig}$ der Schirmgitterkombination so groß gemacht werden, daß eine Kompensation ihres Einflusses bei tiefen Frequenzen nicht erforderlich ist.

Für sämtliche Formeln 1...4 wird vorausgesetzt, daß der Röhreninnenwiderstand $R_i \gg R_a$ und der Gitterableitwiderstand der folgenden Stufe $R_g \gg R_a$ ist, was für die betrachteten Verstärker immer zutrifft.

C. Entzerrung für hohe Frequenzen

In der normalen Widerstandsverstärkerschaltung liegt parallel zum Außenwiderstand R_a die Summenkapazität C_s , bestehend aus Ausgangskapazität C_a der Röhre plus Eingangskapazität C_g der folgenden Röhre plus Schalkkapazität C_{sch} , siehe Bild 2 und „Funktechnische Arbeitsblätter, Fi 21, 2. Ausgabe“. Die Gitteranodenkapazität kann bei Pentoden wegen ihrer Kleinheit im Vergleich zu der genannten Summenkapazität C_s meist vernachlässigt werden. Zu beachten ist hierbei jedoch, daß neben der Wert von C_{g2} direkt, sondern diejenige wirksame Kapazität C_g angesetzt wird, die sich durch die Rückwirkung über die Gitteranodenkapazität der folgenden Stufe ergibt. Ihre Größe ist:

$$C_g = C_{g2} (1 + V')$$

C_{g2} Gitteranodenkapazität der folgenden Stufe
 V' Verstärkung der folgenden Stufe

Siehe hierzu „Funktechnische Arbeitsblätter, Vs 83, Blatt 3 a, Abschnitt F“.

Die Summenkapazität $C_s = C_a + C_g + C_{sch} + C_s$ verursacht nun das Abfallen der Verstärkung bei hohen Frequenzen, da

der Scheinwiderstand der Parallelschaltung von R_0 und C_0 mit steigender Frequenz abnimmt. Das Verhältnis von Röhrensteilheit S zu dem durch die Röhre selbst bedingten Anteil $C_{0a} + C_0$ der Summenkapazität ist ein Maß für die Güte einer Röhre in Breitband-Verstärkerschaltung. Das gilt nicht nur für die Widerstands-Verstärkerschaltung, sondern in gleicher Weise für alle Arten von Breitband-Verstärkerschaltungen. Die Tabelle 1 enthält das Verhältnis $S/(C_{0a} + C_0)$ für einige der gebräuchlichsten HF-Verstärkerröhren.

Die obere Grenzfrequenz der reinen Widerstandsverstärkerschaltung (Bild 2) ist erreicht, wenn

$$\frac{1}{2\pi f C_0} = R_{01}, \text{ dann ist } V = \frac{V_{\max}}{\sqrt{2}}$$

Durch Einfügen weiterer Blindwiderstände in das Koppelnetzwerk kann diese obere Grenzfrequenz nun nach höheren Frequenzen verschoben und damit der frequenzlineare Übertragungsbereich des Verstärkers nach oben hin vergrößert werden. Die damit entstehenden Koppelnetzwerke kann man in zwei Gruppen einteilen: In die Gruppe der Zweipol-

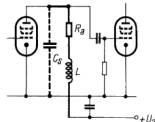


Bild 2. Anhebung der oberen Grenzfrequenz durch L_0 . Prinzipschaltbild. Bemessung siehe Formeln (8) und (12) auf Blatt 2

Tabelle 1

Röhrentyp	Steilheit S	$C_{0a}^{1)}$	C_0	C_{0st}	S
	$\frac{mA}{V}$	pF	pF	pF	$\frac{S}{C_{0a} + C_0}$
C 3 m	6,5	8	6	0,018	0,46
D 3 a	35	17	2	0,035	1,84
EF 13	2,3	6,3	7,8	< 0,005	0,16
EF 14 ²⁾	7,0 (9,5)	9,0	8,0 (10)	< 0,01 (< 0,1)	0,41 (0,5)
EF 50	6,5	8,3	5,2	< 0,007	0,48
EF 42	9,0	9,4	4,3	< 0,006	0,66
EF 80	7,4	7,5	3,3	< 0,007	0,685
EF 85	5,7	7,2	3,4	< 0,007	0,54
EF 89	4,4	5,5	5,1	< 0,002	0,415
EF 800	7,5	8,1	3,4	< 0,007	0,65
EF 802	8	7,6	1,9	< 0,020	0,84
EL 803	10,5	10,4	8,0	< 0,100	0,57
EL 804	10	13	8,0	< 0,150	0,475
E 83 F	8,2	8,5	3,6	< 0,015	0,68
E 180 F	16,5	7,9	2,9	< 0,030	1,53
6 AK 5	—	—	—	—	—
EF 95	5,1	4,0	2,85	< 0,020	0,74
5654	—	—	—	—	—
6 AC 7	9	11	5	< 0,015	0,56
6 AG 7	7,7	13	7,5	< 0,060	0,38
18042	8,2	8,5	3,6	< 0,015	0,68

1) Kapazitäten bei kalter Röhre

2) Werte in Klammern = Bremsgitter an Anode.

netzwerke, bei denen Anode der einen und Gitter der folgenden Röhre an dem gleichen Punkt, und die Gruppe der Vierpolnetzwerke, bei denen diese Anschlüsse an verschiedenen Punkten des Netzwerkes angeschlossen sind.

Dieses Arbeitsblatt behandelt einfache

Zweipolnetzwerke,

die besonders deswegen sehr gebräuchlich sind, weil ihr Abgleich unkritisch und ihre Bemessung sowie der konstruktive Aufbau einfach ist.

Die Zweipolnetzwerke können als Spezialfälle von Tiefpaßfiltern angesehen werden. Wie die theoretische Betrachtung solcher Filter zeigt, ist die höchstmögliche Impedanz Z_{\max} , die an den Anschlußklemmen von C_1 durch Ergänzung mit anderen Blindwiderständen erreicht werden kann, wenn sie konstant in ihrer Größe bis zur höchsten Frequenz F des linearen Übertragungsbereiches sein soll

$$Z_{\max} = \frac{1}{\pi F C_0} = 2 X_0 \quad (5)$$

$$\left(X_0 = \frac{1}{2\pi F C_0} \right)$$

Diese theoretisch maximal mögliche Impedanz und damit die maximale Verstärkung

$$V_{\max} = S \cdot Z_{\max} = \frac{S}{\pi \cdot F C_0} \quad (6)$$

ist aber nur mit sehr aufwendigen Zweipolnetzwerken zu erreichen und wird daher praktisch nicht eingestellt.

Die einfachste und sehr gebräuchliche Zweipolkoppelschaltung (Bild 3) entsteht aus dem reinen Widerstandsverstärker dadurch, daß in Serie zu dem Widerstand R_0 eine Induktivität L geschaltet wird. Sie ergänzt das Netzwerk zu einem Schwingungskreis, gebildet aus $C_0 - L - R_0$. Dessen Resonanzfrequenz f_0 wird auf etwa das 1,4fache derjenigen Frequenz F gelegt, bis zu der die Übertragungskurve praktisch gleichmäßig verlaufen soll. Die Dämpfung des Schwingkreises ist sehr hoch. Bei der Frequenz F hat der Schwingkreis eine erhöhte Impedanz und damit ergibt sich ein Verstärkungsanstieg, der den Verstärkungsverlust, der durch die Parallelkapazität C_0 hervorgerufen wurde, gerade aufhebt.

Die Tabelle 2 gibt eine Übersicht über die Eigenschaften einiger Schaltungen bei verschiedenen Bemessungen nach den Formeln 8, 12, 14 und 15 auf dem folgenden Blatt. Die Bemessung nach (8) ergibt dabei für Bild 3 einen möglichst gleichmäßigen Amplitudenverlauf, während die Bemessung nach (12) einen möglichst gleichmäßigen Phasenverlauf anstrebt.

Tabelle 2

Schaltung	Relative Spannungsverstärkung	Verstärkungsänderung bis zur Frequenz F	Maximale Phasenverzögerung bis zur Frequenz F
Bild 3 Bemessung (8)	1,0	2 %	$\frac{0,023}{F}$
Bild 3 Bemessung (12)	0,85	3,5 %	$\frac{0,0077}{F}$
Bild 4 Bemessung (14)	1,2	2 %	$\frac{0,012}{F}$
Bild 5 Bemessung (15)	1,5	3,5 %	$\frac{0,012}{F}$

Phasenverzögerung in $\mu\text{sec}/\text{MHz}$

1. Bemessung der Schaltung Bild 3 für möglichst gleichmäßigen Amplitudenverlauf

F = gewünschte obere Frequenz, bis zu der praktisch gleichmäßige Verstärkung erreicht werden soll.

f_0 = errechnete Resonanzfrequenz aus Parallelkapazität C_B und Induktivität L .

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_B L}}$$

Q_0 = Güte des Resonanzkreises $C_B - L - R_k$ bei der Frequenz f_0 ;

$$Q_0 = \frac{R}{2\pi f_0 L}$$

X_{FCB} = Blindwiderstand der Parallelkapazität C_B bei der Frequenz F

X_{FL} = Blindwiderstand der Induktivität L bei der Frequenz F

Die Verstärkung ist praktisch gleichmäßig bis zu der Frequenz F , wenn R_k und L bei gegebenem C_B so gewählt werden, daß

$$\frac{F}{f_0} = 0,707 \text{ und } Q_0 = 0,707 \quad (7)$$

Damit betragen die Werte für die Schaltelemente

$R_k = 1,0 \cdot X_{FCB}$	$X_{FL} = 0,5 \cdot X_{FCB}$	(8)
oder		

$R_k = \frac{159}{F \cdot C_B}$	$L = \frac{12700}{F^2 \cdot C_B}$	(9)
[kΩ] [MHz · pF]	[μH] [MHz · pF]	

Aus diesen Formeln ist die umstehende Rechentafel abgeleitet; wenn zwei von den vier Größen R_k , L , C_B und F bekannt sind, können die übrigen zwei aus der Tafel entnommen werden.

Beispiel: C_B gemessener Wert = 40 pF, gewünschte Grenzfrequenz $F = 2$ MHz. Damit wird der ohmsche Widerstand $R_k = 2$ kΩ und die Induktivität $L = 80$ μH.

2. Bemessung der Schaltung Bild 3 für möglichst gleichmäßigen Phasenverlauf

Die Bedingung für möglichst gleichmäßigen Phasenverlauf lautet

$$\frac{F}{f_0} = 0,6 \text{ und } Q_0 = 0,585 \quad (10)$$

Damit wird aber die Verstärkung erheblich geringer als bei der Bemessung nach (7). Einen guten Kompromiß erreicht man mit folgender Bemessung:

$$\frac{F}{f_0} = 0,55 \text{ und } Q_0 = 0,65 \quad (11)$$

Damit ergeben sich die Werte für die Schaltelemente zu:

$R_k = 0,85 \cdot X_{FCB}$	$X_{FL} = 0,3 \cdot X_{FCB}$	(12)
oder		

$R_k = \frac{135}{F \cdot C_B}$	$L = \frac{7600}{F^2 \cdot C_B}$	(13)
[kΩ] [MHz · pF]	[μH] [MHz · pF]	

3. Bemessung der Schaltungen Bild 4 und Bild 5

Durch Einschalten zusätzlicher Blindwiderstände nähert man sich mehr dem vorerwähnten Optimum der Verstärkung (siehe Gl. 6). Jedoch muß bedacht werden, daß zwar unterhalb der Grenzfrequenz F bei richtiger Bemessung der Schaltung der Phasenverlauf gleichmäßig ist, oberhalb F jedoch die Änderung des Phasenwinkels um so steiler erfolgt, je komplizierter das Netzwerk ist.

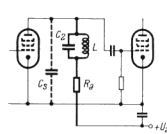


Bild 4. Anhebung der oberen Grenzfrequenz durch L und C_2 . Prinzipschaltbild. Bemessung siehe (14)

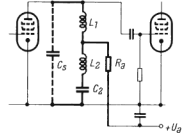


Bild 5. Anhebung der oberen Grenzfrequenz durch L_1 , L_2 und C_2 . L_1 und L_2 sind nicht miteinander gekoppelt. Bemessung siehe (15)

Für die Schaltung Bild 4 ist zu wählen:

$$\begin{aligned} X_{FC2} &= 1,50 \cdot X_{FCB} \\ X_{FL} &= 0,54 \cdot X_{FCB} \\ R_k &= 1,2 \cdot X_{FCB} \end{aligned} \quad (14)$$

Sie liefert eine um etwa 20% höhere Verstärkung als die Schaltung Bild 3 und einer Bemessung nach (8).

Für die Schaltung Bild 5 ist zu wählen:

$$\begin{aligned} X_{FC2} &= 3,33 X_{FCB} \\ X_{FL1} &= 1,8 X_{FCB} \\ X_{FL2} &= 1,2 X_{FCB} \\ R_k &= 1,5 X_{FCB} \end{aligned} \quad \left. \begin{array}{l} L_1 \text{ und } L_2 \text{ nicht miteinander gekoppelt} \\ (15) \end{array} \right\}$$

Diese Schaltung liefert eine um 50% höhere Verstärkung als die Schaltung Bild 3 und einer Bemessung nach (8).

Die Tabelle 2 faßt die Ergebnisse zusammen, die mit den beschriebenen Schaltungen zu erreichen sind.

4. Der praktische Abgleich der Schaltungen

Nach den Bemessungsvorschriften ist das Verhältnis $\frac{F}{f_0}$ bekannt und damit bei vorgegebener oberer Grenzfrequenz F die Frequenz f_0 . Man schließt zum Abgleich von L nun den ohmschen Außenwiderstand R_k kurz und verändert L , bis die Verstärkungskurve bei f_0 ein Maximum aufweist.

Ferner ist nach der Bemessungsvorschrift Q_0 bekannt. Um den geforderten Wert mit R_k einzustellen, wird L kurzgeschlossen und bei einer eingestellten Meßfrequenz von der Größe $Q_0 \cdot f_0$ der Widerstand R_k so lange verändert, bis die Verstärkung auf den 0,707fachen Wert der Verstärkung bei mittleren Frequenzen abfällt.

Auch die Schaltung 4 kann man in ähnlicher Weise einstellen, sie geht ja aus Bild 3 durch Hinzufügen von C_2 hervor: Zunächst wird C_2 abgeklemmt und L sowie R_k werden nach dem eben beschriebenen Verfahren abgeglichen für die Bedingung $f_0 = 1,36 \cdot F$ und $Q_0 = 0,62$. Ist dies geschehen, so wird R_k kurzgeschlossen und C_2 angeschaltet und sein Wert so eingestellt, daß das Maximum der Verstärkungskurve bei der Frequenz $0,95 \cdot F$ erscheint.

Rechentafel für Breitbandverstärkerstufen

