

Mit der Schaffung von Pentoden wurde es in vielen Fällen überflüssig, der Anodenspannungs-Rückwirkung Beachtung zu schenken, da bei deutschen Röhren (z. B. Telefonen-Valvo EF 11, EF 41) Werte für die kritische Gitter-Anoden-Kapazität von $< 2 \cdot 10^{-3}$ pF erreicht werden konnten. Mit dem Übergang zu höheren Arbeitsfrequenzen und der Verwendung von Röhren höherer Steilheit und demzufolge auch höheren C_{ga} -Werten kann aber der Einfluß der Rückkopplung über diese Kapazität nicht mehr vernachlässigt werden. Besonders kritisch ist der Fall, wenn es sich um hochverstärkende selektive Schaltungen handelt, weil hier zu der Gefahr der Schwingneigung noch die der Verzerrung der Durchlaßkurve kommt. Die Behandlung dieses Problems ist deshalb besonders beim Zwischenfrequenzteil im Rundfunkempfänger wichtig.

A. Prinzipschaltung (Bild 1)

Die an der Anode stehende Spannung teilt sich an \mathfrak{R}_1 und \mathfrak{R}_2 auf. Zwischen Gitter und Katode steht dann der durch

$$u_a \cdot \frac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2} = u_K \text{ gegebene}$$

$$\text{ne Anteil. } \left[\mathfrak{R}_1 = \frac{1}{j\omega C_{ga}} \right]$$

Je nach Größe und Phasenlage von u_K im Vergleich zu u_g ergibt es sich, ob Gegenkopplung oder Mitkopplung (Schwingneigung) vorhanden ist.

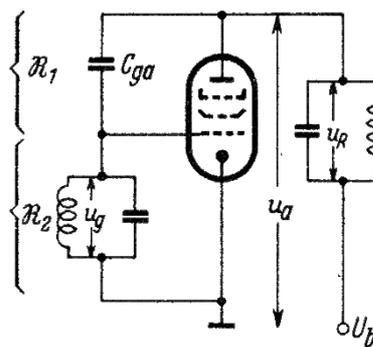


Bild 1. Verstärkerschaltung mit Einzelkreisen

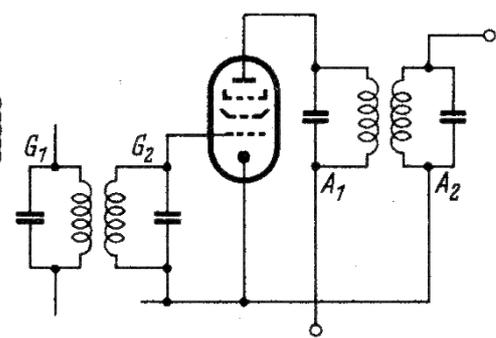


Bild 1a. Verstärkerschaltung mit Bandfiltern

B. Die Auswirkung der Kopplung über C_{ga}

Vorausgesetzt: gleiche Kreiswerte im Eingang und Ausgang.

1. Schwingneigung

Ist die Kopplung über C_{ga} genügend groß, dann erregt sich die Frequenz, für die der Kreis – bezogen auf seine Resonanzfrequenz – um 45° nach der induktiven Seite verstimmt ist. Das läßt sich an Hand des Vektordiagramms von Bild 2 zeigen. Gegeben ist u_g . In Phase damit liegt i_a . Der Anodenkreis ist nach der induktiven Seite um 45° verstimmt. Die Wechselspannung am Kreis (u_R) ist also um 45° nacheilend. Die Spannung an der Anode – gegeben durch die Differenz von Gleichspannung U_b und u_R – ist dadurch um 180° gegen u_R phasenverschoben. Sie wird im Vektordiagramm durch den Vektor u_a dargestellt. Wenn nun $\mathfrak{R}_2 \ll \mathfrak{R}_1$ ist, so ist der durch \mathfrak{R}_1 u. \mathfrak{R}_2 fließende Strom rein kapazitiv. ($i_{C_{ga}}$ in Bild 2). Die von ihm an \mathfrak{R}_2 erzeugte Spannung u_K ist gegenüber $i_{C_{ga}}$ -- wegen der induktiven Verstimmung – um 45° nacheilend und somit in Phase mit u_g .

2. Verformung der Resonanzkurve

Ist die Kopplung über C_{ga} kleiner als es für Selbsterregung erforderlich wäre, dann ist aber immer noch mit einer Verformung der Durchlaßkurve dieser Stufe zu rechnen.

Stimmt man die Arbeitsfrequenz durch, so ergibt sich nach dem unter B1 gesagten für eine

Verstimmung nach der induktiven Seite eine Mitkopplung – die Durchlaßkurve wird angehoben. Ein charakteristischer Punkt ist der bei dem i_e Arbeitsfrequenz um -45° gegen die Resonanzfrequenz des Kreises verstimmt ist, weil dann u_g und u_K in Phase sind (s. Bild 2).

Für eine Verstimmung nach der kapazitiven Seite dagegen ergibt sich eine Gegenkopplung – die Durchlaßkurve wird abgesenkt. Auch hier finden wir einen charakteristischen Punkt dann, wenn die Arbeitsfrequenz um $+45^\circ$ gegen die Resonanzfrequenz verstimmt ist. u_g und u_K sind dann um 180° phasenverschoben (Bild 3).

C. Die Formeln und Kurven zur Bestimmung der Rückwirkung

Selbsterregung wird vermieden, wenn $C_{ga} < \frac{2}{\omega R_0^2 \cdot S} = \frac{2}{\omega R_0 V_0}$ ist (1)

(R_0 = Resonanzwiderstand des Gitter- oder Anodenkreises, $V_0 = S \cdot R_0$ = Verstärkung unter der Annahme: $C_{ga} = 0$).

Formel (1) ergibt sich in folgender Weise:

Da die Selbsterregung bei Verstimmung um 45° gegen die Resonanzfrequenz erfolgt, hat dann der Kreis den Widerstand $R_0/\sqrt{2}$ (s. a. Funktechnische Arbeitsblätter, Sk 01/2a).

Dan ist:

$$u_R = i_a \cdot \frac{R_0}{\sqrt{2}}$$

$$u_R = S \cdot u_g \cdot \frac{R_0}{\sqrt{2}}$$

$$i_{C_{ga}} = \frac{u_R}{\omega C_{ga}} = S \cdot u_g \cdot \frac{R_0}{\sqrt{2}} \cdot \omega C_{ga}$$

$$u_K = S \cdot u_g \cdot \frac{R_0}{\sqrt{2}} \cdot \omega C_{ga} \cdot \frac{R_0}{\sqrt{2}}$$

$$\frac{u_K}{u_g} = \frac{1}{2} S \cdot R_0^2 \omega C_{ga}$$

Im Fall der Selbsterregung muß $u_K = u_g$ sein, also

$$\frac{u_K}{u_g} = 1 = \frac{1}{2} S R_0^2 \omega C_{ga}$$

Mit Rücksicht auf die Störungen von Röhren und Schaltmitteln, vor allem aber im Hinblick auf die Deformation der Durchlaßkurve muß man die in (1) gegebene Bedingung weit unterschreiten.

In Bild 4 ist über $\frac{u_K}{u_g}$ das Verhältnis der beiden Verstärkungswerte $\frac{V_{(-45^\circ)}}{V_{(+45^\circ)}}$

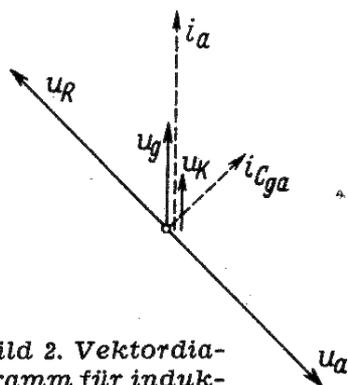


Bild 2. Vektordiagramm für induktiv verstimmten Anodenkreis

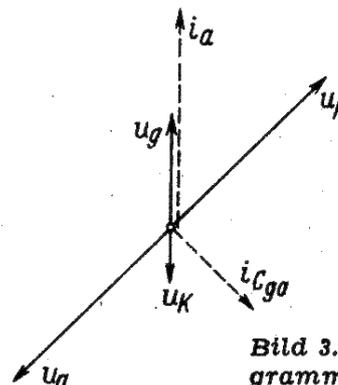


Bild 3. Vektordiagramm für kapazitiv verstimmten Anodenkreis

Je nach den durch das Gerät gestellten Qualitätsforderungen kann an Hand dieses Bildes entschieden werden, welche maximale

Rückkopplung $\left(\frac{u_K}{u_g}\right)$ man zulassen darf, ohne daß

die mögliche Unsymmetrie der Durchlaßkurve überschritten wird.

$V_{(-45^\circ)}$ gibt die Verstärkung bei Verstimung nach der induktiven Seite um 45° ,

$V_{(+45^\circ)}$ bei Verstimung nach der kapazitiven Seite an.

Im ungestörten Fall müßte $V_{(-45^\circ)} = V_{(+45^\circ)}$ sein. Ist $V_{(-45^\circ)} > V_{(+45^\circ)}$ bedeutet das eine Unsymmetrie.

Die Kurve (Bild 4) ist mit folgenden Formeln gewonnen worden:

$$V_{(-45^\circ)} = V_0 \cdot \frac{1}{1 - \frac{u_K}{u_g}} \quad (\text{reine Mitkopplung; } u_K \text{ und } u_g \text{ phasengleich})$$

phasengleich)

$$V_{(+45^\circ)} = V_0 \cdot \frac{1}{1 + \frac{u_K}{u_g}} \quad (\text{reine Gegenkopplung; } u_K \text{ und } u_g \text{ } 180^\circ \text{ phasenverschoben})$$

u_g 180° phasenverschoben)

Läßt man z. B. eine Unsymmetrie

von 1:1,5 zu, so darf laut Bild 4 $\frac{u_K}{u_g}$

nicht größer als 0,2 sein.

In diesem Fall gilt also nach (2) für die Dimensionierung der Schaltung folgende Bedingung

$$0,2 = \frac{1}{2} S R_0^2 \cdot \omega C_{ga}$$

Für die wichtige Zwischenfrequenz 10,7 MHz wird in Bild 5 gezeigt,

welches Verhältnis $\frac{u_K}{u_g}$ sich für

gegebenes R_0 , S und C_{ga} einstellt.

Dagegen läßt sich aus Bild 6 für den Frequenzbereich von 0,1...500 MHz der zulässige Wert von R_0 bei gegebenem S und C_{ga} ablesen, wenn gegen Schwingen fünffache

Sicherheit, also $\frac{u_K}{u_g} = 0,2$ angesetzt

wird.

Die bisherigen Überlegungen bezogen sich auf den Fall je eines

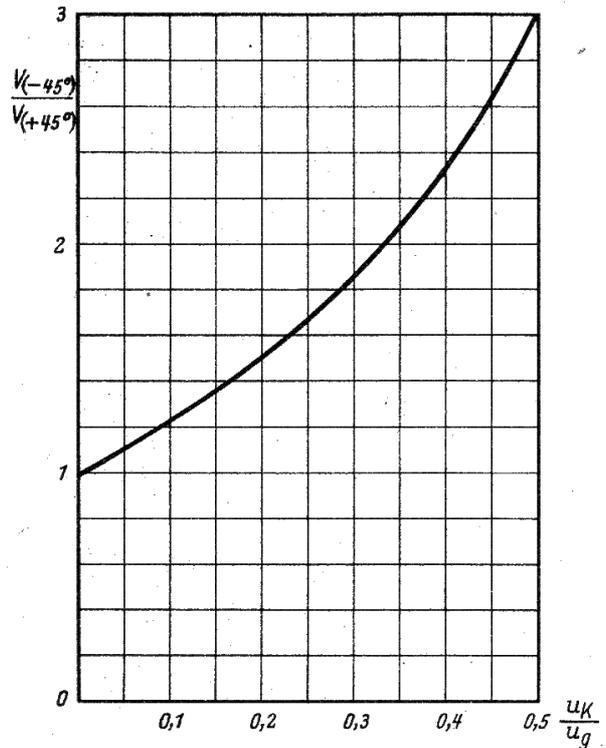


Bild 4. Deformation der Durchlaßkurve in Abhängigkeit von u_K/u_g

Bild 5. Bestimmung der Größe u_K/u_g aus gegebenen R_0 , S und C_{ga} für 10,7 MHz

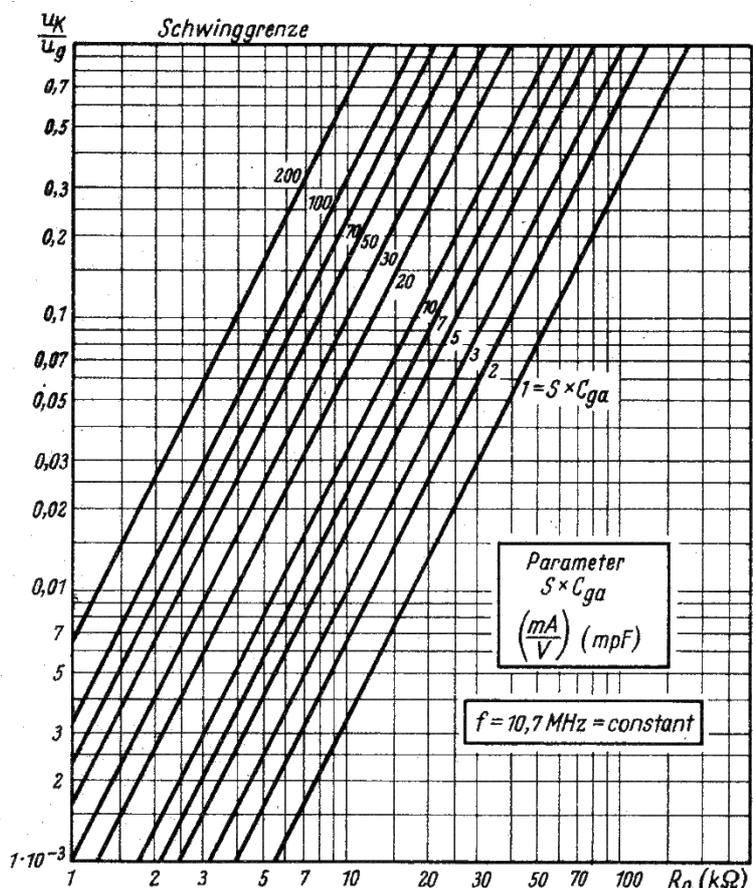


Bild 5. Bestimmung der Größe $\frac{u_K}{u_g}$ aus gegebenen R_0 , S und C_{ga} für 10,7 MHz

Einzelkreises in Gitter und Anode.

Der Regelfall sieht aber bei Zwischenfrequenzverstärkung die Verwendung von Bandfiltern vor. Grundsätzlich sind hier noch die Rückwirkungen des jeweiligen Sekundärkreises auf den Gitter bzw. den Anodenkreis zu berücksichtigen. Dabei ändert sich zwar nichts Wesentliches an der vorhergehenden Darstellung.

Es ist aber hinsichtlich der einzukalkulierenden Sicherheit folgendes festzustellen (gilt für kritisch gekoppelte Filter und gleiche Einzelkreise):

Bemißt man die Schaltung für abgestimmtes Filter auf 5fache Sicherheit, so bedeutet das, daß bei Verstimmung eines Kreises diese Sicherheit auf $\sqrt[5]{4} = 1,25$ heruntergeht (Bild la). Verstimmt man – kritische Kopplung vorausgesetzt – Kreis A_2 , so steigt R_o auf das Doppelte. Um den gleichen Sicherheitsgrad zu erreichen, müßte C_{ga} auf $1/4$ reduziert werden, oder – bei festgehaltenem C_{ga} – sinkt, wie angegeben die Sicherheit auf $1,25$. Mit dem Fall des verstimmt Einzelkreises ist aber zu rechnen, denn es muß auch verhindert werden, daß beim Abgleichen der Filter Schwingen auftritt. Eine Sicherheit von $1,25$ ist aber für diese Bedingung nicht ausreichend. Wählt man umgekehrt 5-fache Sicherheit bei verstimmt Einzelkreis, so bedeutet das für den abgestimmten Betrieb 20fache Sicherheit.

Es empfiehlt sich deshalb, mit einer 2,5fachen Sicherheit bei verstimmt Einzelkreis, das heißt 10facher Sicherheit bei abgestimmtem Bandfilter zu rechnen.

Formelzusammenstellung

Kritischer Wert für C_{ga} (Selbsterregungsgrenze)

$$C_{ga(kr)} = \frac{2}{S \cdot R_o^2 \cdot \omega}$$

Kritischer Außenwiderstand

$$R_o(kr) = \sqrt{\frac{2}{S \cdot C_{ga} \cdot \omega}}$$

Kritische Verstärkung

$$V_{(kr)} = S \cdot R_o = \sqrt{\frac{2 \cdot S}{C_{ga} \cdot \omega}}$$

Bei 5facher Sicherheit
(Einzelkreise)

$$C_{ga(5)} = \frac{0,4}{S \cdot R_o^2 \cdot \omega}$$

$$R_o(5) = \sqrt{\frac{0,4}{S \cdot C_{ga} \cdot \omega}}$$

$$V_{(5)} = \sqrt{\frac{0,4 \cdot S}{C_{ga} \cdot \omega}}$$

(R_o = Resonanzwiderstand
des Einzelkreises)

Bei 10facher Sicherheit
(abgestimmte Bandfilter)

$$C_{ga(10)} = \frac{0,2}{S \cdot R_o^2 \cdot \omega}$$

$$R_o(10) = \sqrt{\frac{0,2}{S \cdot C_{ga} \cdot \omega}}$$

$$V_{(10)} = \sqrt{\frac{0,2 \cdot S}{C_{ga} \cdot \omega}}$$

(R_o = Resonanzwiderstand
des abgestimmten Band-
filters)

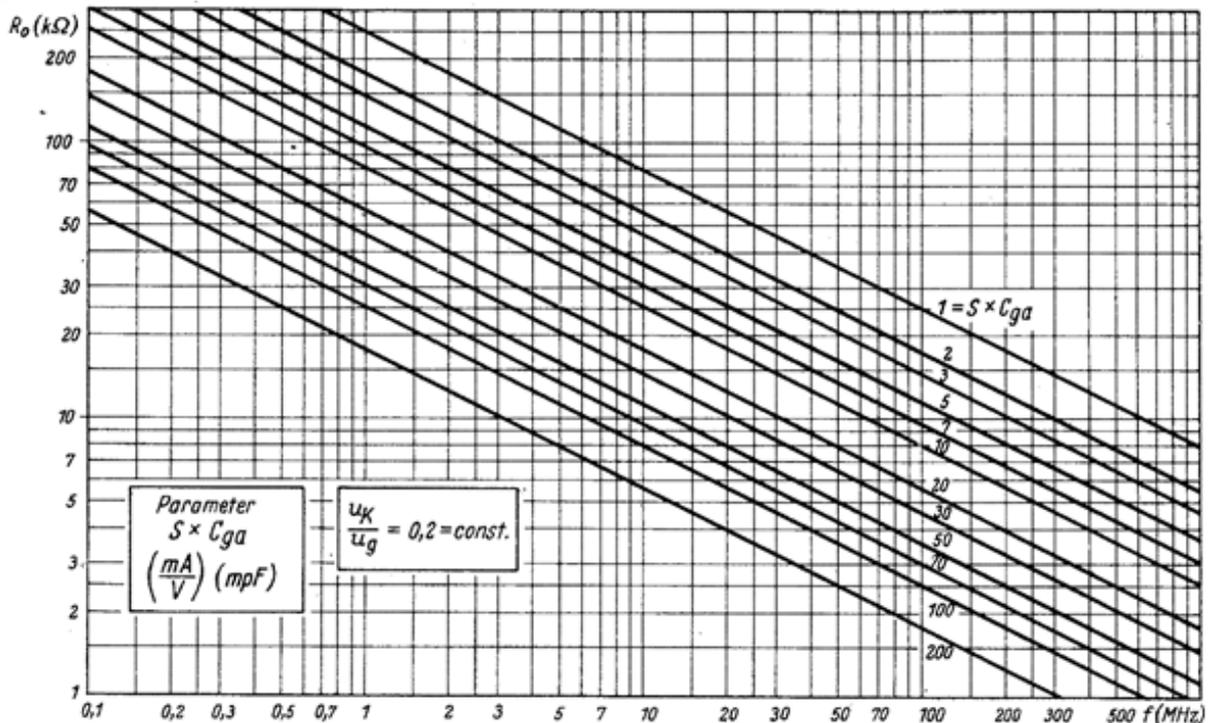


Bild 6. Bestimmung des max. Wertes von R_o für gegebene Frequenz, Steilheit und Gitter/Anoden-Kapazität. Dabei ist u_k/u_g mit $0,2$ angenommen, das heißt 5fache Sicherheit bei Einzelkreis oder abgestimmten Bandfilter.

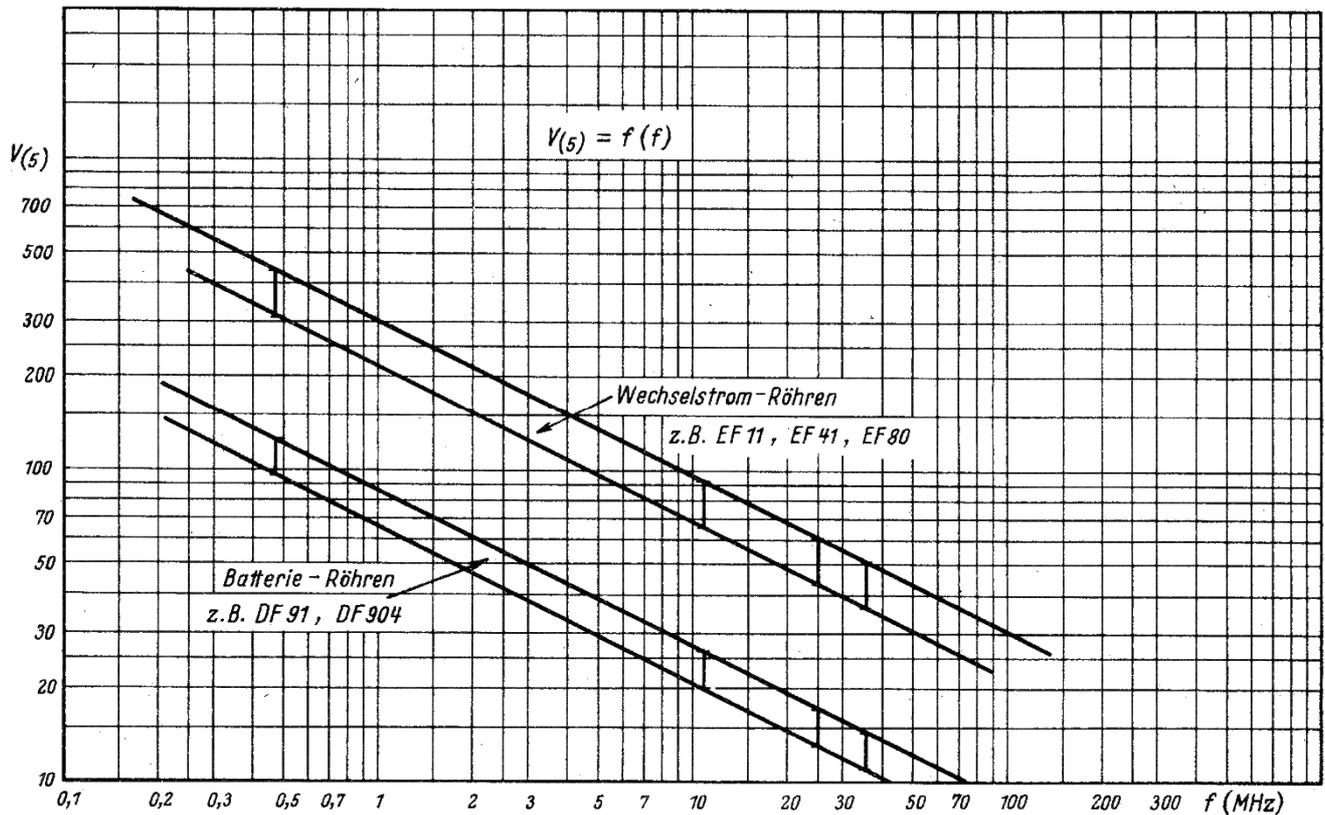


Bild 7. Max. Verstärkung je Verstärkerstufe für verschiedene Frequenzen und Röhren, dargestellt für 5fache Sicherheit. Um die Werte für 10 fache Sicherheit (für abgestimmte Bandfilter) zu erhalten, sind die Kurvenwerte durch $\sqrt{2}$ zu dividieren.

	470 kHz	10,7 MHz	25 MHz	35 MHz
$C_{ga} (kr)$	$\frac{680\ 000}{S \cdot R_0^2}$	$\frac{29\ 800}{S \cdot R_0^2}$	$\frac{12\ 700}{S \cdot R_0^2}$	$\frac{9\ 100}{S \cdot R_0^2}$
$R_0 (kr)$	$\frac{825}{\sqrt{S \cdot C_{ga}}}$	$\frac{173}{\sqrt{S \cdot C_{ga}}}$	$\frac{113}{\sqrt{S \cdot C_{ga}}}$	$\frac{96}{\sqrt{S \cdot C_{ga}}}$
$V_{(kr)}$	$825 \cdot \sqrt{\frac{S}{C_{ga}}}$	$173 \cdot \sqrt{\frac{S}{C_{ga}}}$	$113 \cdot \sqrt{\frac{S}{C_{ga}}}$	$96 \cdot \sqrt{\frac{S}{C_{ga}}}$
$C_{ga} (b)$	$\frac{136\ 000}{S \cdot R_0^2}$	$\frac{5\ 950}{S \cdot R_0^2}$	$\frac{2\ 540}{S \cdot R_0^2}$	$\frac{1\ 820}{S \cdot R_0^2}$
$R_0 (b)$	$\frac{370}{\sqrt{S \cdot C_{ga}}}$	$\frac{77,2}{\sqrt{S \cdot C_{ga}}}$	$\frac{50,5}{\sqrt{S \cdot C_{ga}}}$	$\frac{42,7}{\sqrt{S \cdot C_{ga}}}$
$V_{(b)}$	$370 \cdot \sqrt{\frac{S}{C_{ga}}}$	$77,2 \cdot \sqrt{\frac{S}{C_{ga}}}$	$50,5 \cdot \sqrt{\frac{S}{C_{ga}}}$	$42,7 \cdot \sqrt{\frac{S}{C_{ga}}}$
$C_{ga} (10)$	$\frac{68\ 000}{S \cdot R_0^2}$	$\frac{2\ 980}{S \cdot R_0^2}$	$\frac{1\ 270}{S \cdot R_0^2}$	$\frac{910}{S \cdot R_0^2}$
$R_0 (10)$	$\frac{261}{\sqrt{S \cdot C_{ga}}}$	$\frac{54,5}{\sqrt{S \cdot C_{ga}}}$	$\frac{35,5}{\sqrt{S \cdot C_{ga}}}$	$\frac{30}{\sqrt{S \cdot C_{ga}}}$
$V_{(10)}$	$261 \cdot \sqrt{\frac{S}{C_{ga}}}$	$54,5 \cdot \sqrt{\frac{S}{C_{ga}}}$	$35,5 \cdot \sqrt{\frac{S}{C_{ga}}}$	$30 \cdot \sqrt{\frac{S}{C_{ga}}}$

Tabelle 1 (C_{ga} in mpf = $10^{-15} F$, S in mA/V, R_0 in k Ω)

Röhre	S	C _{ga}	S · C _{ga}	√S · C _{ga}	S/C _{ga}	√S/C _{ga}
DF 91	0,9	10	9	3	0,09	0,3
DF 904	0,9	8	7,2	2,7	0,112	0,335
DF 906	1,7	25	42,5	6,5	0,067	0,26
EAf 42	2	2	4	2	1	1
EBF 11	1,8	2	3,6	1,9	0,9	0,95
EBF 15	5	3,5	17,5	4,2	1,43	1,2
EBF 80	2,2	2,5	5,5	2,34	0,88	0,94
EF 11	2,2	2	4,4	2,1	1,1	1,05
EF 12	2,1	2	4,2	2,05	1,05	1,03
EF 14	7	10	70	8,4	0,7	0,84
EF 15	6	5	30	5,5	1,2	1,1
EF 41	2,2	2	4,4	2,1	1,1	1,05
EF 80	7,2	7	50	7	1	1
EF 85	5,7	7	40	6,3	0,82	0,9

Für wichtige Frequenzen (Zwischenfrequenz für Normalwelle, für UKW, für Fernsehempfang) sind in Tabelle 1 Berechnungsformeln angegeben, in die jeweils nur noch die durch Kreis und Röhre bestimmten Werte R_0 , S , C_{ga} einzusetzen sind. Zur Erleichterung sind in Tabelle 2 für die gebräuchlichsten Röhren die Werte $\sqrt{S \cdot C_{ga}}$ und $\sqrt{S/C_{ga}}$ ausgerechnet.

In Bild 7 sind für die verschiedenen Röhren und Frequenzen die Werte für $V_{(5)}$ d. h. für die mögliche Verstärkung bei 5facher Sicherheit gegen Schwingen eingetragen.

Tabelle 2 zeigt, daß sich die Werte für $\sqrt{S/C_{ga}}$ innerhalb jeder der beiden

Röhrenguppen (Batterie- und Wechselstrom röhren) nicht wesentlich voneinander unterscheiden. Das bedeutet, daß bei steilen Röhren zunächst keine größere Verstärkung als bei Röhren mit kleiner Steilheit zu erwarten ist.

An den Unterschieden im Wert $\sqrt{S \cdot C_{ga}}$ zwischen steilen und wenig steilen Röhren erkennt man aber, daß dieser maximale Verstärkungswert bei steilen Röhren mit wesentlich niedrigeren Resonanzwiderständen erreicht werden kann.

Das begründet den Vorteil der Verwendung steiler Röhren überall dort, wo hohe Resonanzwiderstände nicht zu erhalten sind,

sei es, daß das zu übertragende Frequenzband eine bestimmte Mindestbandbreite verlangt,

sei es, daß infolge hoher Frequenz die Kreisdämpfung zu hoch ist.

D Verringerung der Rückwirkung durch Teilankopplung (Bild 8)

Man kann die Spannung an der Anode und damit die über C_{ga} , auf das Gitter kommende Rückkopplungsspannung dadurch klein halten, daß man nur einen Teil des Anodenkreises ankoppelt.

Dann ergeben sich folgende Verhältnisse:

1. Vollangekoppelt: $u_{av} = u_g \cdot S \cdot R_0$
 $u_{g2v} = u_g \cdot S \cdot R_0$

2. Teilangekoppelt: $u_{at} = u_g \cdot S \cdot \ddot{u}^2 R_0$
 $u_{g2t} = u_g \cdot S \cdot \ddot{u}^2 R_0 \cdot 1/\ddot{u} = u_g \cdot S \cdot \ddot{u} R_0$

Vergleicht man die beiden Betriebsfälle miteinander, so ergibt sich

$$\frac{u_{at}}{u_{av}} = \frac{u_g \cdot S \cdot \ddot{u}^2 R_0}{u_g \cdot S \cdot R_0} = \ddot{u}^2$$

das heißt, die Anodenspannung und damit die Rückwirkung u_k geht mit \ddot{u}^2 , mit dem Quadrat der Teilankopplung herunter.

$$\frac{u_{g2t}}{u_{g2v}} = \frac{u_g \cdot S \cdot \ddot{u} R_0}{u_g \cdot S \cdot R_0} = \ddot{u} \quad \text{das heißt, die Stufenverstärkung wird mit } \ddot{u} \text{ kleiner.}$$

Dadurch, daß die Rückwirkung quadratisch, die Verstärkung aber nur linear erniedrigt wird, läßt sich diese Schaltung mitunter anwenden, ohne zuviel an Stufenverstärkung einbüßen zu müssen. Würde man bei voller Ankopplung R_0 erniedrigen, so würde die Stufenverstärkung im gleichen Verhältnis wie die Rückwirkung abnehmen, außerdem würde die Selektion des Kreises schlechter werden.

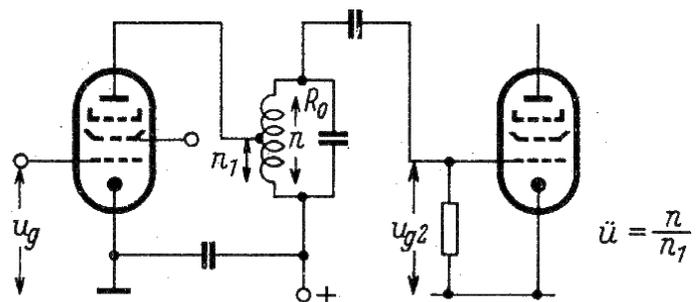


Bild 8. Verminderung der Rückwirkung durch angezapften Anodenkreis

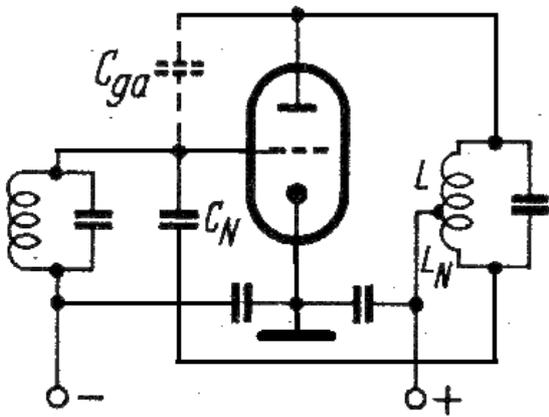


Bild 9a. Induktive Anodenneutralisation

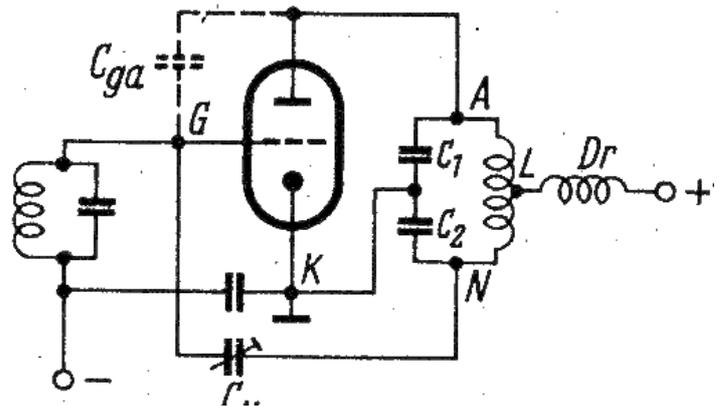


Bild 9b. Kapazitive Anodenneutralisation

E. Verringerung der Rückwirkung durch Neutralisation

Im Fall der Neutralisation wird dem Gitter eine Spannung von der Anode her zugeführt, die gegen den über C_{ga} auf das Gitter eingekoppelten Spannungsanteil um 180° phasenverschoben und größengleich ist.

Es lassen sich vier Schaltungen entwickeln, mit denen eine solche Neutralisation möglich ist (Bild 9a, 9b; 10a, 10b). In Bild 9a wird die gegenphasige Wechselspannung durch induktive Spannungsteilung im Anodenkreis gewonnen. Der Anodenkreis wird gewissermaßen über den Massepunkt hinaus erweitert.

Der Unterschied zwischen Bild 9a und 9b besteht nur darin, daß statt der induktiven eine kapazitive Spannungsteilung gewählt wird. Da in Bild 9a und 9b die zur Neutralisation notwendige Spannung im Anodenkreis gewonnen wird, spricht man von „Anoden-Neutralisation“.

Daß die Größe der Neutralisationsglieder aus der Brückenabgleichbedingung bestimmt werden kann, zeigt Bild 9c. Der Gitterkreis liegt im Brückenweig.

Wenn gilt: $\frac{C_N}{C_{ga}} = \frac{L_N}{L}$, dann ist die Neutralisationsbedingung erfüllt.

In Bild 10a und 10b werden von der Anode her zwei gleichphasige Spannungen dem Gitterkreis – aber an gegenphasigen Punkten – zugeführt. Dabei kann der Massepunkt an eine Anzapfung der Gitterkreisspule (Bild 10a) gelegt werden.

Aber auch hier läßt sich wieder eine kapazitive Unterteilung anwenden (Bild 10b). In beiden Fällen spricht man von „Gitterneutralisation“. Die dafür gültige Brückenschaltung ist in Bild 10c gezeigt.

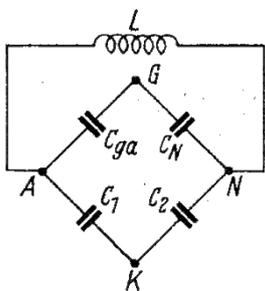


Bild 9c.
Brückenschaltung zu Bild 9b

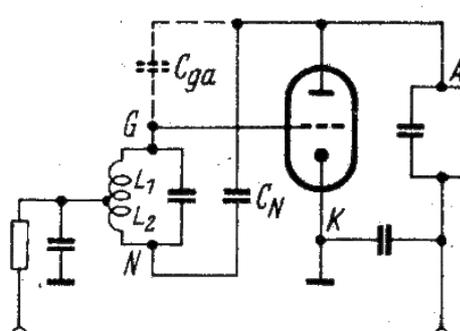


Bild 10a.
Induktive Gitterneutralisation

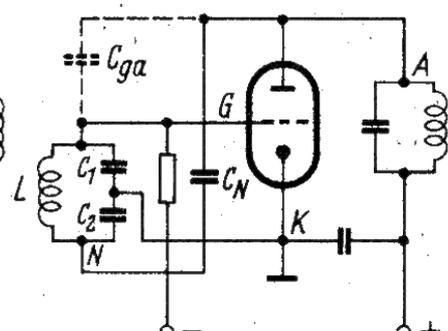
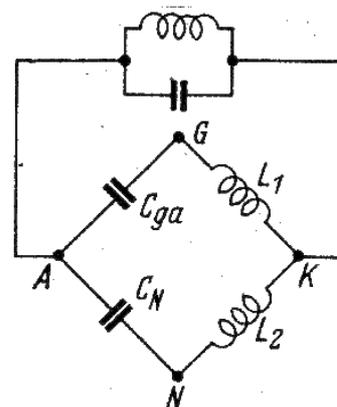


Bild 10 b.
Kapazitive Gitterneutralisation

Bild 10 c.
Brückenschaltung zu Bild 10 a



Eine sehr einfache Möglichkeit der Neutralisation ergibt sich dann, wenn eine Gegentaktschaltung vorliegt (Bild 11). Beide Anodenspannungen sind gegenphasig zueinander, so daß ihre Spannungsanteile nur den gegenüberliegenden Gittern zugeführt werden müssen.

Mit der in Bild 12 gezeigten Schaltung „der Schirmgitterneutralisation“ wird der gleiche Zweck wie in den Bildern 9 und 10 verfolgt. Der Vorteil der Anordnung nach Bild 12 besteht nur in sehr kleinem Schaltungsaufwand.

Diese Neutralisation beruht darauf, daß das Schirmgitter nicht wechselstrommäßig an Masse gelegt, sondern daß ihm eine Wechselspannung zugeführt wird, die der über C_{ga} auf das Steuergitter kommenden gegenphasig sein muß. Ein Teil dieser Hilfsspannung kommt dann über die Kapazität Schirmgitter/- Gitter auf das Steuergitter und kompensiert hier die C_{ga} -Rückkopplungsspannung.

Diese Hilfsspannung am Schirmgitter erhält man dadurch, daß man, wie Bild 12 zeigt, das Schirmgitter an den Fußpunkt des Anodenkreises, also vor den Siebkondensator C_s anschließt. Muß das Schirmgitter eine andere Gleichspannung als die Anode erhalten, dann ist Schaltung Bild 12a zweckmäßig. Hierbei ist dann $C_{sa} \gg C_s$ zu wählen. Die Ersatzschaltung für dieses Verfahren (Bild 12, 12a) zeigt Bild 3 und 13 a. Man sieht, daß die am Anodenkreis stehende Spannung durch die

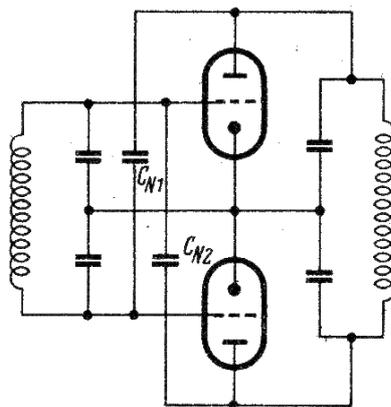


Bild 11. Neutralisation bei Gegentaktschaltung

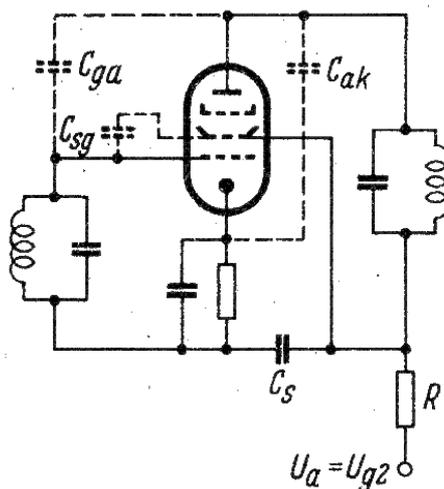


Bild 12. Schirmgitterneutralisation. Die Anodenspannung ist gleich der Schirmgitterspannung

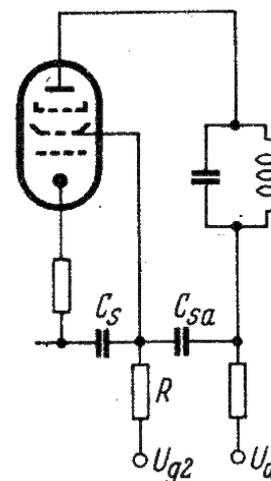


Bild 12a. Schirmgitterneutralisation. Das Schirmgitter erhält eine andere Gleichspannung als die Anode

beiden Kapazitäten C_{ak} und C_s aufgeteilt wird. Es ergibt sich wieder eine Brückenschaltung und die

Bedingung für Neutralisation lautet:
$$C_s = \frac{C_{ak} \cdot C_{sg}}{C_{ga}}$$

In die Schirmgitterleitung muß vor den Siebkondensator C_s ein Entkopplungswiderstand oder eine Drossel eingeschaltet werden, damit die an C_s entstehende Hf-Spannung nicht über das Netzgerät kurzgeschlossen wird. Dazu läßt sich der meist ohnehin vorhandene Schirmgittervorwiderstand ausnutzen.

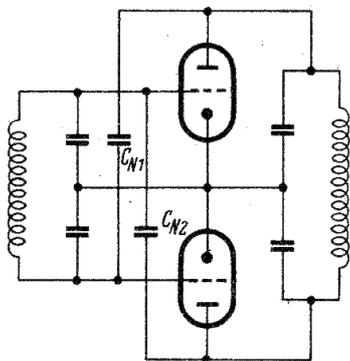


Bild 13.
Ersatzschaltung
zu Bild 12 und 12a

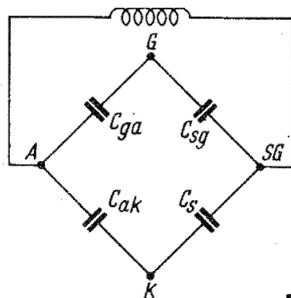


Bild 13a.
Brückenschaltung
zu Bild 12 und 12a

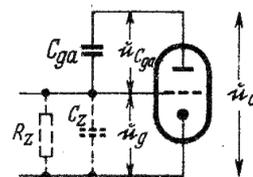


Bild 14.
Erhöhung der
Eingangskapazität
durch die Rückwirkung über
die Gitter/Anoden-Kapazität

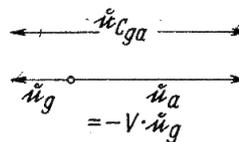


Bild 14a.
Phasenlage der
Spannungen im Resonanzfall
(zu Bild 14)

F. Die scheinbare Erhöhung der Röhreneingangskapazität (Bild 14)

Durch die Rückwirkung über die Gitter-Anoden-Kapazität erscheint die Eingangskapazität vergrößert.

Es werde der Resonanzfall betrachtet; in diesem Fall sind, wie Bild 14a zeigt, u_g und u_a , um 180° phasenverschoben.

Die Spannung $u_{C_{ga}}$ ist dann $|u_g| + |u_a| = u_g + u_a$. Da $u_a = V \cdot u_g$, ist also $u_{C_{ga}} = u_g + V \cdot u_g = u_g (V+1)$.

Demzufolge ist der durch C_{ga} fließende Blindstrom $(1 + V)$ mal größer als derjenige Blindstrom, der fließen würde, wenn die Ausgangswechselspannung nicht vorhanden wäre, das heißt also bei kalter Röhre. Dieser Blindstrom fließt über die Eingangsschaltung, so daß – von der Eingangsseite her betrachtet – von einer scheinbaren Vergrößerung der Eingangskapazität um den Betrag $C_z = C_{ga}(1+V)$ gesprochen werden kann.

Ist der Kreis nach der induktiven oder kapazitiven Seite verstimmt, so erhält auch der über C_{ga} fließende Strom eine andere Phasenlage als im eben betrachteten Resonanzfall.

Bei kapazitiver Verstimmung tritt dann neben der Kapazitätsvergrößerung noch eine Dämpfung (R_z) auf, bei induktiver Verstimmung ist zu C_z ein negativer Widerstand ($-R_z$) parallel geschaltet zu denken (s. a. Abschnitt B).

Schrifttum:

RADIO-MAGAZIN 1950, Nr.11, Seite370. A. Köhler, „Schädliche Rückkopplung im Zwischenfrequenzverstärker von UKW-FM-Empfängern“

FUNKSCHAU 1951, Nr.15, Seite 291. Dr. D. Hopf, „Die Stabilität von Zf-Verstärkern in AM-FM-Empfängern“

„Die Röhre im UKW-Empfänger“ Teil III, 1953, Seite 5, G. Schaffstein und R. Schiffel (Franzisz-Verlag)