

### A. Prinzipschaltung (Bild 1)

Der Arbeitswiderstand der Röhre liegt in der Katodenleitung. Die an ihm erzeugte Nutzspannung tritt gleichzeitig im Gitterkreis als Gegenkopplungsspannung auf. Da  $u_e$ , die Eingangsspannung, gleich  $u_g + u_k$  ist, muß  $u_k$ , d. h.  $u_a$  in dieser Schaltung immer kleiner als  $u_e$  sein. Die Verstärkung ist demnach immer kleiner als 1.

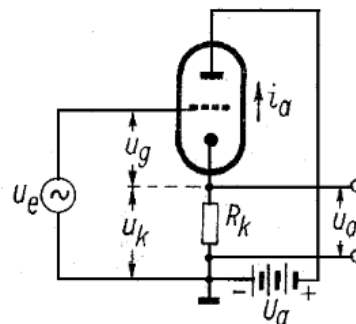


Bild 1. Prinzipschaltung eines Katodenverstärkers

### B. Wirkungsweise und Grundformeln

Für die Aufstellung der Gleichungen ist davon auszugehen, daß der an  $R_k$  entstehende Spannungsabfall  $u_k$  der Eingangsspannung  $u_e$  entgegenwirkt.

Eine Vergrößerung von  $u_e$  bedeutet eine Verschiebung des Gitterpotentials in positiver Richtung, damit eine Zunahme von  $i_a$ . Durch den an  $R_k$  erzeugten, erhöhten Spannungsabfall verschiebt sich das Potential der Katode ebenfalls in positiver Richtung. Dadurch verkleinert sich die ohne eine solche Rückwirkung vorhandene Potentialdifferenz (Spannung) zwischen Gitter und Katode. Die zwischen Gitter und Katode wirksame Spannung  $u_g$  ist demzufolge

$$u_e - u_k = u_g - i_a \cdot R_k \quad (1)$$

Dieser Ausdruck ist in die normalen Berechnungsformeln einzuführen.

Die Leerlaufspannung (EMK) einer gewöhnlichen Triodenstufe ist

$$\text{EMK} = u_g \cdot \mu = u_g / D \quad (2a)$$

Dann ist: 
$$i_a = \frac{u_g \cdot \mu}{R_i + R_a} \quad (2b)$$

$$u_a = \frac{u_g \cdot \mu}{R_i + R_a} \cdot R_a \quad \text{und} \quad (2c)$$

$$V = \frac{\mu \cdot R_a}{R_i + R_a} \quad (3)$$

Für den Katodenverstärker ergeben sich entsprechend folgende drei Gleichungen:

$$\text{EMK} = (u_e - i_a \cdot R_k) \cdot \mu \quad (4a)$$

$$i_a = \frac{(u_e - i_a \cdot R_k) \cdot \mu}{R_i + R_k} \quad (4b)$$

$$u_a = \frac{(u_e - i_a \cdot R_k) \cdot \mu \cdot R_k}{R_i + R_k} \quad (4c)$$

(4c) umgeformt ergibt: 
$$u_a = u_e \cdot \mu \cdot \frac{R_k}{R_i + R_k (\mu + 1)} \quad (4d)$$

Aus (4d) folgt die Verstärkung  $V$  zu: 
$$V = \frac{u_a}{u_e} = \mu \cdot \frac{R_k}{R_i + R_k (\mu + 1)}$$

$$V = \frac{\mu}{\mu + 1} \cdot \frac{R_k}{\frac{R_i}{\mu + 1} + R_k} \quad (5)$$

$$V = \mu' \cdot \frac{R_k}{R'_i + R_k} \quad (5a)$$

Der Vergleich zwischen (3) und (5) zeigt deutlich den prinzipiellen Unterschied zwischen der normalen Verstärker- und der Katodenverstärkerschaltung.

Die Verstärkungsformel für den Katodenverstärker (5) läßt sich auf die für den normalen Verstärker (3) zurückführen, wenn man

$$\text{Für } \mu' \text{ ansetzt: } \frac{\mu}{\mu + 1} \quad (6)$$

$$\text{Für } R'_i \text{ ansetzt: } \frac{R_i}{\mu + 1} \quad (7)$$

Im Idealfall:  $R_k > R_i$  ist  $V = \mu' = \frac{\mu}{\mu + 1}$ ; aber  $V$  ist immer  $< 1$

Man sieht ferner, daß der Innenwiderstand erheblich erniedrigt wird. Man verfügt also mit dem Katodenverstärker über eine Spannungsquelle niedrigen Innenwiderstandes. Somit ist er in die Gruppe der Spannungsgegenkopplungs-Schaltungen einzureihen. Diese Überlegung besteht auch zu Recht, denn die Spannung am Arbeitswiderstand (hier  $R_k$ ) wird als Gegenkopplungsspannung in den Gitterkreis zurückgeführt.

### C. Die Eigenschaften

1. Die Verstärkung ist in allen Fällen kleiner als eins. Diesem Grenzwert nähert man sich um so mehr, je größer  $R_k$  im Vergleich zu  $R'_i$  ist.
2. Die Ausgangswechselspannung hat die gleiche Phasenlage wie die Eingangswechselspannung.
3. Die Ausgangswechselspannung kann an einem Punkt abgenommen werden, der frei von Anodengleichspannung ist, so daß der am Ausgang liegende Schaltungsteil unmittelbar geerdet werden kann.
4. Die Röhre in dieser Schaltung verkörpert einen Generator niedrigen Innenwiderstandes

$$R'_i = \frac{R_i}{\mu + 1} \quad \text{oder nach } R_i = \frac{1}{S} \cdot \mu$$

$$R'_i = \frac{1}{S} \cdot \frac{\mu}{\mu + 1} \quad (8)$$

5. Die EMK des Generators erhält man durch Vergleich der Formeln:  $EMK = u_g \cdot \mu$  (2a) (normale Triodenschaltung) und  $\mu' = \frac{\mu}{\mu + 1}$  (6) (im Fall der Gegenkopplung)

$$EMK \text{ (Katodenverstärker)} = u_g \cdot \frac{\mu}{\mu + 1}$$

6. Die resultierende Steilheit  $S'$  ist gegeben durch:  $S' = \frac{S}{\mu + 1}$

7. Die Spannungsverstärkung  $V$  (Gl. 5a) ist bei großem  $R_k$  von Änderungen der Röhrenkennwerte – bedingt z. B. durch Spannungsschwankungen – praktisch unabhängig.

8. Das Verhältnis  $u_g / u_e$ , das über den notwendigen bzw. möglichen Wert von  $u_e$  Auskunft gibt, kann zwischen 1 (für kleines  $R_k$ ) und  $1/\mu + 1$  (für sehr großes  $R_k$ ) liegen. Durch diese Regel soll Übersteuerung der Kennlinie vermieden werden.

9. Der Eingangswiderstand des Katodenverstärkers (Bild 2) wird vergrößert.

Jede zwischen Gitter und Katode liegende Impedanz (Z) erscheint

durch die Wirkung dieser Gegenkopplung um den Faktor  $\frac{1}{1-V}$

vergrößert.

$$Z'_{(\text{Katod.-Verst})} = \frac{Z}{1-V} \quad (\text{Diese Regel gilt nur solange, als noch}$$

keine Phasenverschiebung zwischen Gitter- und Katodenspannung vorhanden ist).

10. Die Gitter/Katoden-Kapazität ( $C_{gk}$ ) wird verkleinert (Bild 2). Für den Katodenverstärker gilt, daß die wirksame Kapazität zwischen Gitter und Katode  $C'_{gk} = C_{gk} \cdot (1-V)$  ist.

Diese Verkleinerung tritt aber nicht für die Kapazitäten ein, die zwischen Gitter und Erde liegen.

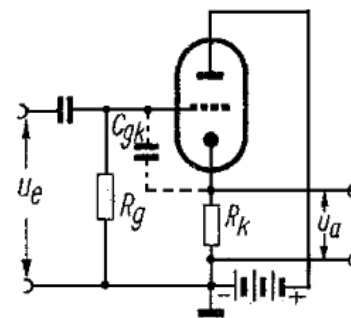


Bild 2. Die scheinbare Veränderung von Eingangswiderstand und Eingangskapazität

## D. Erweiterung der Prinzipschaltung

(Bild 3 und 4)

Nach Schaltung (Bild 1 und 2) muß  $R_k$  zwei Bedingungen genügen:

a) Durch  $R_k$  soll der Arbeitspunkt auf der Kennlinie richtig eingestellt werden.

b)  $R_k$  soll den Bedingungen hinreichender Gegenkopplung und der gewünschten Spannungsverstärkung entsprechen. Beide Forderungen lassen sich selten vollständig miteinander vereinbaren. Man benutzt deshalb Schaltung Bild 3: Anwendung einer positiven Hilfsspannung oder

Schaltung Bild 4: Aufteilung des Katodenwiderstandes.

## E. Darstellung im Kennlinienfeld

(Bild 5)

Kennlinie 1 ist die aus den Daten der verwendeten Röhre entnommene Charakteristik  $i_a = f(u_g)$ . Durch den gewählten Arbeitspunkt legt man unter dem Winkel  $\alpha$  eine Gerade. Senkrecht über deren Schnittpunkt mit der X-Achse liegt der Punkt B, bei dem gleichen Stromwert wie im Punkt A. Auf diese Weise läßt sich die Kennlinie 2 bestimmen. Punkt C zeigt den Kennlinienwert an, bei dem Gitterstrom einsetzt. Für diesen Punkt ist  $u_e \sim u_k$ .

## F. Verstärkung und obere Frequenzgrenze

Ein Katoden-Verstärker, der wie gezeigt über

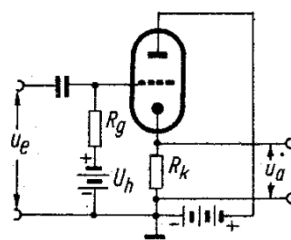


Bild 3. Einstellung des richtigen Arbeitspunktes durch eine Hilfsspannung

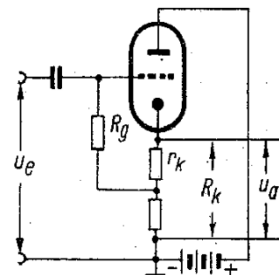
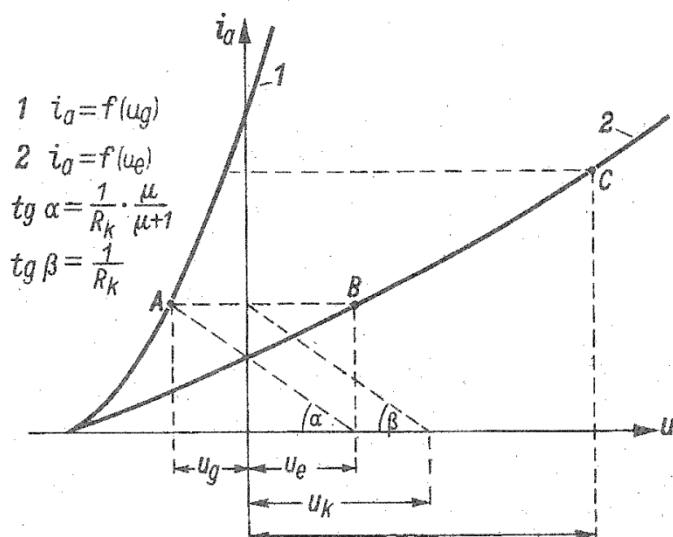


Bild 4. Einstellung des richtigen Arbeitspunktes durch Unterteilung von  $R_k$



A = Arbeitspunkt auf der Kennlinie 1

B = Arbeitspunkt auf der konstruierten Kennlinie 2

C = Arbeitspunkt bei Aussteuerung bis Gitterstromeinsetz

Bild 5. Das Kennlinienfeld eines Katodenverstärkers

eine EMK  $= u_g \cdot \frac{\mu}{\mu+1}$  und einen Innenwiderstand  $R'_i = \frac{1}{S} \cdot \frac{\mu}{\mu+1}$  verfügt, kann hinsichtlich Verstärkung und Bandbreite wie eine Pentodenschaltung (in FtA Fi 21) behandelt werden. Die Formel für den Spannungsabfall nach hohen Frequenzen lautet: (Fi 21/1)

$$\frac{U_{oh}}{U_{max}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_h^2 \cdot C_s^2 \cdot R_h^2}} \quad (9)$$

Soll  $U_{oh} = 0,7 \cdot U_{max}$  sein (Spannungsabfall 0,35 Np oder 3 dB), dann vereinfacht sich diese Gleichung zu:

$$f_h = \frac{1}{2\pi \cdot C_s \cdot R_h} \quad (9a)$$

$C_s$  sind die  $R_k$  parallel liegenden Kapazitäten,  $\frac{1}{R_h} = \frac{1}{R_k} + \frac{1}{R'_i}$

$$R'_i = \frac{1}{S} \cdot \frac{\mu}{\mu+1} = R_i / \mu + 1$$

Dabei ist der Widerstand des angeschlossenen Verbrauchers als groß gegenüber  $R_h$  angenommen.

Soll umgekehrt der Wert von  $R_k$  bei gegebener Kapazität bestimmt werden, der zur Erzielung einer oberen Frequenzgrenze  $f_h$  (Amplitudenabfall bei  $f_h$  max. auf 0,7), so steht die Formel zur Verfügung

$$R_k = \frac{R'_i}{2\pi f_h \cdot C_s \cdot R'_i - 1} \quad (10)$$

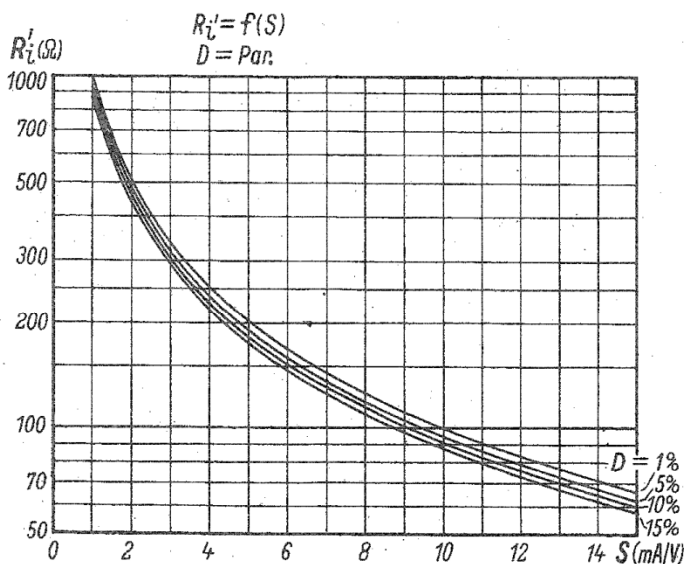


Bild 6. Diagramm zur Bestimmung von  $R'_i$

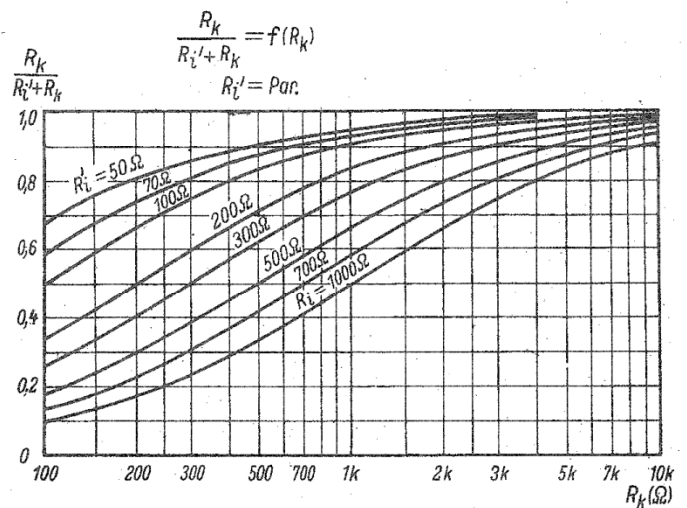


Bild 7. Hilfsdiagramm, zur Bestimmung der Verstärkung;

$$\frac{R_k}{R'_i + R_k} = f(R_k \text{ und } R'_i)$$

## G. Rechenhilfen

Zu den genannten Formeln werden gebraucht

$$R'_i = \frac{R_i}{\mu+1} = \frac{1}{S} \cdot \frac{\mu}{\mu+1} = \frac{1}{S} \cdot \frac{1}{1+D}$$

und  $\frac{R_k}{R'_i + R_k}$

Zur Vereinfachung des Rechenaufwandes sind in den Bildern 6 und 7 die beiden Ausdrücke dargestellt.

Bild 6:  $R'_i$  als Funktion von  $S$  und  $D$  bzw.  $\mu$ .

Bild 7:  $\frac{R_k}{R'_i + R_k}$  als Funktion von  $R_k$  und  $R'_i$

## H. Beispiel

S und D sind durch Röhrentype und Arbeitspunkt bestimmt

für EC 92:  $U_a$  250 V,  $U_{g1}$  -2 V,  $I_a$  10 mA

EF 12: (Triodenschaltung)  $U_a$  200 V,  $U_{g1}$  -5 V,  $I_a$  6 mA

$f_h$  und  $C_S$  sind angenommene Werte

$f_h$  die obere Grenzfrequenz, Amplitudenabfall bis auf 0,7

$C_S$  die Summe aller  $R_k$  parallel liegenden Kapazitäten

$R'_i$  berechnet nach (8) (Bild 6)

$R_k$  „ „ (10)

V „ „ (5a) (Bild 7)

Röhrentype	S mA/V	D %	$f_h$ MHz	$C_S$ pF	$R'_i$ $\Omega$	$R_k$ $\Omega$	Verstärkung V
EC 92	5,0	1,7	50	25	200	350	0,6
EF 12 (Triode)	3	4	20	30	320	1600	0,8

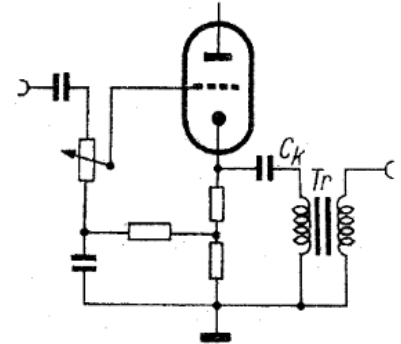


Bild 8. Anschaltung eines Verbrauchers über einen Transformator an den Katodenverstärker

## I. Besonderer Anwendungsfall

Abgesehen von den verschiedenen Anwendungen, die sich aus den unter C genannten Eigenschaften ergeben

Anpassung an niedrige Arbeitswiderstände,

Verbesserung des Frequenzganges,

Verringerung nichtlinearer Verzerrung

Verringerung des Einflusses von Störspannungen,

wird in der Literatur auch auf die Möglichkeit hingewiesen, den Verbraucher über einen Transformator an den Katodenwiderstand anzukoppeln (Bild 8). Durch diese Schaltung kann das Frequenzband im Bereich der tiefen Frequenzen angehoben werden, wenn  $C_k$  so gewählt wird, daß er mit der Primärwindung von  $T_r$  Reihenresonanz ergibt. Wegen des niedrigen Ausgangswiderstandes eines Katodenverstärkers ist eine solche Resonanz besonders wirksam. Mit dieser Schaltung lassen sich Verstärkungen — bei einem Frequenzband bis 10 000 Hz — von 4...7 erreichen. Die Vorteile sind: geringe nichtlineare Verzerrungen, der Transformator ist gleichstromfrei, niedrige Brummspannung.

## K. Katodenverstärker mit Blindwiderstand in der Katodenleitung

Für eine solche Anordnung existieren drei Schaltmöglichkeiten (Bild 9)

$\mathfrak{R}_k$  rein kapazitiv (Bild 9a)

$\mathfrak{R}_k$  rein induktiv (Bild 9b)

$\mathfrak{R}_k$  bestehend aus L und C, also je nach Frequenz kapazitiv oder induktiv (Bild 9c).

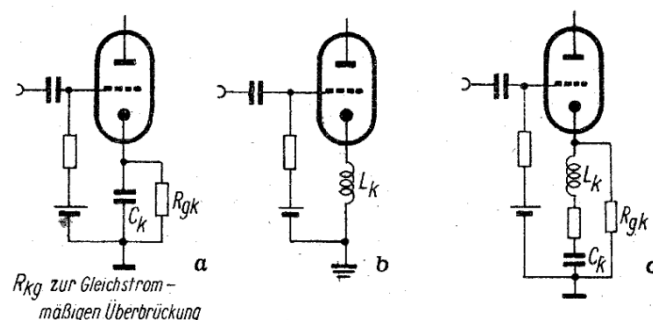


Bild 9. Katodenverstärker mit Blindwiderstand in der Katodenleitung

a) rein kapazitiv

b) rein induktiv

c) Blindwiderstand aus L und C bestehend

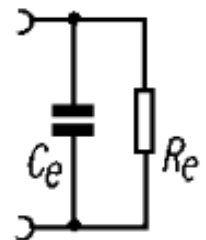


Bild 10. Ersatzschaltung für den Widerstand in der Katoden-Leitung nach Bild 9a, b, c

Fall Bild 9c läßt sich also ohne weiteres auf Bild 9a oder 9b zurückführen. Der Eingangswiderstand bei den drei Schaltungen (Bilder 9a, 9b, 9c) ist komplex nach Bild 10, also aus einer Parallelschaltung von  $R_e$  und  $C_e$  gebildet.

Für den Fall nach Bild 9c ist in Bild 11 der Verlauf von  $C_e$  und  $R_e$  dargestellt. Dabei ist der Blindwiderstand  $X_k$  im Katodenkreis gegeben durch:

$$X_k = \sqrt{\frac{L_k}{C_k}} \cdot v \quad \left( v = \text{Verstimmung} = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$

Als Abszisse für Bild 11 ist  $S \cdot X_k$  gewählt, da  $S$  und  $\sqrt{\frac{L_k}{C_k}}$  Konstanten sind,  $v$  aber in der Nähe der Resonanzfrequenz linear zur Frequenzabweichung  $\Delta f$  ( $\Delta f = f_0 - f$ ) ist, stellt eine solche Skala auch gleichzeitig die Frequenz bzw. Frequenzabweichung dar.

### 1. Der Verlauf von $C_e$

$C_e$  hat bei  $v = 0$  sein Maximum mit dem Wert.  $C_e = C_{gk}$

Der Verlauf der Kurve ist angenähert symmetrisch.

### 2. Der Verlauf von $G_e = 1/R_e$

$G_e$  verläuft nach einer S-Kurve. Der Vorzeichenwechsel erfolgt bei  $v = 0$ . Für  $\omega < \omega_0$  ist  $G_e$  negativ, für  $\omega > \omega_0$  ist  $G_e$  positiv. Maximum und Minimum der S-förmigen Kurve liegen symmetrisch zum Resonanzpunkt und zwar bei  $S \cdot X_k = \pm 1$ ; gilt unter der Voraussetzung, daß  $\omega \cdot C_{gk} < S$ , d. h.  $f$  nicht zu groß ist. Der Absolutwert für beide Extremwerte beträgt  $|G_{e \max}| = \frac{\omega C_{gk}}{2}$

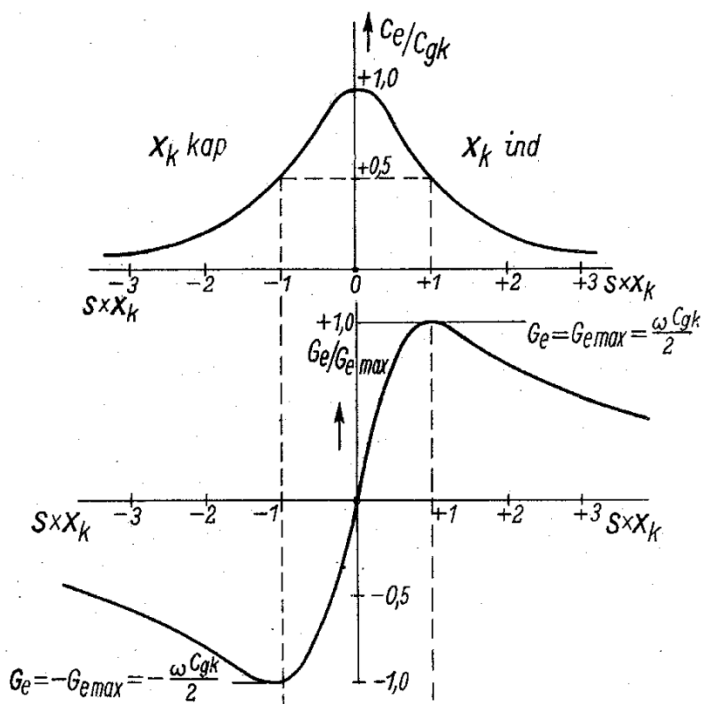


Bild 11. Verlauf der kapazitiven Blindkomponente und der ohmschen (Leitwert-) Komponente

groß ist. Der Absolutwert für beide Extremwerte beträgt  $|G_{e \max}| = \frac{\omega C_{gk}}{2}$

Dabei ist für  $\omega$  der Wert einzusetzen, der der Abszisse des betreffenden Extremwertes entspricht.

### 3. Anwendung des negativen Eingangswiderstandes zur Schwingungserzeugung (Bild 12).

Für die Dimensionierung eines solchen Oszillators gelten folgende Richtlinien.

$$G_e \text{ (der Eingangleitwert) erhält seinen negativen Extremwert bei } f_0 = \frac{S}{2\pi(C_{gk} + C_k)} \quad (11)$$

$$\text{Für } f_0 \text{ berechnet sich der Eingangswiderstand } R_e \text{ zu: } R_{e(f_0)} = -\frac{1}{\pi \cdot f_0} \left( \frac{1}{C_{gk}} + \frac{1}{C_g} \right) \quad (12)$$

$$\text{Aus (11) und (12) folgt: } R_{e(f_0)} = -\frac{2}{S} \frac{(C_{gk} + C_k)^2}{C_{gk} \cdot C_k} \quad (13)$$

Und  $R_{e(f_0)}$  wird am kleinsten, wenn  $C_{gk} = C_k$  ist.

Dann ist  $R_{e \min(f_0)} = -\frac{8}{S}$  (gilt unter der Voraussetzung, daß  $C_{gk} = C_k = \frac{S}{4\pi f}$  nach (11) ist).

Für Frequenzen die von  $f_0$  abweichen, berechnet sich der Eingangswiderstand nach

$$\frac{R_e}{R_{e(f_0)}} = \frac{1}{2} \left( \frac{f}{f_0} + \frac{f_0}{f} \right) \quad (14)$$

Berücksichtigt man zunächst nur die reinen Röhrenkapazitäten, so wird nach (11)  $f_0$  sehr groß. Für eine niedrige Frequenz (Rundfunkband) liegt dann nach (14)  $R_e$  bei  $-10^5 \Omega$ , so daß in verlust-behafteten Kreisen sich eine Schwingung nicht aufschaukeln kann. In diesem Fall müssen Kapazitäten zugeschaltet werden.

#### 4. Beispiel: EC 92

Der niedrigste Wert von  $R_e$  liegt bei: (s. Gl. 11)

$$f_0 = \frac{S}{2\pi(C_{gk} + C_k)} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot (2,2 + 2,5) \cdot 10^{-12}} = 170 \text{ MHz}$$

und hat den Wert: (s. Gl. 13)

$$R_{e(f_0)} = -\frac{2(C_{gk} + C_k)^2}{S C_{gk} \cdot C_k} = -\frac{2}{5 \cdot 10^{-3}} \cdot \frac{4,7^2 \cdot 10^{-24}}{2,2 \cdot 2,5 \cdot 10^{-24}} = 1600 \Omega$$

Im Rundfunkband (1 MHz) würde sich für  $R_e$  ergeben (s. Gl. 14).

$$R_e = R_{e(f_0)} \cdot \frac{1}{2} \left( \frac{f}{f_0} + \frac{f_0}{f} \right) = 1600 \cdot \frac{1}{2} \left( \frac{1}{170} + \frac{170}{1} \right) = 135 \text{ k}\Omega$$

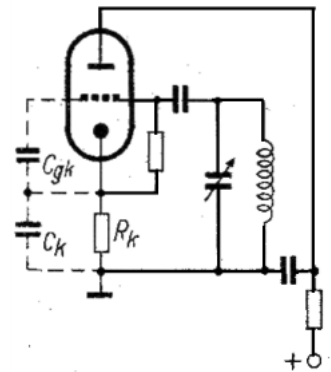


Bild 12. Der Katodenverstärker mit Blindwiderstand als Oszillator

#### Schrifttum

Kurt Schlesinger, Proc. of the I.R.E. Dez. 1945 S. 843

Dr. Wilhelm Geyger ATM Z 631-2, Juni 1948

Dr. Wilhelm Geyger, Funk und Ton, März 1948, Seite 119

F. E Terman, Radio Engineers Handbook 1943, Seite 430

Dr. W. Reichardt, Elektrotechnik Band 4, Nr. 2, Febr. 50, Seite 47

Millaed E. Ames, Electronics, Mai 1949, Seite 96, Wide-range deviable oscillator.