

<p style="font-family: cursive; font-size: 1.2em; margin: 0;"><i>Funktechnische Arbeitsblätter</i></p> <p style="margin: 10px 0 0 0;">Die Elektronenröhre als regelbare Induktivität und Kapazität</p>	<p style="margin: 0;">DK 621.385.13.072.3</p> <p style="font-size: 2em; font-weight: bold; margin: 5px 0 0 0;">Ag 31</p> <p style="margin: 0;">2. Ausgabe 1 Blatt</p>
---	---

A. Die vier Grundschaltungen

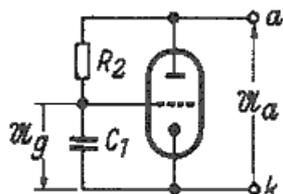


Bild 1. Röhre als regelbare Induktivität mit RC-Spannungsteiler

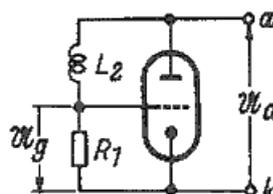


Bild 2. Röhre als regelbare Induktivität mit LR-Spannungsteiler

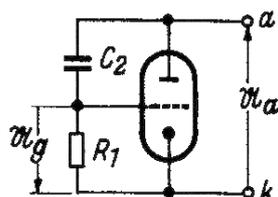


Bild 3. Röhre als regelbare Kapazität mit CR-Spannungsteiler

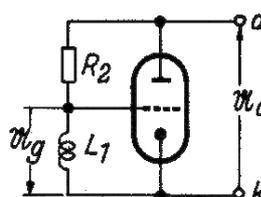


Bild 4. Röhre als regelbare Kapazität mit RL-Spannungsteiler

Schaltmittel zur Aussiebung und Zuführung der Gleichspannungen sind in den Bildern 1-4 weggelassen.

Erläuterung der Schaltung: Bild 1 als Beispiel.

Der aus R_2 und C_1 zusammengesetzte Spannungsteiler wird so bemessen, daß die Spannung an C_1 (U_g) praktisch um 90° der Gesamtspannung U_a nacheilt. Da U_g den Anodenstrom gleichphasig steuert, eilt dieser um ca. 90° der Spannung U_a nach. Bezogen auf die Anschlußpunkte a, k benimmt sich daher die Röhrenschaltung wie eine Induktivität (Strom eilt der Spannung um 90° nach). Außerdem erfüllt die Röhrenschaltung auch das zweite Kennzeichen einer Induktivität: Zunahme des Scheinwiderstandes mit steigender Frequenz, denn in Bild 1 wird mit steigender Frequenz U_g und damit I_a kleiner, also der Scheinwiderstand an den Klemmen a, k größer. Entsprechend erklärt sich die Wirkungsweise der anderen Schaltungen.

Setzt man voraus, daß der Innenwiderstand der Pentode und der Spannungsteilerwiderstand unendlich hoch sind, dann kann die Wirkungsweise der Schaltung auch mit folgenden, einfachen Beziehungen dargestellt werden. An der Anode liegt die Wechselspannung U_a . Auf Grund des phasendrehenden Spannungsteilers liegt am Gitter die Spannung $\pm jk \cdot U_a$. Der Anodenstrom ist dann gegeben durch $I_a = \pm jk \cdot U_a \cdot S$.

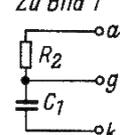
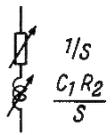
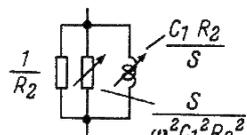
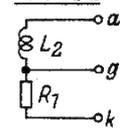
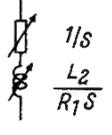
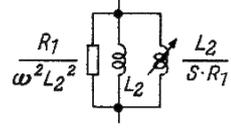
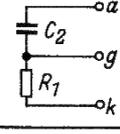
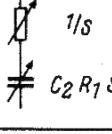
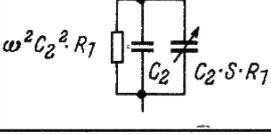
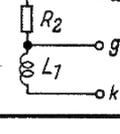
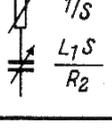
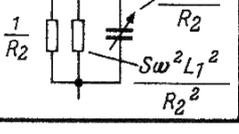
U_a / I_a gibt den Widerstand R_a zwischen Anode und Katode $R_a = \frac{1}{\pm jkS} = \mp j \frac{1}{kS}$

k = Teilverhältnis, also im Beispiel von Bild 1 $\frac{1}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_1}}$

Demzufolge liegt zwischen Anode und Katode ein Blindwiderstand; je nach Phasendrehung kann es ein induktiver oder ein kapazitiver sein.

B. Ersatzschaltungen und Formeln für den Widerstand oder Leitwert zwischen Anode und Katode

Tabelle 1

	Serienschaltung		Parallelschaltung	
	Ersatzwiderstand	Ersatzbild	Ersatzleitwert	Ersatzbild
Zu Bild 1 	$\mathfrak{R}_{a/k} = \frac{1}{S} + j\omega \frac{C_1 \cdot R_2}{S}$		$G_{a/k} = \frac{1}{R_2} + \frac{S}{\omega^2 C_1^2 R_2^2}$ $Y_{a/k} = -j \frac{\omega C_1 R_2 S}{\omega^2 C_1^2 R_2^2} = -j \frac{S}{\omega C_1 R_2}$	
Zu Bild 2 	$\mathfrak{R}_{a/k} = \frac{1}{S} + j\omega \frac{L_2}{R_1 \cdot S}$		$G_{a/k} = \frac{R_1}{\omega^2 L_2^2}$ $Y_{a/k} = -j \left(\frac{1}{\omega L_2} + \frac{S \cdot R_1}{\omega L_2} \right)$	
Zu Bild 3 	$\mathfrak{R}_{a/k} = \frac{1}{S} - j \frac{1}{\omega C_2 R_1 S}$		$G_{a/k} = \omega^2 C_2^2 \cdot R_1$ $Y_{a/k} = j(\omega C_2 + \omega C_2 \cdot S \cdot R_1)$	
Zu Bild 4 	$\mathfrak{R}_{a/k} = \frac{1}{S} - j \frac{R_2}{\omega L_1 C}$		$G_{a/k} = \frac{1}{R_2} + \frac{S \omega^2 L_1^2}{R_2^2}$ $Y_{a/k} = j \frac{S \omega L_1}{R_2}$	

1. Die Formeln (Tabelle 1)

Sie gelten unter folgenden Vereinfachungen (für Pentoden zulässig):

$$R_i = \infty; \quad C_{a/k} = 0; \quad 1/R_i = 0; \quad j\omega C_{a/k} = 0$$

$C_{a/k}$ = Kapazität Anode-Katode der Blindröhre

Außerdem soll immer \mathfrak{R}_1 klein gegen \mathfrak{R}_2 sein, dann gelten für Bild 1 bis 4 die Gleichungen der Tabelle 1.

2. Beispiele für die Berechnung der Werte von Tabelle 1

a) Reihenschaltung (nach Bild 5)

$$\mathfrak{U}_g = \mathfrak{U}_a \cdot \frac{R_1}{R_1 + j\omega L_2}; \quad \mathfrak{U}_a = \mathfrak{U}_g \cdot \frac{R_1 + j\omega L_2}{R_1}; \quad \mathfrak{U}_g \cdot S = \mathfrak{I}_a; \quad \mathfrak{I}_a = S \cdot \mathfrak{U}_g;$$

$$\mathfrak{R}_{a/k} = \frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{I}_a} = \frac{\mathfrak{U}_g (R_1 + j\omega L_2)}{R_1} \cdot \frac{1}{S \cdot \mathfrak{U}_g} = \frac{1}{S} \cdot \frac{R_1 + j\omega L_2}{R_1} = \frac{1}{S} + j \frac{\omega L_2}{R_1 \cdot S}$$

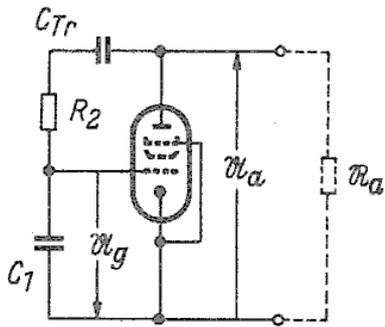
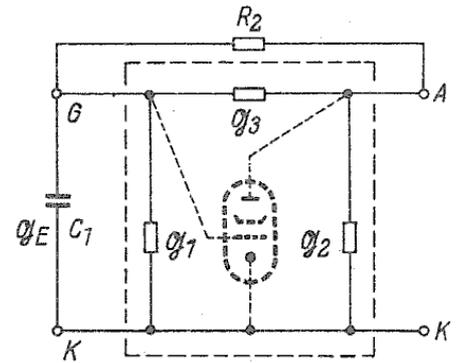


Bild 5. Rückwirkung der Anodenwechselspannung auf das Gitter;

C_{tr} = Trennkondensator

Bild 6. Die Röhre in Vierpoldarstellung.

Bei Pentoden ist $c_{ag} \approx 0$, deshalb wäre zunächst \mathfrak{G}_3 ebenso ≈ 0 .



Zwischen G und A liegt nun noch R_2 . Also ist \mathfrak{G}_3 , der Rückwirkungsleitwert, gleich $1/R_2$ zu setzen.

b) Parallelschaltung (nach Bild 1)

Berechnung nach Funktechnische Arbeitsblätter UF 11/1

$$\mathfrak{G}_p = \mathfrak{G}_{alk} = \frac{R_r}{R_r^2 + \omega^2 L_r^2} = \frac{\frac{1}{S}}{\frac{1}{S^2} + \omega^2 \frac{C_1^2 R_2^2}{S^2}} = \frac{S}{1 + \omega^2 C_1^2 R_2^2}$$

$$y_{alk} = \frac{1}{j\omega L_p} = \frac{1}{j} \frac{\omega \frac{C_1 R_2}{S}}{\frac{1}{S^2} + \omega^2 \frac{C_1^2 R_2^2}{S^2}} = \frac{1}{j} \frac{S \cdot \omega C_1 R_2}{1 + \omega^2 C_1^2 R_2^2}$$

Berechnung nach Funktechnische Arbeitsblätter Mth 84/1 und Mth 83, Bild 10a

$$\mathfrak{Y}_A = \mathfrak{Y}_4 - \frac{\mathfrak{Y}_2 \cdot \mathfrak{Y}_3}{\mathfrak{Y}_1 + \mathfrak{G}_E}$$

$$\mathfrak{Y}_4 = \mathfrak{G}_2 + \mathfrak{G}_3 \quad (\text{Bild 6})$$

$$\mathfrak{Y}_2 = -\mathfrak{G}_3$$

$$\mathfrak{Y}_3 = -(\mathfrak{G}_3 - S)$$

$$\mathfrak{Y}_1 = \mathfrak{G}_1 + \mathfrak{G}_3$$

$$\mathfrak{Y}_A = \mathfrak{G}_2 + \mathfrak{G}_3 - \frac{(-\mathfrak{G}_3)[-(\mathfrak{G}_3 - S)]}{\mathfrak{G}_1 + \mathfrak{G}_3 + \mathfrak{G}_E} = \mathfrak{G}_3 - \frac{\mathfrak{G}_3^2 - \mathfrak{G}_3 \cdot S}{\mathfrak{G}_E + \mathfrak{G}_3}$$

$$= \frac{1}{R_2} - \frac{\frac{1}{R_2^2} - \frac{S}{R_2}}{j\omega C_1 + \frac{1}{R_2}} = \frac{1}{R_2} - \frac{\frac{1}{R_2} - S}{j\omega C_1 R_2 + 1} = \frac{1}{R_2} - \frac{\left(\frac{1}{R_2} - S\right)(1 - j\omega C_1 R_2)}{1 + \omega^2 C_1^2 R_2^2}$$

$$= \frac{1}{R_2} - \frac{\frac{1}{R_2} - S - j\omega C_1 + j\omega C_1 R_2 S}{1 + \omega^2 C_1^2 R_2^2} = \frac{\omega^2 C_1^2 R_2^2 + S}{1 + \omega^2 C_1^2 R_2^2} + \frac{j\omega C_1 (1 - R_2 \cdot S)}{1 + \omega^2 C_1^2 R_2^2}$$

$\mathfrak{G}_2 = 0$, da $R_i = \infty$ und $c_{a/k} = 0$ angenommen.
 $\mathfrak{G}_1 =$ Eingangsleitwert der Röhre, $= 0$ gesetzt, d. h. $R_{g/k}$ und $\frac{1}{\omega C_e}$ als groß gegen \mathfrak{X}_1 angenommen

$$\omega^2 C_1^2 R_2^2 \gg 1$$

$$R_2 \cdot S \gg 1$$

$f = 500 \text{ kHz}, C_1 = 50 \text{ pF}, R_2 = 100 \text{ k}\Omega$
 $\omega^2 C_1^2 R_2^2 = 4\pi^2 \cdot 500^2 \cdot 10^6 \cdot 50^2 \cdot 10^{-24} \cdot 10^{10} = 250$
 $R_2 S = 10^5 \cdot 3 \cdot 10^{-3} = 300$

Dann gilt:
$$\mathfrak{Y}_A = \frac{1}{R_2} + \frac{S}{\omega^2 C_1^2 R_2^2} - \frac{j\omega C_1 R_2 S}{\omega^2 C_1^2 R_2^2} = \frac{1}{R_2} + \frac{S}{\omega^2 C_1^2 R_2^2} - j \frac{S}{\omega C_1 R_2}$$

Vergleicht man diese Formel mit der von Abschnitt B, 2b, so stellt man Differenzen fest. Diese erklären sich einmal daraus, daß dort die Vernachlässigung $1 \ll \omega^2 C_1^2 R_2^2$ nicht gemacht, zum anderen, daß der Spannungsteiler-Leitwert nicht berücksichtigt wurde. Die berechneten Formeln für $G_{a/k}$ und $y_{a/k}$ gelten nämlich dort für die Röhre allein. Zu dieser schaltet sich aber noch der Spannungsteiler parallel. Da \mathfrak{R}_1 klein gegen \mathfrak{R}_2 sein soll, ist der Leitwert des Spannungsteilers durch $1/R_2$ gegeben.

In fast allen Fällen wird man bei der Schaltung Bild 2 und Bild 3 das von der Steilheit nicht abhängige Blindglied, und

zwar $-j \frac{1}{\omega L_2}$ bzw. $j\omega C_2$, vernachlässigen können.

C. Gitter-Katoden-Strecke als regelbare Kapazität oder Induktivität

$$\mathfrak{G}_{g/k} \approx j\omega C_2 + j\omega C_2 R_3 S \qquad \mathfrak{G}_{g/k} \approx \frac{1}{j\omega L_2} + \frac{S \cdot R_3}{j\omega L_2}$$

Wirkungsweise der Schaltung Bild 7.

Zwischen Gitter und Katode liegt die Wechsellspannung \mathfrak{U}_g . Sie erzeugt eine gegen \mathfrak{U}_g um 180° verschobene Spannung $\mathfrak{U}_a = -S \cdot R_3 \cdot \mathfrak{U}_g$. Am Kondensator C_2 liegt also die Differenz beider Spannungen: $\mathfrak{U}_g + S \cdot R_3 \cdot \mathfrak{U}_g = \mathfrak{U}_g (1 + S \cdot R_3)$

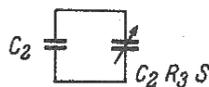
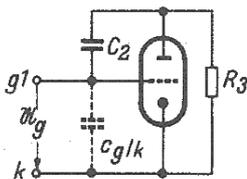


Bild 7.
Gitter/Katoden-Strecke als regelbare Kapazität

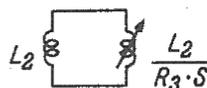
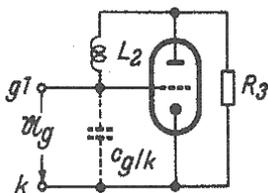


Bild 8.
Gitter/Katoden-Strecke als regelbare Induktivität

Der von \mathfrak{U}_g über C_2 fließende Strom eilt \mathfrak{U}_g um 90° voraus, er ist gegeben durch:

$$\mathfrak{I}_{C2} = \mathfrak{U}_g (1 + S \cdot R_3) \cdot j\omega C_2$$

und ist also über die Steilheit der Röhre regelbar. — In Bild 8 gelten sinngemäß die gleichen Überlegungen; hierbei ergibt sich eine regelbare Induktivität.

D. Anwendung dieser Röhrenschaltungen

Scharfabstimmung

Stellt der Hörer sein Gerät nicht genau auf den gewünschten Sender ein, so wird eine neben der Sollzwischenfrequenz liegende Zwischenfrequenz erzeugt. Diese Frequenzabweichung erzeugt eine Nachstimmspannung (Gleichspannung), und mit dieser wird eine parallel zur Oszillatordröhre liegende Blindröhre in ihrer Steilheit geregelt und damit ihr L- oder C-Wert so verändert, daß sich die Oszillatorfrequenz bis fast auf den Wert erhöht oder erniedrigt, der sich bei richtiger Abstimmung ergeben würde.

Aufnahme von Resonanzkurven

Parallel zum Oszillator liegt eine Blindröhre. Deren Steilheit wird durch eine Sägezahnspannung oder eine sinusförmige Wechselspannung periodisch geändert. Dadurch wird die Oszillatorfrequenz gewobbelt (frequenzmoduliert). Sie wird dem zu untersuchenden Kreis aufgedrückt. Die an ihm entstehende Spannung wird den vertikalen Platten einer Braunschen Röhre zugeleitet, während gleichzeitig die horizontale Ablenkung durch die Sägezahn- oder Sinuswechselspannung erzeugt wird. Auf dem Leuchtschirm wird dadurch der Amplitudengang über der Frequenz, also die Resonanzkurve geschrieben.

Frequenzfeinverstimmung

In Meßverfahren, die nach dem Überlagerungsprinzip arbeiten, ist vielfach ein Feinabgleich eines Blindwiderstandes notwendig. Man benutzt dazu die L-Variation einer Eisenkernspule, einen Drehkondensator kleiner Endkapazität (Trimmer) oder auf Grund ihrer einfachen Handhabung eine Blindröhre. Ein besonderer Vorteil der Anwendung einer Blindröhre ist, daß die Frequenzbeeinflussung durch eine Gleichspannung vorgenommen wird. Das Potentiometer dafür kann also an beliebiger Stelle des Prüfaufbaus untergebracht werden.

Für alle diese Blindröhrenschaltungen gilt:

Die Frequenzvariation des Oszillators durch eine Blindröhre ergibt zusätzlich eine Amplitudenmodulation. Letztere ist um so größer, je höher der Wobbelhub (Frequenzhub) ist. Ist diese Amplitudenschwankung in dem betreffenden Meßverfahren, z. B. beim Resonanzkurvenschreiber, schädlich, läßt sich Abhilfe durch eine Doppelüberlagerung treffen.

Beispiel: Sollfrequenz 472 kHz, verlangter Hub ± 50 kHz $\approx \pm 10\%$ Wobbelhub durch die Blindröhre, das ergibt aber stärkere Amplitudenmodulation.

Doppelüberlagerung:

Oszillator 1: 5,5 MHz fest
Oszillator 2: 5,0 MHz ± 50 kHz) ergibt nach der Mischung 500 kHz ± 50 kHz

Das bedeutet nur eine Wobbelung (Frequenzmodulation) von $\pm 1\%$ am Oszillator 2 und dementsprechend eine vernachlässigbar kleine Amplitudenmodulation.

E. Der Frequenzhub dieser Blindröhrenschaltungen

Zur Berechnung des Frequenzhubes kann man von Bild 9 ausgehen. Im Resonanzfall ist dann:

$$\frac{1}{j\omega L} + j\omega C + \frac{1}{jX} = 0 \quad 1 - \omega^2 LC + \frac{\omega L}{X} = 0 \quad \omega^2 - \frac{2\omega}{2XC} + \frac{1}{4X^2 C^2} - \frac{1}{4X^2 C^2} - \frac{1}{LC} = 0$$

$$\omega = \frac{1}{2XC} \pm \sqrt{\frac{1}{LC} + \frac{1}{4X^2 C^2}}$$

Im Normalfall (kleiner Hub) ist L' groß, somit auch $X^2 (= \omega^2 L'^2)$

Dann kann $\frac{1}{4X^2 C^2}$ vernachlässigt werden, und es gilt:

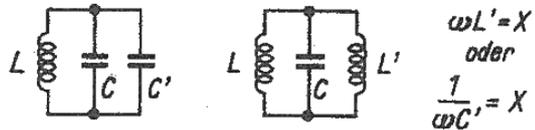
$$\omega = \frac{1}{2XC} \pm \omega_0 \quad |\omega \mp \omega_0 = \Delta\omega = \frac{1}{2XC} = \frac{1}{2X} \cdot \omega_0^2 L' \quad [1]$$

Dasselbe Ergebnis erhält man für einen Hub erzeugt durch C' .

$$\Delta\omega = \left. \begin{array}{l} \frac{1}{2C} \cdot \frac{1}{X} \\ = \frac{1}{2C} \cdot \frac{1}{\omega L'} \\ = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{L'} \cdot \omega \end{array} \right\} \begin{array}{l} = \frac{1}{2C} \cdot \frac{1}{X} \\ = \frac{1}{2C} \cdot \omega C' \\ = \frac{1}{2} \cdot \frac{C'}{C} \cdot \omega \end{array} \text{Hubänderung in Abhängigkeit von } C' \text{ oder } L'$$

$$\Delta\omega = \frac{1}{2} \cdot \frac{L}{L'} \cdot \omega \left. \begin{array}{l} = \frac{1}{2} \cdot \frac{C'}{C} \cdot \omega \\ = \frac{1}{2} \cdot C' \cdot L \cdot \omega^3 \\ = k' \cdot \omega^2 \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{Hubänderung in Abhängigkeit von} \\ \omega, \text{ also bei Änderung von } C. \end{array}$$

Bild 9. Frequenzänderung durch Parallelschalten von C' oder L'



Somit ergeben sich folgende Formeln für den Frequenzhub bei fester Arbeitsfrequenz:

Grundschialtung:

Bild 1; $\Delta\omega = \frac{1}{2} \cdot \frac{L \cdot \Delta S}{C_1 \cdot R_2} \cdot \omega_0$

Bild 2; $\Delta\omega = \frac{1}{2} \cdot \frac{L \cdot \Delta S \cdot R_1}{L_2} \cdot \omega_0$

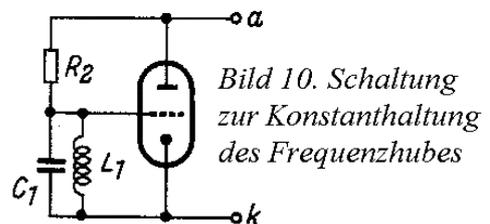
Bild 3; $\Delta\omega = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta S \cdot C_2 \cdot R_1}{C} \cdot \omega_0 = -\frac{1}{2} \cdot L \cdot \Delta S \cdot C_2 \cdot R_1 \cdot \omega_0^3$

Bild 4; $\Delta\omega = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta S \cdot L_1}{C \cdot R_2} \cdot \omega_0 = -\frac{1}{2} \cdot \frac{L \cdot \Delta S \cdot L_1}{R_2} \cdot \omega_0^3$

Darin ist: $\Delta\omega$ = Frequenzhub zwischen $S = S_{\max}$ und $S = S_0$ oder für eine beliebige Steilheitsänderung ΔS .

Wie sich aus den vorstehenden Hubformeln, insbesondere aber aus der ersten dieser Gleichungen ergibt, ändert sich der Hub mit der Höhe der Grundfrequenz. Bei Schaltung der Blindröhre als Induktivität nimmt der Hub linear mit steigender Frequenz zu. Die erste Gleichung zeigt, daß eine Konstanz des Hubes trotz Variation der Arbeitsfrequenz f_0 zu erreichen ist, wenn X quadratisch mit der Frequenz zunimmt, d. h. $X = \omega^2 K$.

Diese Forderung kann mit Schaltung Bild 10 erfüllt werden. Dem Kondensator C_1 wird eine Induktivität L_1 parallel geschaltet. Der Kreis $C_1 L_1$ wird so durch L_1 abgestimmt, daß seine Eigenresonanz $f_1 < f_0$ ist. Man arbeitet dann auf der abfallenden Flanke seiner Resonanzkurve. Für einen Teil einer solchen Flanke gilt, daß der Kreiswiderstand quadratisch mit der Frequenz abnimmt, im gleichen Maße wird die dem Gitter zugeführte Rückkopplungsspannung kleiner. Unter dieser Voraussetzung steigt der Blindwiderstand einer Blindröhre quadratisch mit der Frequenz wie gefordert an. Natürlich läßt sich auf diese Weise eine Konstanz des Hubes nur über eine kleine Änderung der Arbeitsfrequenz f_0 erreichen.



F. Beispiel nach Bild 11

$L_0 = 460 \mu\text{H}$ = Induktivität ohne Blindröhre

$C_0 = 244 \text{ pF}$

$f_0 = 476 \text{ kHz}$

$C_1 = 50 \text{ pF}$

$R_2 = 10^5 \Omega$

Die Meßwerte sind in der folgenden Tabelle 2 enthalten. Darin bedeuten:

An sich erfordert eine solche Schaltung, daß beiden Blindröhren die Regelspannungen mit entgegengesetzten Vorzeichen zugeführt werden. Diese Erschwernis kann dadurch umgangen werden, daß beide Blindröhren einen gemeinsamen Katodenwiderstand erhalten; es braucht dann nur einem Gitter eine Regelspannung zugeführt zu werden (Electronic Engineering, Dez.1954, S. 549)
