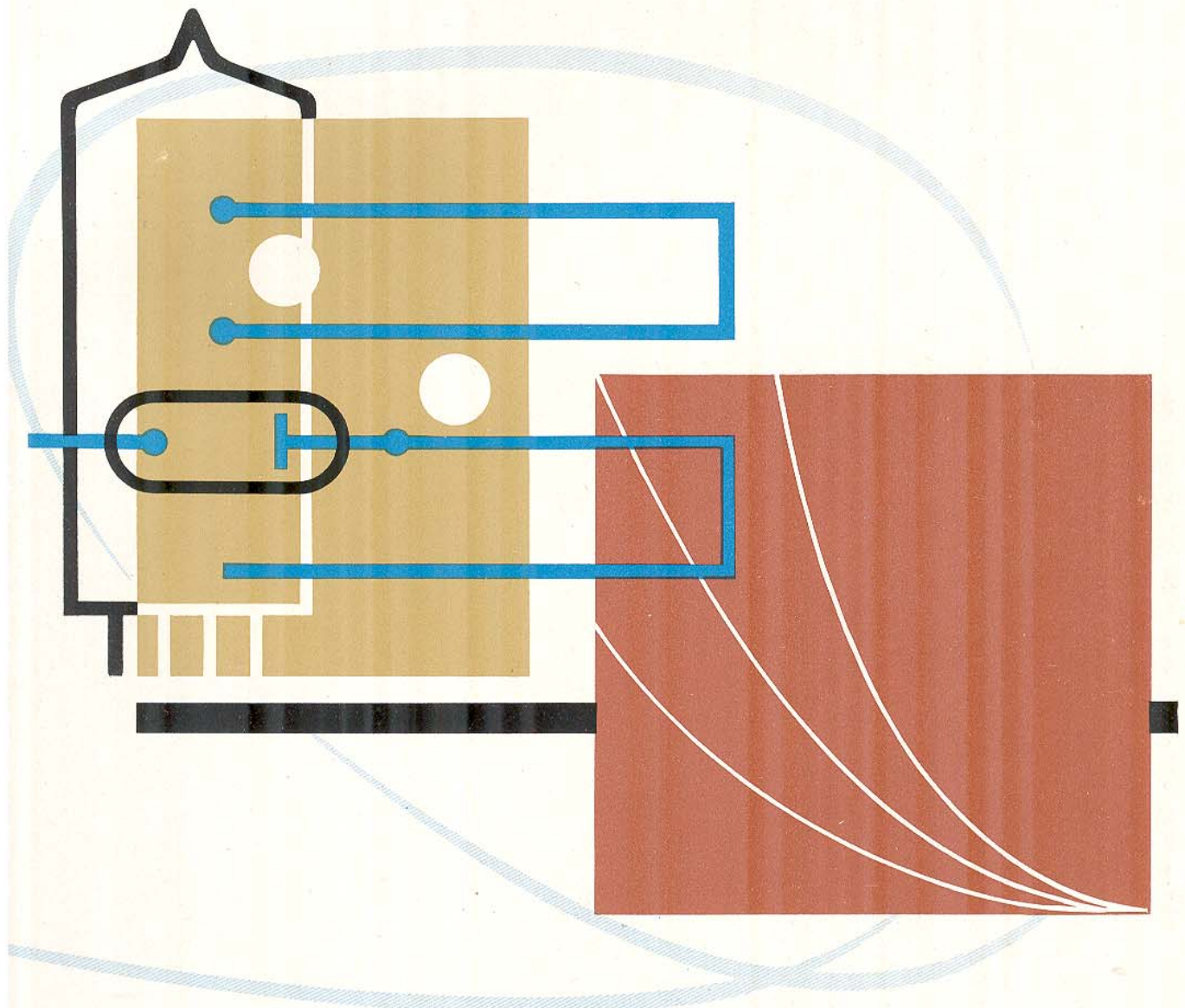


# TELEFUNKEN



RÖHREN- UND HALBLEITERMITTEILUNGEN

## Die PC 86 in Eingangsstufen für das Fernsehband IV/V



*...und so entstehen*

**TELEFUNKEN-**

*Röhren*



Der Aufbau der empfindlichen Röhrensysteme wird aus vielen feinen Teilen durch Elektroschweißung von geschickten Frauenhänden zusammengefügt.



Lange Straßen von automatischen Maschinen, die zur Herstellung von Systemeinteilen für die Röhren notwendig sind, veranschaulichen den großen Fortschritt auf dem Wege zur perfekten Automation.



## Die PC 86 in Eingangsstufen für das Fernsehband IV/V

### ZUSAMMENFASSUNG

Der Imaginärteil des Ausgangsleitwertes der PC 86 kann aufgefaßt werden als Ausgangsleitwert eines am Eingang offenen verlustlosen Leitungsstückes der Länge  $\Delta l_{II}$ . Eine an den Ausgang geschaltete Resonanzleitung muß daher um  $\Delta l_{II}$  geometrisch kürzer sein, als wenn sie nicht mit der Röhre belastet ist. Diese Verkürzung  $\Delta l_{II}$  wird berechnet und als Diagramm in Abhängigkeit von der Frequenz mit dem Wellenwiderstand als Parameter dargestellt.

Als Anwendungsbeispiel werden unter Benutzung des Diagramms für  $\Delta l_{II}$  berechnet:

- $\frac{\lambda}{4}$ - und  $\frac{\lambda}{2}$ -Leitungskreis am Ausgang der PC 86 für 600 MHz
- Von 470 bis 800 MHz durchstimmbarer Leitungskreis am Ausgang der PC 86.

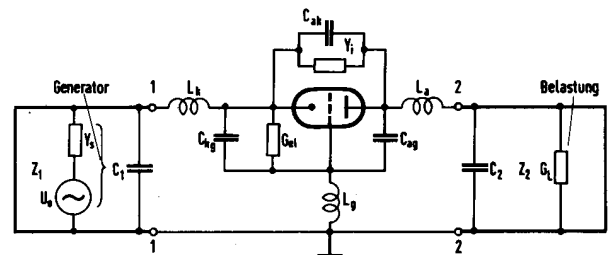
Ferner sind Diagramme angegeben für den Ausgangsleitwert und für die Transformationsfaktoren, mit denen die inneren Röhrenleitwerte infolge der Gitterinduktivität an die Anschlußklemmen der Röhre transformiert werden. Die Selbstneutralisations-Frequenzen, bei denen der Real- bzw. Imaginärteil des Rückwirkungsleitwertes innerhalb der Röhre neutralisiert ist, werden berechnet. Die beiden Selbstneutralisations-Frequenzen fallen bei der PC 86 nicht zusammen; es wird die Rückwirkung berechnet, die bei den beiden Frequenzen infolge der jeweils noch verbleibenden Rückwirkungskomponenten auftritt.

Ausgangspunkt für die Berechnungen ist die Vierpol-Ersatzschaltung der PC 86 in GB-Schaltung unter Berücksichtigung der Zuleitungsinduktivitäten und die dieser Ersatzschaltung äquivalente  $\pi$ -Schaltung, die einen unmittelbaren Vergleich mit der reinen GB-Schaltung ermöglicht.

### 1. EINLEITUNG

Die Pico-9-Röhre PC 86 ist eine Gitterbasis-Triode für den Frequenzbereich der Fernsehbander IV und V (470–800 MHz). Sie wird in der HF-Eingangsstufe verwendet. Eine praktische Eingangs-

schaltung mit der PC 86 ist in [2] beschrieben. Bei der GB-Schaltung liegt der Gitteranschluß der Röhre HF-mäßig an Masse, wodurch eine brauchbare Entkopplung zwischen Ausgangs- und Eingangskreis erreicht wird. Allerdings treten durch die Zuleitungsinduktivitäten und Systemkapazitäten, die in diesem Frequenzbereich nicht mehr vernachlässigt werden können, innerhalb der Röhre Kopplungen zwischen Eingang und Ausgang auf. Die Kenntnis dieser Kopplung ist notwendig, da die Stabilität der Verstärkerschaltung durch sie beeinflusst wird.



Prinzipialschaltbild der Pico-9-Röhre PC 86 in GB-Schaltung mit Leitungskreisen am Eingang und Ausgang

Bild 1

Der Eingangskreis liegt zwischen Kathode und Gitter (Masse), der Ausgangskreis zwischen Anode und Gitter (Masse). Bild 1 zeigt die Prinzipschaltung mit je einem  $\lambda/4$ -Leitungsresonanzkreis, dessen Abstimmung durch einen Kurzschlußschieber erfolgt, am Eingang und Ausgang. In  $C_1$  und  $C_2$  sind jeweils die Kapazitäten der Röhrenfassung und des Preßstellers zusammengefaßt.  $L_k$ ,  $L_g$  und  $L_a$  (Kathoden-, Gitter- und Anodeninduktivität) sind die Induktivitäten der inneren Zuleitungen zu den Röhrenelektroden,  $C_{kg}$ ,  $C_{ag}$  und  $C_{ak}$  sind die inneren Systemkapazitäten der Röhre. In dem zwischen den Trennlinien 1–1 und 2–2 liegenden Röhrenvierpol sind die Kapazitäten  $C_1$  und  $C_2$  nicht enthalten. Sie werden also zu den Leitungskreisen hinzugerechnet.

Die Summe der Induktivitäten  $L_a$  und  $L_g$  der Anoden- und Gitterzuleitung bilden zusammen mit der Anoden-Gitter-Kapazität  $C_{ag}$  einen Reihenresonanzkreis, Bild 2 (zwischen II und M), dessen

Resonanzfrequenz die **Ausgangskurzschlußresonanzfrequenz** der Röhre ist.

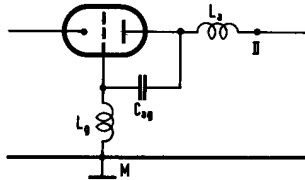


Bild 2

Einen entsprechenden Reihenresonanzkreis, der aus der Kathoden-Gitterkapazität  $C_{kg}$  und der Summe von Kathoden- und Gitterinduktivität  $L_k$  und  $L_g$  gebildet wird, findet man im Eingang. Seine Resonanzfrequenz ist die **Eingangskurzschlußresonanzfrequenz**.

Man verwendet die Schaltung nach Bild 1 nur für Empfangsfrequenzen, die unterhalb der Kurzschluß-Resonanzfrequenzen liegen. Daher ist im Arbeitsfrequenzbereich sowohl der Eingang wie auch der Ausgang der PC 86 kapazitiv, was bei der Bemessung der Kreise berücksichtigt werden muß.

Durch die Blindkomponenten der Röhre treten Kopplungen zwischen Ausgangs- und Eingangskreis auf, deren Betrag und Phase die Stabilität der Eingangsschaltung bestimmen. Wie aus Bild 1 zu ersehen ist, sind 3 Kopplungen vorhanden, die im betrachteten Frequenzgebiet von Bedeutung sind:

- 1) Die mit wachsender Frequenz zunehmende Kopplung über die Gitterinduktivität  $L_g$ .
- 2) Die mit wachsender Frequenz zunehmende Kopplung über die Kapazität  $C_{ak}$ .
- 3) Die Kopplung über den Innenleitwert  $Y_i$ . Diese Kopplung ist auch bei tiefen Frequenzen von Natur aus beim Gitterbasisverstärker vorhanden und wird durch den Anodenstromfluß durch die Signalquelle verursacht. Der Innenleitwert  $Y_i$  ist infolge der Laufzeit der Elektronen bei hohen Frequenzen komplex. Er errechnet sich nach der Barkhausen'schen Röhrenformel zu:

$$Y_i = S \cdot D = |S| \cdot D (\cos \varphi_S + j \sin \varphi_S)$$

Darin ist  $S = |S| (\cos \varphi_S + j \sin \varphi_S)$  die komplexe Steilheit;

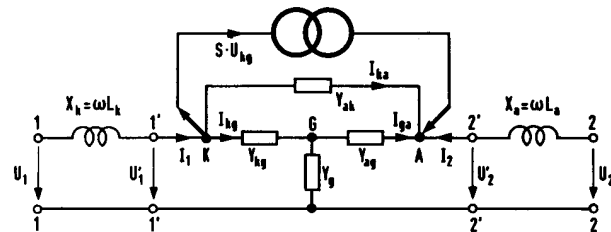
$|S|$  der Betrag der Kurzschlußsteilheit der Röhre;

$\varphi_S$  die Steilheitsphase der Röhre (nacheilend, daher  $\varphi_S < 0$ ).

Um den Einfluß aller Wirk- und Blindkomponenten der Röhre auf die Dimensionierung der äußeren Schaltung erfassen zu können, müssen die Vierpol-Kennleitwerte  $Y_{11}$ ,  $Y_{12}$ ,  $Y_{21}$  und  $Y_{22}$  der Röhre (äußerer Vierpol 1-1 2-2 in Bild 1) berechnet werden.

## 2. DIE VIERPOL-KENNLEITWERTE DER PC 86

Zur Berechnung der Vierpol-Kennleitwerte des äußeren Vierpols 1-1 2-2 in Bild 1 geht man von seiner Ersatzschaltung (Bild 3) aus.



Ersatzschaltung des „äußeren“ Vierpols 1-2 2-2 der PC 86 aus Bild 1

Bild 3

In Bild 3 sind:

$Y_{ak} = Y_i + j\omega C_{ak}$	Leitwert zwischen Anode und Kathode
$Y_{ag} = j\omega C_{ag}$	Leitwert zwischen Anode und Gitter
$Y_{kg} = G_{e1} + j\omega (C_{kg} + \Delta C_g)$	Leitwert zwischen Kathode und Gitter ( $\Delta C_g$ ist die Raumladungskapazität der Röhre)
$Y_g = -\frac{j}{\omega L_g}$	Leitwert der Gitterinduktivität
$X_k = \omega L_k$	Blindwiderstand der Kathodeninduktivität
$X_a = \omega L_a$	Blindwiderstand der Anodeninduktivität

Die Generatoreigenschaft der Röhre ist gegeben durch die Einströmung  $S \cdot U_{kg}$ , welche als Urstromquelle dargestellt ist.



Mit dem Index „kg“ der Spannung  $U_{kg}$  ist festgelegt, daß die Spannung von der Kathode K zum Gitter G positiv gezählt wird. Die Festlegung der Zählrichtungen für Spannungen und Ströme erfolgt in der bei Vierpolen üblichen Weise [3].

Zur leichteren Berechnung der Vierpolkennleitwerte  $Y_{11}$ ,  $Y_{12}$ ,  $Y_{21}$  und  $Y_{22}$  werden zunächst die Kennleitwerte  $Y'_{11}$ ,  $Y'_{12}$ ,  $Y'_{21}$  und  $Y'_{22}$  des inneren Vierpols  $1'-1' 2'-2'$  von Bild 3 berechnet.

### 2.1 Die Vierpol-Kennleitwerte des inneren Vierpols

Die Leitwertgleichungen des Vierpols  $1'-1' 2'-2'$  in Bild 3 lauten:

$$\begin{aligned} I_1 &= Y'_{11} U_1 + Y'_{12} U_2 \\ I_2 &= Y'_{21} U_1 + Y'_{22} U_2 \end{aligned} \quad (1)$$

Aus den Gln (1) folgen die Kennleitwerte  $Y'_{11}$  und  $Y'_{21}$  für Kurzschluß am Ausgang,  $U_2 = 0$  (Bild 4a), und  $Y'_{12}$  und  $Y'_{22}$  für Kurzschluß am Eingang,  $U_1 = 0$  (Bild 4b). Somit sind:

$$Y'_{11} = \left( \frac{I_1}{U_1} \right)_{U_2 = 0} \quad Y'_{12} = \left( \frac{I_1}{U_2} \right)_{U_1 = 0} \quad (2)$$

$$Y'_{21} = \left( \frac{I_2}{U_1} \right)_{U_2 = 0} \quad Y'_{22} = \left( \frac{I_2}{U_2} \right)_{U_1 = 0}$$

Aus Bild 4a ergibt sich für  $Y'_{11}$  und  $Y'_{21}$

$$Y'_{11} = \frac{I_1}{U_1} = \frac{1}{U_1} \cdot (I_{ka} + I_{kg} + S \cdot U_{kg}) \quad (3)$$

$$Y'_{11} = Y_{ak} + \frac{Y_{kg} (Y_g + Y_{ag})}{Y_g + Y_{kg} + Y_{ag}} + \frac{S (Y_g + Y_{ag})}{Y_g + Y_{kg} + Y_{ag}}$$

$$Y'_{21} = \frac{I_2}{U_1} = \frac{1}{U_1} \cdot (-I_{ka} - I_{ga} - S \cdot U_{kg}) \quad (4)$$

$$Y'_{21} = -Y_{ak} - \frac{Y_{ag} \cdot Y_{kg}}{Y_g + Y_{kg} + Y_{ag}} - \frac{S (Y_g + Y_{ag})}{Y_g + Y_{kg} + Y_{ag}}$$

Aus Bild 4b ergibt sich für  $Y'_{12}$  und  $Y'_{22}$

$$Y'_{12} = \frac{I_1}{U_2} = \frac{1}{U_2} \cdot (I_{ka} + I_{kg} + S \cdot U_{kg}) \quad (5)$$

$$Y'_{12} = -Y_{ak} - \frac{Y_{ag} \cdot Y_{kg}}{Y_g + Y_{kg} + Y_{ag}} - \frac{S \cdot Y_{ag}}{Y_g + Y_{kg} + Y_{ag}}$$

$$Y'_{22} = \frac{I_2}{U_2} = \frac{1}{U_2} \cdot (-I_{ka} - I_{ga} - S \cdot U_{kg}) \quad (6)$$

$$Y'_{22} = Y_{ak} + \frac{Y_{ag} (Y_g + Y_{kg})}{Y_g + Y_{kg} + Y_{ag}} + \frac{S \cdot Y_{ag}}{Y_g + Y_{kg} + Y_{ag}}$$

Um einen Vergleich mit einer reinen Gitterbasis-Schaltung ( $L_g = 0$ ) zu erhalten, wird die Ersatzschaltung des inneren Vierpols in Bild 3 in eine  $\pi$ -Schaltung mit den gleichen Kennleitwerten  $Y'_{11}$ ,  $Y'_{12}$ ,  $Y'_{21}$  und  $Y'_{22}$  umgewandelt.

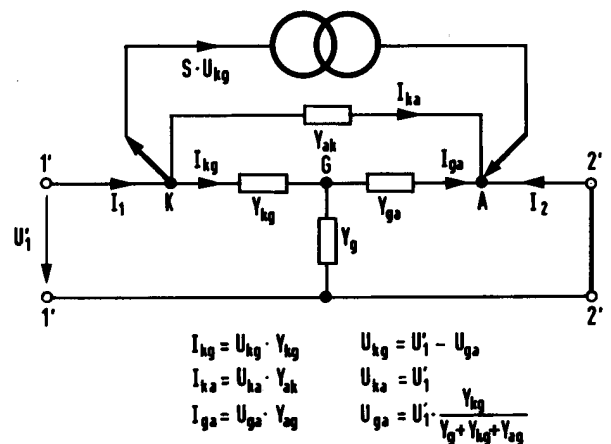


Bild 4 a

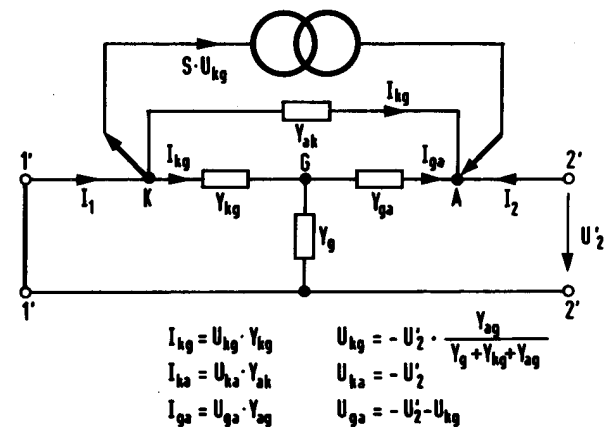


Bild 4 b

Ersatzschaltung des inneren Vierpols  $1'-1' 2'-2'$  der PC 86 aus Bild 3

a) für  $U_2 = 0$  zur Bestimmung von  $Y'_{11}$  und  $Y'_{21}$

b) für  $U_1 = 0$  zur Bestimmung von  $Y'_{12}$  und  $Y'_{22}$

### 2.2 Die $\pi$ -Schaltung des inneren Vierpols

Die  $\pi$ -Schaltung des inneren Vierpols von Bild 3 zeigt Bild 5. In der gleichen Weise wie in 2.1 ergeben sich für die Kennleitwerte der Schaltung nach Bild 5:

$$\begin{aligned} Y'_{11} &= Y_{kg} + Y'_{ak} + S' \\ Y'_{12} &= -Y'_{ak} \\ Y'_{21} &= -Y'_{ak} - S' \\ Y'_{22} &= Y'_{ag} + Y'_{ak} \end{aligned} \quad (7)$$

Mit den Gln (3) bis (7) erhält man für die Leitwerte der  $\pi$ -Schaltung

$$\begin{aligned} Y'_{kg} &= Y'_{11} + Y'_{21} = Y_{kg} \cdot \frac{Y_g}{Y_g + Y_{kg} + Y_{ag}} = Y_{kg} \cdot \zeta \\ Y'_{ag} &= Y'_{22} + Y'_{12} = Y_{ag} \cdot \frac{Y_g}{Y_g + Y_{kg} + Y_{ag}} = Y_{ag} \cdot \zeta \\ S' &= Y'_{12} - Y'_{21} = S \cdot \frac{Y_g}{Y_g + Y_{kg} + Y_{ag}} = S \cdot \zeta \\ Y'_{ak} &= -Y'_{12} = Y_{ak} + \frac{(S + Y_{kg}) Y_{ag}}{Y_g + Y_{kg} + Y_{ag}} = Y_{ak} - (S + Y_{kg}) \vartheta \end{aligned} \quad (8)$$

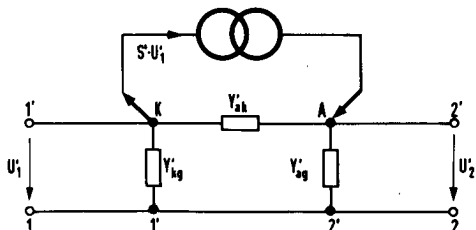
Die Leitwerte  $Y'_{kg}$ ,  $Y'_{ag}$  und  $S'$  der  $\pi$ -Schaltung gehen nach den Gln (8) aus den Röhrenleitwerten  $Y_{kg}$ ,  $Y_{ag}$  und  $S$  durch Multiplikation mit dem Transformationsfaktor

$$\zeta = \frac{Y_g}{Y_g + Y_{kg} + Y_{ag}} \quad (9)$$

hervor.

Der Rückwirkungsleitwert  $Y'_{ak}$  der  $\pi$ -Schaltung ergibt sich aus den Leitwerten  $Y_{ak}$ ,  $Y_{kg}$  und  $S$  der Röhre mit dem Transformationsfaktor

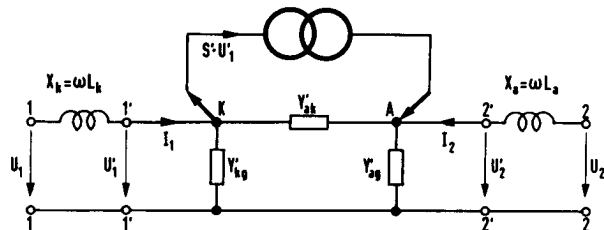
$$\vartheta = - \frac{Y_{ag}}{Y_g + Y_{kg} + Y_{ag}} \quad (10)$$



$\pi$ -Ersatzschaltung des inneren Vierpols der PC 86  
Bild 5

### 2.3 Die Kennleitwerte des äußeren Vierpols

Ergänzt man die  $\pi$ -Schaltung des inneren Vierpols 1'-1' 2'-2' (Bild 5) mit der Kathodeninduktivität  $L_k$  und der Anodeninduktivität  $L_a$ , so erhält man die Schaltung (Bild 6) für den äußeren Vierpol 1-1 2-2 von Bild 3.



Ersatzschaltung des äußeren Vierpols der PC 86

Bild 6

Für die Schaltung nach Bild 6 gilt:

$$\begin{aligned} U_1 &= U'_1 + I_1 X_k \\ U_2 &= U'_2 + I_2 X_a \end{aligned} \quad (11)$$

Mit Gl (1) folgt dann für die Kennleitwerte des äußeren Vierpols

$$\begin{aligned} Y_{11} &= \frac{Y'_{11} + \|Y'\| \cdot X_a}{N} & Y_{12} &= \frac{Y'_{12}}{N} \\ Y_{21} &= \frac{Y'_{21}}{N} & Y_{22} &= \frac{Y'_{22} + \|Y'\| \cdot X_k}{N} \end{aligned} \quad (12)$$

mit der Determinanten

$$\|Y'\| = \begin{vmatrix} Y'_{11} & Y'_{12} \\ Y'_{21} & Y'_{22} \end{vmatrix} = Y'_{11} Y'_{22} - Y'_{12} Y'_{21} \quad (13)$$

und dem Transformationsfaktor

$$N = 1 + Y'_{11} X_k + Y'_{22} X_a + \|Y'\| \cdot X_a X_k \quad (14)$$

### 3. DIE TRANSFORMATIONSFAKTOREN DER PC 86

Die durch die Gitterinduktivität  $L_g$  auftretende Transformation der inneren Röhrenleitwerte  $Y_{kg}$ ,  $Y_{ag}$ ,  $S$  und  $Y_{ak}$  (Bild 3) in die Leitwerte  $Y'_{kg}$ ,  $Y'_{ag}$ ,  $S'$  und  $Y'_{ak}$  der  $\pi$ -Schaltung (Bild 5), die einen Vergleich mit der reinen Gitterbasis-Schaltung ermöglicht, wird nach den Gln (8) durch die Transformationsfaktoren  $\zeta$  (für  $Y_{kg}$ ,  $Y_{ag}$ ,  $S$ ) und  $\vartheta$  (für  $Y_{ak}$ ) erfaßt.

$\zeta$  ist der Transformationsfaktor für die inneren Röhrenleitwerte  $Y_{kg}$ ,  $Y_{ag}$  und  $S$ .

$\vartheta$  ist der Transformationsfaktor für den inneren Rückwirkungsleitwert  $Y_{ak}$  und daher besonders wichtig für die Neutralisation der PC 86.

Setzt man in die Gln (9) und (10) die Röhrenleitwerte

TELEFUNKEN  
RÖHREN- UND HALBLEITERMITTEILUNGEN



## BLATT 4

$$Y_g = -\frac{i}{\omega L_g}$$

$$Y_{kg} = G_{el} + j\omega (C_{kg} + \Delta C_g)$$

$$Y_{ag} = j\omega C_{ag}$$

ein, so erhält man

$$\zeta = \frac{1}{1 - \omega^2 L_g (C_{kg} + \Delta C_g + C_{ag}) + j\omega L_g G_{el}} \quad (15)$$

$$\vartheta = \frac{\omega^2 L_g C_{ag}}{1 - \omega^2 L_g (C_{kg} + \Delta C_g + C_{ag}) + j\omega L_g G_{el}}$$

Die Produkte  $L_g C_{ag}$  und  $L_g (C_{kg} + \Delta C_g + C_{ag})$  sind Röhrengößen. Sie können durch zwei Kreisfrequenzen  $\omega_1$  und  $\omega_2$  ausgedrückt werden.

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_g C_{ag}}} \quad (16)$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_g (C_{kg} + \Delta C_g + C_{ag})}}$$

Mit  $\omega_1$  und  $\omega_2$  ergibt sich:

$$\zeta = \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2 + j\omega L_g G_{el}} \quad (17)$$

$$\vartheta = \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2 + j\omega L_g G_{el}}$$

Beide Transformationsfaktoren sind frequenzabhängig.

Bei der PC 86 ist in dem betrachteten Frequenzbereich  $\omega L_g G_{el} \ll \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2\right]$ ; daher können  $\zeta$  und  $\vartheta$  als reell angesehen werden.

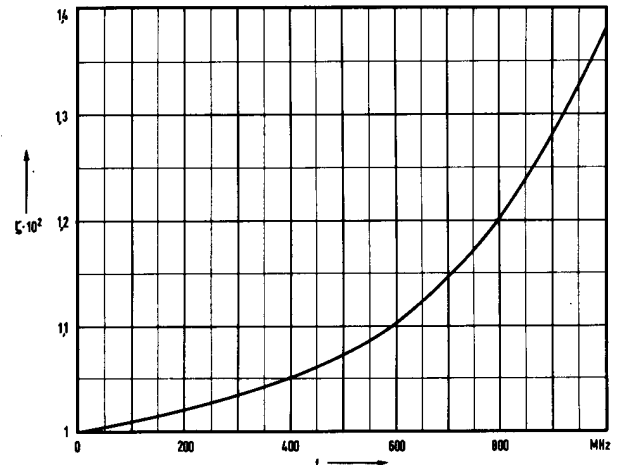
Es gilt dann näherungsweise:

$$\zeta \approx \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2} \quad (18)$$

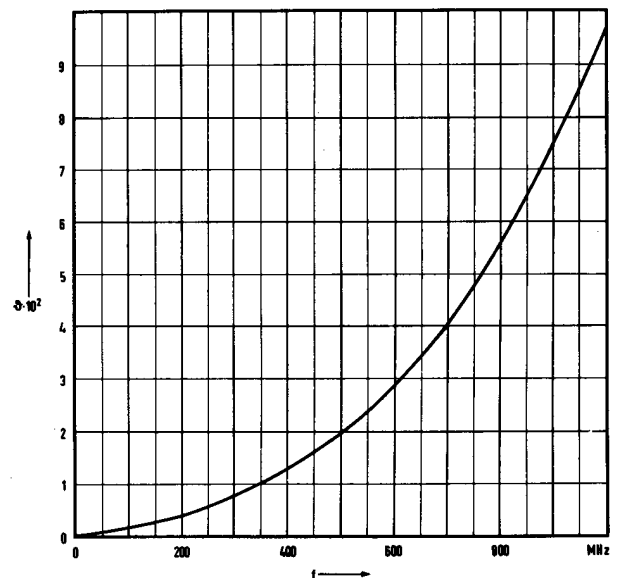
$$\vartheta \approx \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2}$$

Aus den Gln (18) erhält man mit den Betriebsdaten der PC 86 (Tabelle I am Schluß dieser RMI) die Diagramme für die Transformationsfaktoren.

Bild 7 zeigt den Transformationsfaktor  $\zeta$  und Bild 8 den Transformationsfaktor  $\vartheta$  der PC 86.



Transformationsfaktor  $\zeta$  in Abhängigkeit der Frequenz  
Bild 7



Transformationsfaktor  $\vartheta$  in Abhängigkeit der Frequenz  
Bild 8

#### 4. DIE SELBSTNEUTRALISATION DER PC 86

Der Rückwirkungsleitwert der  $\pi$ -Schaltung, Bild 5, ist nach Gl (8)

$$Y'_{ak} = Y_{ak} - (S + Y_{kg}) \vartheta$$

Mit den Röhrenleitwerten

$$Y_{ak} = |S| D \cos \varphi_s + j |S| D \sin \varphi_s + j \omega C_{ak}$$

$$S = |S| (\cos \varphi_s + j \sin \varphi_s)$$

$$Y_{kg} = G_{el} + j\omega (C_{kg} + \Delta C_g)$$

ergibt sich für den Rückwirkungsleitwert

$$Y'_{ak} = |S| D \cos \varphi_s - (|S| \cos \varphi_s + G_{el}) \vartheta + j \{ (\omega C_{ak} + |S| D \sin \varphi_s) - [\omega(C_{kg} + \Delta C_g) + |S| \sin \varphi_s] \vartheta \} \quad (19)$$

Betrachtet man den Realteil der Gl (19) für sich allein, so erkennt man, daß er bei

$$\vartheta = \vartheta_R = \frac{|S| D \cos \varphi_s}{|S| \cos \varphi_s + G_{el}} \quad (20)$$

null wird  $[(R_e(Y'_{ak}) = 0)]$ .

Ebenso wird der Imaginärteil der Gl (19) null  $[(\text{Im}(Y'_{ak}) = 0)]$  für

$$\vartheta = \vartheta_I = \frac{\omega C_{ak} + |S| D \sin \varphi_s}{\omega(C_{kg} + \Delta C_g) + |S| \sin \varphi_s} \quad (21)$$

Es finden für die Werte  $\vartheta_R$  und  $\vartheta_I$  des Transformationsfaktors  $\vartheta$  **teilweise Selbstneutralisationen** oder **innere Neutralisationen** statt.

Der bei  $\vartheta_R$  verbleibende Rest des Rückwirkungsleitwertes  $Y'_{ak}$  rührt vom Imaginärteil von  $Y'_{ak}$  her und der bei  $\vartheta_I$  verbleibende Rest von  $Y'_{ak}$  rührt vom Realteil von  $Y'_{ak}$  her. Für  $\vartheta_R = \vartheta_I$  ist **vollständige** innere Neutralisation vorhanden.

Da der Transformationsfaktor  $\vartheta$  frequenzabhängig ist, lassen sich aus  $\vartheta_R$  und  $\vartheta_I$  die beiden **Selbstneutralisationsfrequenzen**  $f_{NR}$  und  $f_{NI}$  bestimmen, bei denen Selbstneutralisation vorhanden ist.

Aus Gl (20) folgt mit der Näherung

$$G_{el} \ll |S| \cos \varphi_s \quad (22)$$

und den Gln (16) und (18) für die Frequenz, bei welcher der Realteil von  $Y'_{ak}$  neutralisiert wird,

$$f_{NR} \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{L_g (C_{gk} + \Delta C_g + C_{ag} + C_{ag} \cdot \frac{1}{D})}} \quad (23)$$

Aus Gl (21) ergibt sich mit den beiden Näherungen

$$|S| D \sin \varphi_s \ll \omega C_{ak}; \quad |\omega \Delta C_g + |S| \sin \varphi_s| \ll \omega C_{kg} \quad (24)$$

und den Gln (16) und (18) für die Frequenz, bei welcher der Imaginärteil von  $Y'_{ak}$  neutralisiert wird,

$$f_{NI} \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{L_g (C_{kg} + \Delta C_g + C_{ag} + C_{ag} \cdot \frac{C_{kg}}{C_{ak}})}} \quad (25)$$

Die **Selbstneutralisations-Frequenzen** der PC 86 ergeben sich aus den Gln (23) und (25) mit den Daten der PC 86 (Tabelle 1) zu

$$f_{NR} \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{0,9 \cdot 10^{-9} \text{H} (3,6 + 2,0 + 2,0 + 2,0 \cdot \frac{10^2}{1,47}) 10^{-12} \text{F}}} \approx 440 \text{ MHz}$$

$$f_{NI} \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{0,9 \cdot 10^{-9} \text{H} (3,5 + 2,0 + 2,0 + 2,0 \cdot \frac{3,6}{0,2}) 10^{-12} \text{F}}} \approx 800 \text{ MHz}$$

Da die beiden Selbstneutralisationsfrequenzen mit den Näherungen nach den Gln (22) und (24) berechnet wurden, muß die Gültigkeit dieser Näherungen für die PC 86 untersucht werden. Dazu entnimmt man aus Tabelle 1

$$S = 14 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}; \quad D = 1,47 \cdot 10^{-2}$$

$$C_{ak} = 0,2 \cdot 10^{-12} \text{ F}; \quad \Delta C_g = 2 \cdot 10^{-12} \text{ F}; \quad C_{kg} = 3,6 \cdot 10^{-12} \text{ F}$$

$$\varphi_{S 440} = 4,4 \cdot (-7^\circ) \approx -31^\circ$$

$$\varphi_{S 800} = 8 \cdot (-7^\circ) = -56^\circ$$

$$G_{el 440} = 4,4^2 \cdot 0,1 \text{ mS} \approx 1,9 \cdot 10^{-3} \text{ S}$$

Setzt man diese Werte in Gl (22) ein, so erhält man bei  $f_{NR} = 440 \text{ MHz}$

$$G_{el} = 1,9 \text{ mS} \text{ und } |S| \cos \varphi_s = 12 \text{ mS.}$$

Aus den Gln (24) ergibt sich bei  $f_{NI} = 800 \text{ MHz}$ :

$$|S| D \sin \varphi_s = 0,17 \text{ mS} \quad \omega C_{ak} = 1 \text{ mS}$$

$$\omega \Delta C_g + |S| \sin \varphi_s = 1,6 \text{ mS} \quad \omega C_{kg} = 18 \text{ mS}$$

Die zur einfachen Berechnung der beiden Selbstneutralisationsfrequenzen der PC 86 verwendeten Näherungen [Gln (22) und (24)] können also als zulässig angesehen werden.

## 5. DER BEI DEN SELBSTNEUTRALISATIONSFREQUENZEN NOCH VORHANDENE REST DES RÜCKWIRKUNGSLEITWERTES.

Die Berechnung des bei den beiden Selbstneutralisations-Frequenzen noch vorhandenen Rückwirkungsleitwertes  $Y'_{ak}$  erfolgt nach Gl (19) mit den Betriebsdaten der PC 86 (Tabelle 1). Aus Bild 8 entnimmt man





$$\vartheta_R = 1,6 \cdot 10^{-2} \text{ bei } f_{NR} = 440 \text{ MHz}$$

$$\vartheta_I = 5,6 \cdot 10^{-2} \text{ bei } f_{NI} = 800 \text{ MHz}$$

Da nach Abschnitt 4 der Realteil von  $Y'_{ak}$  bei  $f_{NR}$  gleich null ist, ergibt sich für die noch verbleibende Imaginärkomponente von  $Y_{ak}$

$$\begin{aligned} Y'_{ak 440} &= j \operatorname{Im} (Y'_{ak 440}) = j \omega [C_{ak} - (C_{kg} + \Delta C_g) \vartheta_R] \\ &\quad + j |S| (D - \vartheta_R) \sin \varphi_{S 440} \\ &= j \cdot 2\pi \cdot 440 \cdot 10^6 [0,2 - (3,6 + 2) 1,6 \cdot 10^{-2}] \cdot 10^{-12} \\ &\quad + j \cdot 14 \cdot 10^{-3} (1,47 - 1,6) 10^{-2} (-0,515) \end{aligned}$$

$$Y'_{ak 440} = j \cdot 0,3 \text{ mS}$$

Bei  $f_{NI}$  ist der Imaginärteil von  $Y'_{ak}$  gleich null, so daß sich für die noch verbleibende Realkomponente von  $Y'_{ak}$  ergibt

$$\begin{aligned} Y'_{ak 800} &= R_e (Y'_{ak}) \\ &= |S| D \cos \varphi_{S 800} - (|S| \cos \varphi_{S 800} + G_{el 800}) \vartheta_I \\ &= 14 \cdot 10^{-3} \cdot 1,47 \cdot 10^{-2} \cdot 0,559 \\ &\quad - (14 \cdot 10^{-3} \cdot 0,559 + 64 \cdot 10^{-4}) 5,6 \cdot 10^{-2} \end{aligned}$$

$$Y'_{ak 800} = -0,68 \text{ mS}$$

## 6. DER AUSGANGSLEITWERT DER PC 86

Da im allgemeinen beim Gitterbasis-Verstärker wegen des hohen Eingangsleitwertes (Kathode/Masse) Selektion und Abstimmung nur auf der Ausgangsseite (Anode) erfolgen, ist die Kenntnis des Ausgangsleitwertes zur Berechnung des Ausgangskreises notwendig.

Wird der Vierpol 1-1 2-2 in Bild 6 am Eingang durch einen Generator mit dem Innenleitwert  $Y_S$  gespeist, so ist nach [3] sein Außenleitwert

$$Y_{II} = Y_{22} - \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_{11} + Y_E} \quad (26)$$

Wegen des hohen Kurzschluß-Eingangsleitwertes  $Y_{11}$  und des niedrigen Kurzschluß-Rückwirkungsleitwertes  $Y_{12}$  der Gitterbasisschaltung (besonders bei Neutralisation), folgt aus Gl (26) für den Ausgangsleitwert

$$Y_{II} \approx Y_{22} \quad (27)$$

Aus den Gl'n (12) bis (14) und der für Trioden in Gitterbasis-Schaltung geltenden Näherung

$$Y_{11} \cdot Y_{22} \gg Y_{12} \cdot Y_{21} \quad (28)$$

ergibt sich

$$Y_{II} \approx \frac{Y'_{22}}{1 + Y'_{12} \cdot jX_a} \quad (29)$$

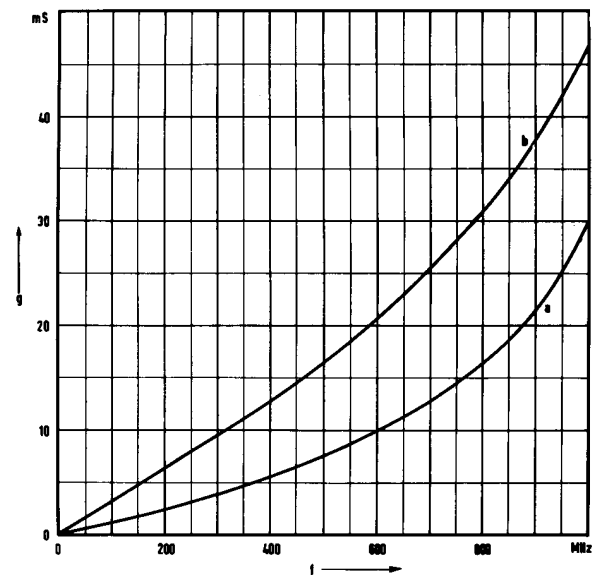
Aus den Gl'n (7) und (8) ergibt sich mit der Näherung  $Y'_{ak} \ll Y'_{ag}$  (GB-Schaltung) für den Ausgangsleitwert

$$Y_{II} = G_{II} + j g_{II} \approx \frac{Y'_{ag}}{1 + Y'_{ag} \cdot j X_a} \quad (30)$$

$$j g_{II} \approx \frac{j \cdot \omega C_{ag}}{1 - \omega^2 L_a C_{ag}} \quad (31)$$

Der Imaginärteil des Ausgangsleitwertes der PC 86 ist im Frequenzgebiet bis 800 MHz, für das  $\omega^2 < \frac{1}{L_a C_{ag}}$  gilt, kapazitiv.

Bild 9 zeigt den nach Gl (31) berechneten Imaginärteil  $g_{II}$  des Ausgangsleitwertes der PC 86 in Abhängigkeit von der Frequenz (Kurve a). In Kurve b ist die Kapazität  $C_2$  der Röhrenfassung und des Preßstellers mit berücksichtigt.



Imaginärteil des Ausgangsleitwertes der PC 86

Kurve a:  $g_{II}$  in Abhängigkeit von der Frequenz ohne die Kapazität  $C_2$  der Röhrenfassung und des Preßstellers (Vierpol 1-1 2-2 in Bild 1 und 6)

Kurve b:  $g_{II} + \omega C_2$  in Abhängigkeit von der Frequenz

Bild 9

## 7. DIE VERKÜRZUNG DES ANODENSEITIGEN LEITUNGSKREISES DURCH DIE PC 86

Wenn man als Schwingkreise Leitungskreise verwendet, ist es zweckmäßig, den kapazitiven Aus-

gangsleitwert der PC 86 als Ausgangsleitwert eines am Eingang offenen verlustlosen Leitungsstückes mit der Länge  $\Delta l_{II}$  aufzufassen. Die geometrische Länge eines Leitungs-Resonanzkreises an der Anode muß daher um  $\Delta l_{II}$  kürzer sein.

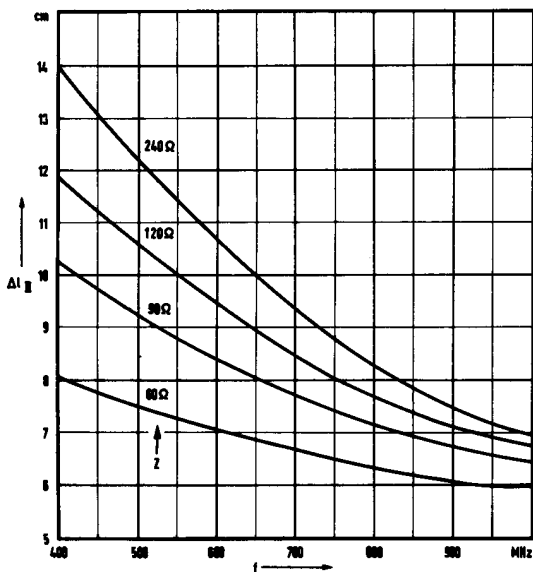
Aus den Leitungsgleichungen Gln (1) in [1], ergibt sich für eine offene verlustlose Leitung ( $I_2 = 0$ ) mit einem Wellenwiderstand  $Z$ , die einem kapazitiven Leitwert  $+jg$  äquivalent ist;

$$jg = j \frac{1}{Z} \cdot \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda} \quad (32)$$

Daraus folgt für die Verkürzung  $\Delta l_{II}$  des anodenseitigen Leitungs-Resonanzkreises mit  $g = g_{II} + \omega C_2$  ( $C_2$  ist die Kapazität des Preßtellers und der Röhrenfassung).

$$\Delta l_{II} = \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{arc} \operatorname{tg} gZ \quad (33)$$

Bild 10 zeigt die geometrische Verkürzung  $\Delta l_{II}$  des anodenseitigen Leitungs-Resonanzkreises mit  $g = g_{II} + \omega C_2$  aus Kurve b in Bild 8 und Gl (33).



Verkürzung  $\Delta l_{II}$  des anodenseitigen Resonanzkreises durch den Imaginärteil  $g_{II} + \omega C_2$  der PC 86 (aus Kurve b in Bild 8)

Bild 10

## 8. ZAHLENBEISPIELE FÜR DIE BEMESSUNG DES ANODENKREISES

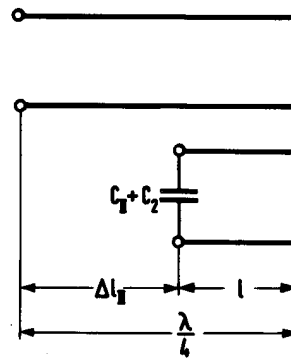
### 8.1 Anodenkreis der PC 86 für 600 MHz

a)  $\frac{\lambda}{4}$ -Leitungskreis (am äußeren Ende kurz-

geschlossene Leitung), Bild 11

gegeben:  $f = 600 \text{ MHz} \triangleq \lambda = 50 \text{ cm}$

gewählt:  $Z = 60 \Omega$



Kurzgeschlossener  $\frac{\lambda}{4}$ -Leitungskreis am Ausgang der PC 86 für 600 MHz;  $Z = 60 \Omega$   
Bild 11

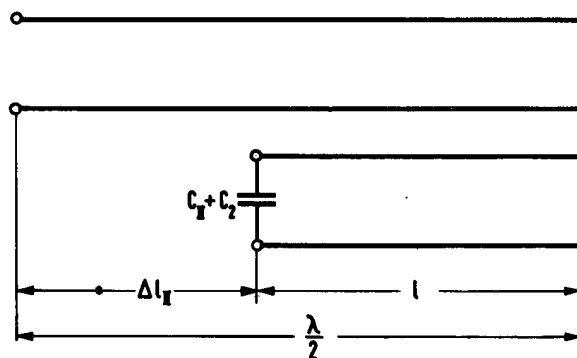
Aus Bild 10 ergibt sich für die Verkürzung  $\Delta l_{II} = 7,1 \text{ cm}$ . Der anodenseitige Leitungskreis hat dann eine Länge

$$l = \frac{\lambda}{4} - \Delta l_{II} = 12,5 \text{ cm} - 7,1 \text{ cm} = 5,4 \text{ cm}$$

b)  $\frac{\lambda}{2}$ -Leitungskreis (am äußeren Ende offene Leitung), Bild 12

gegeben:  $f = 600 \text{ MHz} \triangleq \lambda = 50 \text{ cm}$

gewählt:  $Z = 120 \Omega$



Offener  $\frac{\lambda}{2}$ -Leitungskreis am Ausgang der PC 86 für 600 MHz;  $Z = 120 \Omega$

Bild 12

Aus Bild 10 ergibt sich für die Verkürzung  $\Delta l_{II} = 10,7 \text{ cm}$ . Damit wird

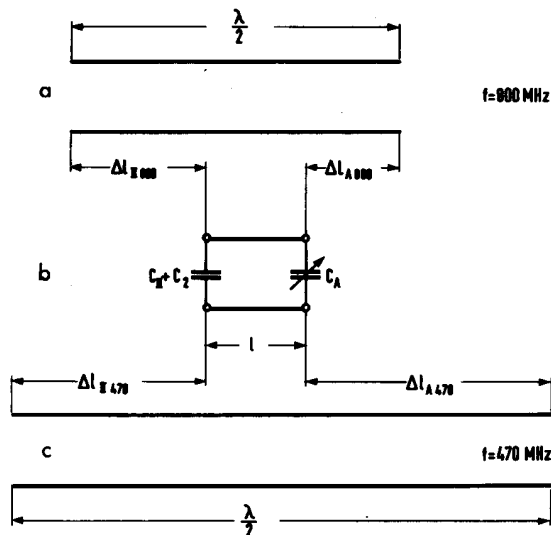
$$l = \frac{\lambda}{2} - \Delta l_{II} = 25 \text{ cm} - 10,7 \text{ cm} = 14,3 \text{ cm}$$



### 8.2 Durchstimmbare Anodenkreis an der PC 86 für 470–800 MHz

Als durchstimmbare Anodenschwingkreis wird ein am Ende kapazitiv beschwerter  $\frac{\lambda}{2}$ -Leitungskreis gewählt. Die Abstimmung erfolgt mittels des Kondensators  $C_A$  am Ende der Leitung (Bild 13b).

**gegeben:**  $f = 470 \dots 800 \text{ MHz}$   $\wedge \lambda = 63,8 \dots 37,4 \text{ cm}$   
**gewählt:**  $Z = 120 \Omega$ ,  $C_{A \text{ min}} = 2 \text{ pF}$



Durchstimmbare Leitungskreis am Ausgang der PC 86 von 470 bis 800 MHz;  $Z = 120 \Omega$

Bild 13

**800 MHz:**  $\frac{\lambda}{2} = 18,7 \text{ cm}$ ,  $\Delta l_{II} = 7,7 \text{ cm}$  (aus Bild 10)

Aus Gl (33) ergibt für die Verkürzung  $\Delta l_A$  der der Leitung durch  $C_{A \text{ min}}$

$$\Delta l_A = \frac{\lambda}{2\pi} \arctg \omega C_{A \text{ min}} \cdot Z$$

$$\begin{aligned} \Delta l_A &= \frac{37,4 \text{ cm}}{2\pi} \arctg (2\pi \cdot 8 \cdot 10^8 \cdot 2 \cdot 10^{-12} \cdot 120) \\ &= \frac{37,4 \text{ cm}}{2\pi} \arctg 1,21 = \frac{37,4 \text{ cm}}{2\pi} \cdot 50,4^\circ \\ &= \frac{37,4 \text{ cm}}{2\pi} \cdot 0,879 \quad (50,4^\circ \text{ entspricht } 0,879 \text{ im Bogenmaß}) \end{aligned}$$

$$\Delta l_A = 5,23 \text{ cm} \approx 5,2 \text{ cm}$$

$$l = \frac{\lambda}{2} - \Delta l_{II} - \Delta l_A = 18,7 - 7,7 - 5,2 = 5,8 \text{ cm}$$

$$\text{470 MHz: } \frac{\lambda}{2} = 31,9 \text{ cm}, l = 5,8 \text{ cm}, \Delta l_{II} = 11 \text{ cm}$$

Daraus ergibt sich für die Verkürzung  $\Delta l_A$

$$\Delta l_A = \frac{\lambda}{2} - l - \Delta l_{II} = 31,9 - 5,8 - 11 = 14,1 \text{ cm}$$

Aus Gl (32) folgt für den Kondensator  $C_{A \text{ max}}$ , der die geometrische Verkürzung  $\Delta l_A$  hervorruft:

$$\begin{aligned} C_{A \text{ max}} &= \frac{1}{\omega Z} \cdot \text{tg} \frac{2\pi \cdot \Delta l_A}{\lambda} \\ C_{A \text{ max}} &= \frac{1}{2\pi \cdot 470 \cdot 10^6 \text{ Hz} \cdot 120 \Omega} \cdot \text{tg} \frac{2\pi \cdot 14,1}{63,8} \\ &= \frac{10^{-6} \text{ F}}{2\pi \cdot 470 \cdot 120} \cdot \text{tg} 1,39 \\ &= \frac{10^{-6} \text{ F}}{2\pi \cdot 470 \cdot 120} \cdot \text{tg} 79,8^\circ = \frac{5,55}{2\pi \cdot 470 \cdot 120} \cdot 10^{-6} \text{ F} \end{aligned}$$

$$C_{A \text{ max}} = 15,7 \cdot 10^{-12} \text{ F} \approx 16 \text{ pF}$$

Der Leitungskreis hat eine geometrische Länge von  $l = 5,8 \text{ cm}$  und ist mit einem Kondensator  $C_A = 2 \dots 16 \text{ pF}$  von 800 MHz bis 470 MHz durchstimbar.

### Tabelle I

Die Betriebsdaten der PC 86

$S = 14 \text{ mA/V}$	$\Delta C_g = 2 \text{ pF}$
$\varphi_{S 100} = -7^\circ$	$C_{ag} = 2 \text{ pF}$
$D = 1,47 \cdot 10^{-2} = 1,47\%$	$C_{kg} = 3,6 \text{ pF}$
$U_a = 175 \text{ V}$	$C_{ak} = 0,2 \text{ pF}$
$I_{a0} = 12 \text{ mA}$	$C_2 = 3 \text{ pF}$
$R_k = 125 \Omega$	$L_g = 0,9 \text{ nH}$
$G_{n 100} = 0,1 \text{ mS}$	$L_a = 3,9 \text{ nH}$
$G_{el 100} = 0,1 \text{ mS}$	$L_k = 4,5 \text{ nH}$
$R_d = 230 \Omega$	$\omega_1 = 23600 \text{ MHz}$
	$\omega_2 = 12100 \text{ MHz}$

### Literatur:

R. Maurer

- [1] RMI Nr. 59 01 48  
Schwingkreise im Fernsehband IV und V
- [2] RMI Nr. 57 09 26  
PC 86 in der Eingangsschaltung für den FS-Empfang im Dezimeterbereich
- [3] TELEFUNKEN-Laborbuch, Band I

Übersicht über die bisher herausgegebenen Telefunken-Röhrenmitteilungen für die Industrie gibt Ihnen das regelmäßig zum Ende eines jeden Vierteljahres erscheinende Inhaltsverzeichnis. Alle darin genannten Mitteilungen können jederzeit vom technischen Kundendienst der TELEFUNKEN GmbH., Röhrenvertrieb Ulm-Donau, Söflinger Str. 100, nachgefordert werden.

---

**Diese Mitteilung dient nur zu Ihrer Information. Nachdruck (auch auszugsweise) bedarf unserer Zustimmung. Lizenz- und Schutzrechtsfragen liegen außerhalb dieser techn. Information.**

Druck: Hartmann Ulm-Do. Printed in Western Germany

