



# PHILIPS

## MONATSFÜHRER FÜR APPARATE-FABRIKANTEN

2015 Digitalisiert von Thomas Lebeth für [www.radiomuseum.org](http://www.radiomuseum.org)

Nr. 13  
MÄRZ 1934

„MINIWATT“  
EMPFÄNGER-  
RÖHREN

VERSTÄRKER-  
RÖHREN

GLEICHRICHTER  
RÖHREN

REGULATOR  
RÖHREN

ÖLCONDEN-  
SATOREN

ELEKTROLYT-  
KONDENSATOREN

N. F. TRANS-  
FORMATOREN

LAUTSPRECHER-  
SYSTEME

WIDERSTÄNDE

### Die neuen Philips Röhren für die Saison 1934/35

Die immer fortschreitende Entwicklung der Empfänger machte die Ergänzung der bestehenden Wechselstromröhrenserie mit einigen neuen Typen notwendig, und zwar mit einer regelbaren Mischröhre, einer regelbaren H.F.-Penthode, welche mit einer relativ geringen Regelspannung eine gute Lautstärkeregelung gestattet, sowie mit einer Duo-Diode, welche für die bessere Gleichrichtung und automatische Lautstärkeregelung erforderlich ist.

Ausser diesen neuen Röhren in der 4-Volt-Wechselstromserie wurde eine Serie von Röhren für Gleichstrom-Wechselstromempfänger (der Einfachheit halber im folgenden G/W-Empfänger genannt) und von Spezialröhren für Automobilempfänger entwickelt.

Die G/W-Röhren sind für einen Heizstromverbrauch von 200 mA hergestellt. Die Heizspannung beträgt für die Vorröhren und die 5-Watt-Endpenthode 13 Volt, für die 8-Watt-Penthode 20 Volt und für die Gleichrichterröhren dieser Serie 20 bzw. 30 Volt.

Die Röhren für Autoradio sind für eine Heizspannung von 6,3 Volt bestimmt (mittlere Spannung einer dreizelligen Autobatterie). Für Kraftwagen mit sechszelligen Batterien sind mit Ausnahme der 8-Watt-Endröhre und der Gleichrichterröhren die obengenannten G/W-Röhren geeignet. Wir haben deshalb diese Serie um eine Gleichrichterröhre mit einem 13-Volt-Heizfaden vervollständigt, wodurch diese Serie auch für den Bau von 13-Volt-Kraftwagengeräten verwendbar ist.

Die obenerwähnte regelbare Mischröhre, H.F.-Penthode und Duo-Diode sind auch in den neuen Serien aufgenommen.

Wir geben untenstehend tabellarisch eine Übersicht über die neuen Röhren und Röhrenserien und im folgenden die vorläufigen Daten dieser Röhren.

#### Neue 4-Volt-Wechselstromröhren.

Mischoktode .....	AK1
Hochfrequenzpenthode-Selektode ....	AF2
Duo-Diode .....	AB1

#### Gleichstrom/Wechselstromröhren.

Mischoktode .....	CK1
Hochfrequenzpenthode .....	CF1
Hochfrequenzpenthode-Selektode ....	CF2
Duo-Diode .....	CB1
5-Watt-Endpenthode .....	CL1
8-Watt-Endpenthode .....	CL2 <sup>*)</sup>
Einweggleichrichter .....	CY1
Einweggleichrichter und Spannungsver- doppler .....	CY2
Widerstandsröhre (200 mA) .....	C1

#### 6,3-Volt-Autoradioröhren.

Mischoktode .....	EK1
Hochfrequenzpenthode .....	EF1
Hochfrequenzpenthode-Selektode ....	EF2
Duo-Diode .....	EB1
5-Watt-Endpenthode .....	EL1
Vollweggleichrichter .....	EZ1

#### 13-Volt-Autoradioröhren.

Mischoktode .....	CK1
Hochfrequenzpenthode .....	CF1
Hochfrequenzpenthode-Selektode ....	CF2
Duo-Diode .....	CB1
5-Watt-Endpenthode .....	CL1
Vollweggleichrichter .....	EZ1

<sup>\*)</sup> Bei  $V_a = 100$  V,  $W_a = 5$  W und  $W_o = 1,7$  W bei 10% Verzerrung.

## Die Philips Oktode A K 1

Der Name Oktode sagt schon, dass es sich um eine Achtelektrodenröhre handelt, und zwar um eine Mischröhre mit sehr hoher Transponierungsverstärkung, welche zu gleicher Zeit als sehr effektive Regelröhre auch auf Kurzwellen Hervorragendes leistet. Wie bei ihrer Vorgängerin, der Mischhexode, wird auch hier die Mischung elektronisch in der Röhre selbst zustande gebracht. Um die Arbeitsweise zu verstehen, kann man sich die Röhre im wesentlichen geteilt denken in einen *unteren* Teil, welcher der Hilfsschwingungserzeuger ist, und in einen *oberen* Teil, in welchem die Hilfsschwingungen durch die Signalhochfrequenz beeinflusst werden. Die Elektronen, welche im Takte der Hilfsschwingungen vom unteren Teil durchgelassen werden, werden also auf ihrem Weg zur Anode im oberen Teil nochmals im Takte der empfangenen Schwingungen beeinflusst, so dass hieraus die Überlagerung beider Schwingungen entsteht.

Der Zweck dieser Röhre besteht also darin, die Mischung der Eingangssignalspannung der Kreisfrequenz  $\omega_1$  mit einer von der Röhre selbst erzeugten Spannung der Kreisfrequenz  $\omega_2$  zu fördern und eine Ausgangsspannung der Frequenz

$$\omega_o = \omega_1 - \omega_2$$

zu erzeugen, welche Spannung, die Zwischenfrequenz, dann im Zwischenfrequenzteil weiter verstärkt wird.

Nennt man die Eingangssignalspannung  $E_1 \cos \omega_1 t$  und die an der Röhre liegende Hilfsspannung  $E_2 \cos \omega_2 t$ , so entsteht auf dem Ausgangskreis, der auf die Kreisfrequenz  $\omega_o$  abgestimmt ist, die Spannung  $E_o \cos \omega_o t$ .

Nun ist es klar, dass wir als die Verstärkung der Röhre das Verhältnis zwischen der Ausgangsspannung und der Eingangsspannung bezeichnen, und zwar nennen wir diese, weil es keine gewöhnliche direkte Verstärkung ist, die Transponierungsverstärkung ( $G_c$ ).

$$\text{Also ist: } G_c = \frac{E_o}{E_1}$$

Es ist nun offenbar die Aufgabe der Röhre, mit einem Ausgangskreis der üblichen Art (z.B. mit einer Impedanz von 0,5 Megohm in der Abstimmung) eine möglichst grosse Transponierungsverstärkung zu er-

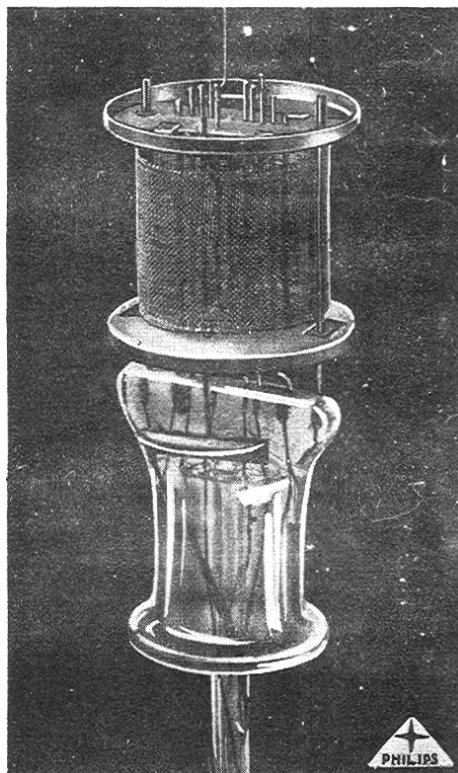


Abb. 1

reichen. Dabei müssen wir aber die unangenehmen Nebeneffekte, welche den bisherigen Mischröhren anhafteten, vermeiden. Im folgenden wird im einzelnen erläutert, wie dieses Ziel erreicht wurde.

### Aufbau:

Der Aufbau der Oktode geht aus dem Schema der Abb. 2 hervor, wo die verschiedenen Gitter von der Kathode bis zur Anode fortlaufend numeriert sind. Das Steuergitter 1 bildet zusammen mit der Hilfsanode 2, bestehend aus zwei Stäbchen, im wesentlichen ausserhalb der Hauptelektronenstrombahn gelegen, eine Triode. Die zusammen in der Röhre verbundenen

Schirmgitter 3 und 5 haben die übliche Ausführung solcher Gitter und umschliessen das Steuergitter 4, das mit dem Eingangssignalkreis verbunden ist. Das Fanggitter 6 ist innerhalb der Röhre mit der Kathode verbunden. Der Röhrensockel enthält demnach insgesamt 7 Kontakte (zwei Glühfadenanschlüsse, Kathode, Gitter 1, 2, 3 + 5 und Anode). Das Steuergitter 4 dagegen ist oben *am Kolben* nach aussen geführt. Die

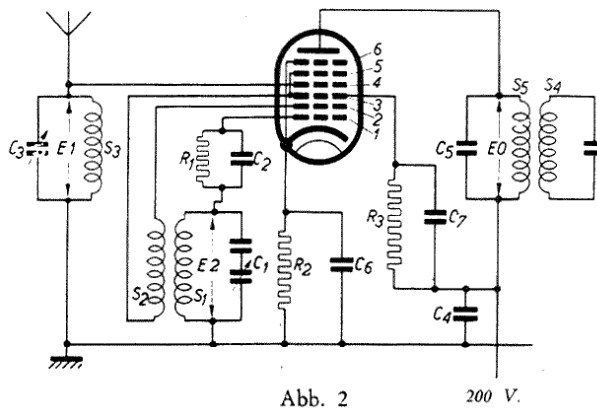


Abb. 2 200 V.

Spannungen der verschiedenen Elektroden sind: Gitter 1 : -1,5 Volt; Gitter 2, 3 + 5: ca. 70 V; Gitter 4 : -1,5 Volt, und für die Anode ca. 200 Volt. Gegenüber den bisherigen Typen, wie z.B. der amerikanischen Pentagrid-Röhre, ergibt sich eine Vereinfachung, da letztere mit drei verschiedenen Spannungen arbeitet (250, 100 und 200 Volt), während die Oktode mit 2 Spannungen (200 und 70 V bzw. 100 und 70 V) auskommt. Bei der Oktode ist es nicht, wie sonst bei Schirmgitterröhren, erforderlich,

die Schirmgitterspannungen von teuren Potentiometern abzugreifen. Vielmehr genügt, wie Abb. 2 es zeigt, ein einfacher Serienwiderstand zur Speisung der Gitter 3 + 5 und 2.

### Arbeitsweise:

Die Arbeitsweise kann ebenfalls an Hand der Abb. 2 erläutert werden. Das Gitter ist über einen Gitterwiderstand  $R_1$  nebst Kondensator  $C_2$  an den Schwingungskreis  $S_1, C_1$  angeschlossen, der über die Rückkopplungsspule  $S_2$  an die Hilfsanode gekoppelt ist. Die Rückkopplung soll ungefähr so eingestellt werden, dass über dem Schwingungskreis  $S_1, C_1$  eine Wechselspannung von 8 Volt gemessen wird. Indessen ist dieser Wert, wie unten näher erläutert wird, nicht kritisch. Die Kopplung muss zur Erzielung dieser Spannung ungefähr so stark sein, dass über der Spule  $S_2$  eine Wechselspannung von etwa 3 bis 4 Volt gemessen wird. Nach dem Vorhergehenden wird das Gitter 1 durch eine Wechselspannung von etwa 8 Volt effektiv mit der Kreisfrequenz  $\omega_2$  und durch eine automatisch mittels  $R_2$  und  $R_1$  sich einstellende Vorspannung gesteuert. Der durch Gitter 1 hindurchgehende Elektronenstrom wird ebenfalls in diesem Rhythmus gesteuert. Nachdem der Elektronenstrom das positive Schirmgitter 3 durchheilt hat, wird er vor dem negativen Steuergitter 4 gestaut, und der durch dieses Gitter 4 tretende Anteil wird bei diesem Durchgang mit der Frequenz der Eingangssignalspannung (Kreisfrequenz  $\omega_1$ ) moduliert. Es entsteht demnach ein Anteil der Elektronenströmung, welcher proportional zu

$$\cos \omega_1 t \times \cos \omega_2 t$$

schwankt. Offenbar enthält dieser Anteil gemäss der Zerlegung

$$\cos \omega_1 t \cdot \cos \omega_2 t = \frac{1}{2} \cos (\omega_1 - \omega_2) t + \frac{1}{2} \cos (\omega_1 + \omega_2) t$$

eine Komponente, welche die Kreisfrequenz  $\omega_0 = \omega_1 - \omega_2$  besitzt, also die *Zwischenfrequenzkomponente*. Für diese Stromkomponente hat der Anodenkreis  $S_5, C_5$  (Zwischenfrequenztransformator), der auf  $\omega_0$  abgestimmt ist, eine hohe Impedanz. Es entsteht demnach über diesen Kreis eine beträchtliche Spannung der Frequenz  $\omega_0$ .

### Eigenschaften:

Was die Daten für die Arbeitsweise der Röhre betrifft, sei folgendes angeführt. Die Röhre besitzt für die Zwischenfrequenz einen effektiven inneren Widerstand  $R_i$ . Wenn  $V_a$  die





Anodengleichspannung,  $I_a$  der Anodengleichstrom ist, so kann  $R_i$  bestimmt werden als Quotient einer Spannungsänderung  $\Delta V_a$  und der entsprechenden Stromänderung  $\Delta I_a$

$$R_i = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a}$$

Diese Messung muss stattfinden, während die Röhre schwingt und während die Wechsel- und Vorspannungen des Gitters 1 und des Gitters 4 genau so wie im Betriebe eingestellt sind. Bei Nichtbeachten dieser Regel würde  $R_i$  vom richtigen Wert weitgehend abweichen. Wir nehmen nun einen Augenblick an, der Anodenkreis  $S_5 C_5$  wäre kurzgeschlossen. Die Anodenstrom-Zwischenfrequenzkomponente sei:

$$i_o \cos \omega_o t,$$

und die an das Gitter 4 angelegte Eingangsspannung sei:

$$E_1 \cos \omega_1 t.$$

Dann nennt man:

$$S_c = \frac{I_o}{E_1}$$

die Transponierungssteilheit der Röhre. Sie beträgt etwa 600 Mikroampere pro Volt. Nun schalten wir den Anodenkreis  $S_5 C_5$  wieder ein. Die Impedanz dieses Kreises bei seiner Abstimmfrequenz  $\omega_o$  sei  $Z$ . Dann kann die Wechselspannung

$$E_o \cos \omega_o t,$$

welche über diesem Zwischenfrequenzkreis steht, berechnet werden aus:

$$E_o = E_1 S_c \frac{R_i \cdot Z}{R_i + Z} = G_c E_1.$$

Der Wert  $G_c$ , *Transponierungsverstärkung* genannt, kann demnach in einfacher Weise berechnet werden, falls  $S_c$ ,  $R_i$  und  $Z$  bekannt sind. Für die Oktode ist im Arbeitspunkt (bei 200 Volt Anodenspannung und den obengenannten Gleichspannungen)  $R_i = 1,5$  Megohm. Folglich erzielt man mit einem Anodenkreis  $S_5 C_5$  von 0,5 Megohm eine Verstärkung von etwa 225. Zum Vergleich sei erwähnt, dass die entsprechenden Daten für die Pentagridröhre etwa sind:  $S_c = 520 \mu A/V$ ,  $R_i = 0,3$  Megohm,  $G_c = 100$ . Demnach bedeutet die Oktode eine grosse Verbesserung und stellt sie augenblicklich die Mischröhre mit der grössten Verstärkung dar. Um den Bedürfnissen nach Fadingausgleich Rechnung zu tragen,

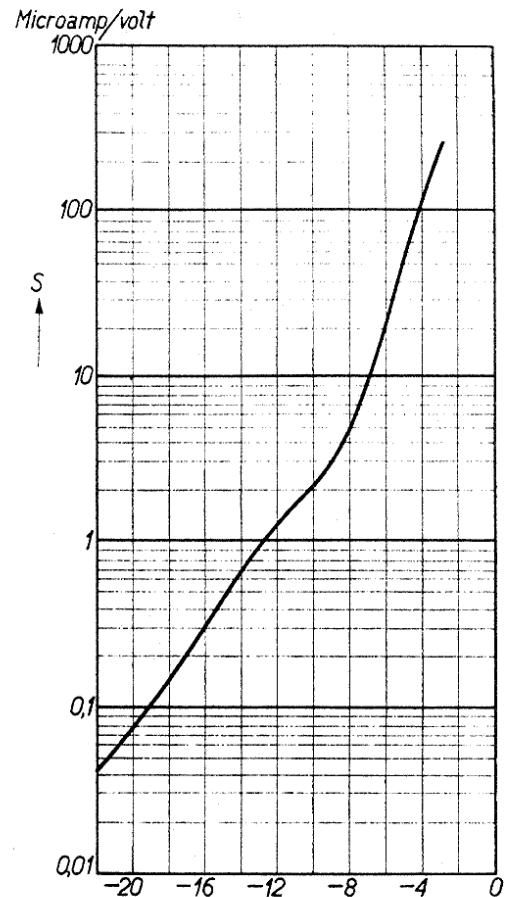


Abb. 3

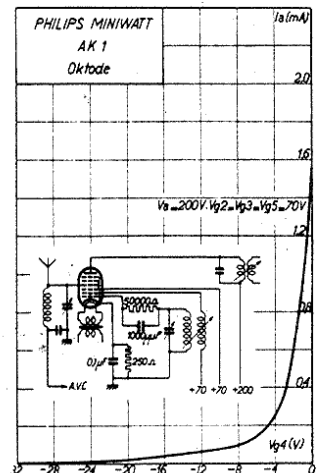


Abb. 4



ist das Steuergitter 4 derart gestaltet, dass bei Anlegen einer zusätzlichen Vorspannung von etwa 20 Volt obige Verstärkung auf den zehntausendsten Teil herabgesetzt wird. Abb. 3 gibt  $S_c$  als Funktion von  $V_{g_1}$ , während Abb. 4 den Anodenstrom als Funktion der Gitterspannung des vierten Gitters ( $I_a$ - $V_{g_4}$ -Kennlinie) zeigt. Das Schema dieser Abbildung zeigt, bei welcher Schaltung die Kurve aufgenommen ist.

Die über dem Schwingungskreis  $S_1 C_1$  gemessene Oszillatorspannung ändert sich beim Anlegen der 20 Volt Regelspannung an das Gitter 4 noch nicht um einen Faktor 2.

Dagegen wird die maximale Transponierungssteilheit bei einer Oszillatorspannung von ca. 8,5 V erzielt und nimmt bei grösseren Oszillatorspannungen ab. Der innere Widerstand nimmt jedoch bei grösseren Oszillatorspannungen noch etwas zu. Die Oszillatorspannung, bei welcher die grösste Verstärkung erreicht wird, ist also abhängig von der Impedanz im Anodenkreis und von der angelegten Anodenspannung. Für eine Impedanz des Ausgangskreises von 0,5 Megohm und eine Impedanz von 0,2 Megohm ist in Abb. 5 die Transponierungsverstärkung  $G_c$  als Funktion der Oszillatorscheitelspannung  $E_2$  für Anodenspannungen von 250, 200 und 100 V aufgetragen. Die Transponierungsverstärkung beträgt etwa:

$V_a$	$V_{g_2}$ & $V_{g_3}$	$V_{g_2}$	$V_{g_4}$	Z	$G_c$
250	80	80	-1,5	0,5 Megohm	245
200	70	70	-1,5	0,5 „	240
100	70	70	-1,5	0,5 „	210
250	80	80	-1,5	0,2 „	120
200	70	70	-1,5	0,2 „	120
100	70	70	-1,5	0,2 „	105

Aus dieser Abb. 5 erhellt zunächst die wichtige Tatsache, dass die Oktode auch bei niedriger Netzspannung (100 Volt) noch hohe Verstärkungswerte gewährleistet. Dies ist bei anderen Mischröhren (z.B. Hexoden) keineswegs der Fall. Weiter ist aus den Kurven ersichtlich, dass es keinen Sinn hat, eine hohe Oszillatorspannung einzustellen, weil dadurch doch keine Erhöhung, sondern sogar eine Verminderung der Verstärkung eintritt. Auch ist zu ersehen, dass eine Änderung der Oszillatorspannung etwa um einen Faktor 2 nur wenig Einfluss (weniger als 10%) auf die Transponierungsverstärkung hat.

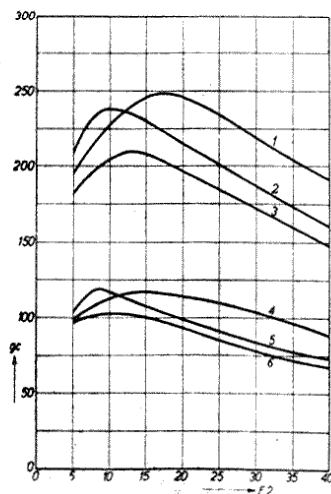


Abb. 5

Kurve 4, 5 und 6  $G_c$  bei 250, 200 bzw. 100 Volt für einen Ausgangskreis von 0,2 Megohm.

Versuche haben erwiesen, dass diese Transponierungsverstärkung nur wenig zurückgeht im Kurzwellengebiet. Die Verstärkung bleibt etwas hinter den oben in Abb. 5 und in der Tabelle angeführten Werten zurück, doch übertrifft die Oktode besonders in dieser Beziehung bei weitem alle bisherigen Kurzwellen-Mischröhren. Die Röhre arbeitet einwandfrei bis zu 7 m abwärts, und man erzielt dann noch eine Verstärkung von etwa 100 bei 200 Volt Anodenspannung.

In Abb. 5 stellt die Kurve 1 die Transponierungsverstärkung bei 250 Volt und einem Ausgangskreis von 0,5 Megohm dar.

Kurve 2  $G_c$  bei 200 Volt und  $Z_a = 0,5$  Megohm.

Kurve 3  $G_c$  bei 100 Volt und  $Z_a = 0,5$  Megohm.



### **Nebeneffekte:**

Wir kommen jetzt zu den verschiedenen, bei der Mischwirkung der Oktode auftretenden Nebeneffekten:

#### **1) Strahlung:**

In erster Linie ist durch die Abschirmung mit Gitter 3 dafür gesorgt, dass die Oszillatorspannung von Gitter 1 und 2 nicht auf das Eingangssteuergitter 4 und folglich nicht auf die Antenne gelangt. Die für diese Strahlung massgebende Kapazität zwischen den Gittern 1 und 4 beträgt nur  $0,15 \mu\text{F}$ , ein Wert, der den entsprechenden bei der Pentagridröhre um mehr als einen Faktor 2 unterschreitet.

#### **2) Frequenzänderung.**

Das Anlegen der Regelspannung an das Gitter 4 hat infolge der gerade erwähnten Vorsorgen auch praktisch keinen Einfluss auf die Frequenz des Oszillortertes. Diese Frequenzänderung ist bei 200 m Wellenlänge nur etwa 300 Hertz infolge des Anlegens der erwähnten 20 Volt Regelspannung.

#### **3) Rauschen:**

Es ist bekannt, dass Superhets im allgemeinen stärker rauschen als andere Empfangsapparate, wobei das Rauschen zu einem beträchtlichen Teil durch die Mischröhre verursacht werden kann. Das Rauschen (Schroteffekt) hängt direkt mit dem Wert des Anodenstromes einer Röhre zusammen und ist diesem ungefähr proportional. Dieser Anodenstrom beträgt bei der Oktode nur etwa 0,8 mA, bei der Pentagrid dagegen 3,5 mA. Weiter ist das Rauschen relativ geringer bei grösserer Transponierungsverstärkung  $G_c$ . Der Wert von  $G_c$  ist bei der Oktode etwa das 2,5-fache des entsprechenden Wertes für die Pentagridröhre. Beide Faktoren zusammen führen zu einem Rauschen, das bei der Oktode nur etwa  $1/5$  des entsprechenden Wertes bei der Pentagridröhre beträgt. Die Oktode erlaubt somit, besonders hochwertige, weil rauschfreie, Superhets zu bauen.

#### **4) Pfeiftöne:**

Alle bis jetzt herausgebrachten Mischröhren hatten den Fehler, dass sie durch Störungen von besonders starken Sendern, insbesondere von Ortssendern, oder durch das Entstehen von Oberwellen in der Röhre selbst, zu starken Pfeiftönen Veranlassung gaben, was bis jetzt immer als ein Argument gegen das Überlagerungsprinzip angeführt wurde. Die Störungen entstehen durch die Krümmung der Kennlinie (siehe Monatsheft Nr. 11). Durch die zweckmässige Wahl dieser Steilheitskurve, siehe die logarithmische  $S_c$ -Kurve von Abb. 3, welche sich einer Geraden nähert, sind Pfeiftöne praktisch unterdrückt.

#### **5) Klingneigung:**

Zur Vermeidung einer etwaigen Klingneigung sind besondere Versteifungen der Gitter vorgesehen. Durch Versuche in Apparaten hat sich herausgestellt, dass die Oktode im Vergleich zu anderen im Handel befindlichen Röhren, welche in dieser Hinsicht als gut anerkannt werden, weniger zum Klingeln neigt.



**Daten:**

In untenstehender Tabelle sind die allgemeinen Daten der Röhre angegeben:

Heizspannung .....	$V_f = 4,0$ Volt
Heizstrom .....	$I_f = 0,65$ Ampere
Anodenspannung .....	$V_a = 200$ Volt
Hilfsspannungen .....	$V_{g_3} = 70$ Volt
	$V_{g_5} = 70$ Volt
	$V_{g_2} = 70$ Volt
Negative Gittervorspannungen: .....	$V_{g_4} = -1,5$ Volt
	$V_{g_1} = -1,5$ Volt
Anodenstrom .....	$I_a = 0,8$ mA
Schirmgitterstrom .....	$I_{g_3} + I_{g_5} = 3$ mA
Hilfsanodenstrom .....	$I_{g_2} = 1,6$ mA
Kathodenstrom .....	$I_k = 6$ mA
Innerer Widerstand .....	$R_i = 1,5$ Megohm
Transponierungssteilheit .....	$S_c = 0,6$ mA/V *)
Transponierungsverstärkung .....	$G_c = 225$ **)

\*) bei einer Osz.-Spannung von ca. 8 Volt.

\*\*) bei  $R_a = 0,5$  Megohm und bei einer Oszillatorspannung von ca. 8 Volt.

**Anwendung:**

Die Oktode stellt die ideale Mischröhre sowohl für Rundfunkwellen wie für Kurzwellen dar, besonders weil sie rauschfrei und stabil arbeitet. Die Schaltung der Röhre ist in Abbildung 2 angegeben, während die einzelnen Elektrodenanschlüsse am Röhrensockel in Abb. 6 gezeigt sind.

$S_1$  in Abbildung 2 stellt die Oszillatorspule dar, während  $S_2$  die Rückkopplungsspule ist. Die gegenseitige Induktion sei  $M$ , und  $\frac{M}{L}$  soll zirka 0,2 bis 0,3 betragen, wenn  $L$  die Selbstinduktion der Oszillatorspule ist. Wie erläutert wurde, muss die Spannung über  $S_1$  ungefähr auf 8 bis 8,5 Volt eingestellt werden, während die Spannung zwischen den Enden von  $S_2$  somit zirka 3 bis 4 Volt betragen muss. Der Gitterableitungswiderstand von  $g_1$  kann am besten 50.000 Ohm betragen, der Gitterkondensator zirka 1000  $\mu\mu\text{F}$ . Für Serienspeisung der Gitter 2, 3 + 5 muss bei 200 V Anodenspannung der Widerstand  $R_3 = 28000 \Omega$  sein, während bei 100 Volt Anodenspannung der Widerstand  $R_3 = 6500 \Omega$  sein muss. Der Überbrückungskondensator  $C_7$  ist dann zweckmässig 10.000  $\mu\mu\text{F}$ .

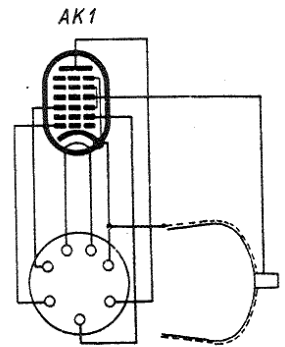


Abb. 6

**Die Hochfrequenzpenthode-Selektode A F 2**

Die Hochfrequenzpenthode E 447 wurde hauptsächlich mit Rücksicht auf die Quermodulation entwickelt. Sie hat aber den Nachteil, dass eine ziemlich hohe Regelspannung, bis zu — 40 Volt, erforderlich ist, was sie nicht immer zur Erzielung einer effektiven automatischen Lautstärkeregelung geeignet macht, weil als negative Gleichspannung eine solche Spannung meist nicht zur Verfügung steht.



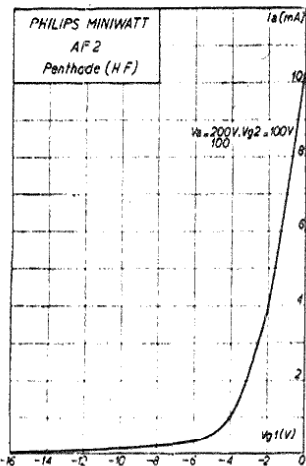


Abb. 1

Die AF2 ermöglicht bei einer relativ geringen negativen Gittervorspannung die Abdrosselung der Lautstärke. Die Steilheit ist bei  $-20$  Volt kleiner als  $0,005 \text{ mA/V}$ . Mit Bezug auf Quermodulation ist diese Röhre aber nicht so günstig wie die E 447. Die allgemeinen Vorteile der Hochfrequenzpenthoden gegenüber den früheren Tetroden sind bekannt und gelten auch für diese Röhre.

Die folgende Tabelle gibt für verschiedene Werte der Schirmgitterspannung  $V_{g_2}$  und der Steilheit die negative Gittervorspannung  $V_{g_1}$  und die effektive Gitterwechselspannung  $V_{eff}$  an, bei denen  $6\%$  Quermodulation auftritt (diese Werte sind unabhängig von der Anodenspannung). (Siehe Monatsheft für Apparatefabrikanten Nr. 12.) Es wird noch bemerkt, dass  $6\%$  Quermodulation mit  $2,25 m\%$  Verzerrung übereinstimmt, wobei  $m$  die Modulationstiefe ist.

Die Quermodulation und Verzerrung sind dem Quadrat der Gitterwechselspannung proportional, so dass auch aus der Tabelle alle verlangten Angaben zu berechnen sind.

Steilheit	$V_{g_2} = 40 \text{ V}$		$V_{g_2} = 60 \text{ V}$		$V_{g_2} = 80 \text{ V}$		$V_{g_2} = 100 \text{ V}$		$V_{g_2} = 120 \text{ V}$	
	$V_{g_1}$	$V_{eff}$	$V_{g_1}$	$V_{eff}$	$V_{g_1}$	$V_{eff}$	$V_{g_1}$	$V_{eff}$	$V_{g_1}$	$V_{eff}$
1000 $\mu\text{A/V}$	1,1	0,3*	1,8	0,27	2,4	0,38	3	0,45	4,1	0,5
100 „	2,7	0,2	4,2	0,36	5,5	0,5	6,7	0,65	8,9	0,8
10 „	5,7	0,35	8,8	0,55	11,3	0,9	14	1,1	17,5	1,1
1 „	8,1	0,20	12	0,27	15,5	0,33	18,5	0,4	23	0,43
0,1 „	9,2	0,11	13,5	0,12	17	0,15	20	0,16	25	0,18

In vielen Fällen wird vor die H.F.-Röhre ein Bandfilter geschaltet, und dann ist, wie für die Z.F.-Röhre, die Quermodulation nicht mehr von Wichtigkeit. Die effektive Wechselspannung, welche die Röhre verarbeiten kann, wird dann durch die Verzerrung bestimmt. Deshalb sind in der folgenden Tabelle (welche aus der vorherigen Tabelle abgeleitet werden kann) die effektiven Gitterwechselspannungen angegeben, bei welchen  $5\%$  Verzerrung bei  $30\%$  Modulationstiefe auftritt.

Steilheit	$V_{g_2} = 40 \text{ V}$		$V_{g_2} = 60 \text{ V}$		$V_{g_2} = 80 \text{ V}$		$V_{g_2} = 100 \text{ V}$		$V_{g_2} = 120 \text{ V}$	
	$V_{g_1}$	$V_{eff}$	$V_{g_1}$	$V_{eff}$	$V_{g_1}$	$V_{eff}$	$V_{g_1}$	$V_{eff}$	$V_{g_1}$	$V_{eff}$
1000 $\mu\text{A/V}$	1,1	0,82*	1,8	0,74	2,4	0,1	3	1,2	4,1	1,4
100 „	2,7	0,54	4,2	0,98	5,5	1,4	6,7	1,8	8,9	2,2
10 „	5,7	0,95	8,8	1,5	11,3	2,5	14	3,0	17,5	3,0
1 „	8,1	0,54	12	0,74	15,5	0,9	18,5	1,1	23	1,2
0,1 „	9,2	0,3	13,5	0,32	17	0,41	20	0,44	25	0,5

\*) mit diesen Werten ist der Gitterstrom nicht berücksichtigt.





**Daten:**

Heizspannung .....	$V_f$	= 4,0 V
Heizstrom .....	$I_f$	= 1,1 A
Anodenspannung .....	$V_a$	= 200 V
Schirmgitterspannung .....	$V_{g_2}$	= 100 V
Anodenstrom (bei $V_{g_1} = -2$ V) .....	$I_a$	= 4,25 mA
Anodenstrom (bei $V_{g_1} = -20$ V) .....	$I_a$	< 0,01 mA
Schirmgitterstrom .....	$I_{g_2}$	= 1,5 mA
Verstärkungsfaktor .....	$g$	= 3500
Grösste Steilheit .....	$S_{max}$	= 3,2 mA/V
Steilheit (bei $V_{g_1} = -2$ V) .....	$S$	= 2,5 mA/V
Steilheit (bei $V_{g_1} = -20$ V) .....	$S$	< 0,005 mA/V
Innerer Widerstand (bei $V_{g_2} = -2$ V) .....	$R_i$	= 1,4 Megohm
Innerer Widerstand (bei $V_{g_1} = -20$ V) .....	$R_i$	> 10 Megohm
Gitter-Anodenkapazität .....	$C_{ag_1}$	= 0,002 $\mu\mu\text{F}$
Gitterkapazität .....	$C_{g_1}$	= 12,5 $\mu\mu\text{F}$
Anodenkapazität .....	$C_a$	= 9,9 $\mu\mu\text{F}$

**Grenzdaten:**

Erklärung der Bezeichnungen siehe Seite 37.

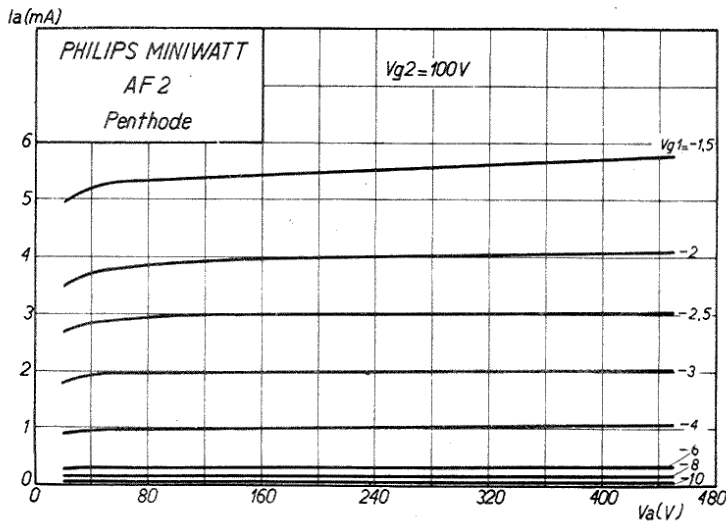


Abb. 2

$V_{a_0}$ max	= 400 V
$V_{aR}$ max	= 250 V
$V_{aL}$ max	= 200 V
$W_a$ max	= 1,5 W
$I_k$ max	= 10 mA
$V_{g_{1i}}$	= 1,3 V
$V_{g_{20}}$ max	= 400 V
$V_{g_2}$ max	$\leq V_a$ ; max. 125 V*
$W_{g_2}$ max	= 0,3 W
$R_{g_1}$ max	= 2 Megohm
$V_{fk}$ max	= 80 V
$R_{fk}$ max	= 20000 Ohm

Die Abbildung 1 zeigt die  $I_a-V_{g_1}$ -Kennlinie, während Abb. 2 die  $I_a-V_a$ -Kennlinie der AF2 zeigt.

**Anwendung:**

Die AF2 eignet sich für Hochfrequenz- und Zwischenfrequenzverstärkung; eine gute automatische Lautstärkeregelung kann dabei mit einer verhältnismässig geringen Gitterspannungsänderung erzielt werden. Die üblichen Vorsorgen müssen getroffen werden, um ein stabiles Arbeiten zu erzielen. Kapazitive und induktive Kopplungen zwischen Steuergitter- und Anodenkreis müssen vermieden werden, und somit muss für eine wirksame Abschirmung gesorgt werden. Ferner müssen die Zuleitungen zu den spannungstragenden Elektroden durch Widerstands-Kondensator-Filter entkoppelt werden. Abbildung 3 zeigt die Anschlüsse am Röhrensockel.

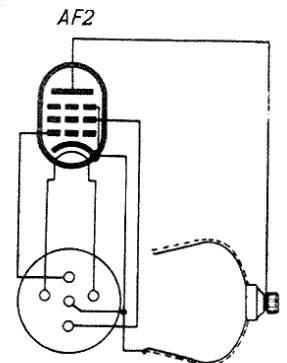


Abb. 3

\*) Bei der Regelung durch die negative Vorspannung darf dieser Wert sich 150 V nähern, wenn der Anodenstrom kleiner wird als 1 mA.

## Philips Duo-Diode A B 1

Die Vorteile des Diodengleichrichters sind allgemein bekannt und wurden im Monatsheft für Apparatefabrikanten Nr. 5, 6 und 10 behandelt. Die AB1 findet ihre Anwendung bei der Gleichrichtung des Hochfrequenz- oder Zwischenfrequenzsignals in Apparaten mit 4 V Heizspannung. Die AB1 ist eine Doppeldiode; eine der beiden Diodenstrecken kann z.B. für die Gleichrichtung verwendet werden, während die zweite Strecke für die verschiedenen Schaltungen der automatischen Lautstärkeregelung und für die lautlose Abstimmung benutzt werden kann.

Die oben nach aussen geführte Diodenstrecke wird als Detektor empfohlen, da diese wegen der sehr kleinen Kapazität zwischen der Diodenanode und dem Heizfaden weniger Anlass zu Brummstörungen durch die Heizleitung geben wird.

Bekanntlich ist die Diodengleichrichtung linear, d.h. wenn man die gleichgerichtete Spannung als Funktion der Hochfrequenz-Wechselspannung aufträgt, erhält man eine Gerade (Abb. 1). Dies trifft nur zu, solange keine Sättigung der Diode auftritt. Nimmt man an, dass die maximale Spannung, welche man an die Diode anlegen darf, die Spannung ist, bei der noch keine Krümmung der Gleichrichtercurve auftritt, so wird es klar sein, dass diese maximale Spannung durch den Sättigungsstrom der Diode und durch den Wert des Ableitungswiderstandes bestimmt wird; denn wie schon im Monatsheft Nr. 10 angegeben wurde, ist die gleichgerichtete Spannung ungefähr dem Scheitelwert der angelegten Wechselspannung gleich. Hieraus folgt, dass bei Verwendung kleinerer Ableitungswiderstände der Ableitungswiderstand und deshalb auch die Diodenstrecke mehr Strom führt.

Der Ableitungswiderstand kann nicht immer sehr gross gewählt werden, weil für die Niederfrequenzspannung parallel zum Ableitungswiderstand des Gleichrichters der Ableitungswiderstand der nächsten Röhre geschaltet ist. Um nun auch bei kleineren Werten des Ableitungswiderstandes grosse Signalspannungen verarbeiten zu können, muss man einen grossen Sättigungsstrom haben. Das Prinzip der Diodengleichrichtung wurde schon in der Binode E 444

N.F.

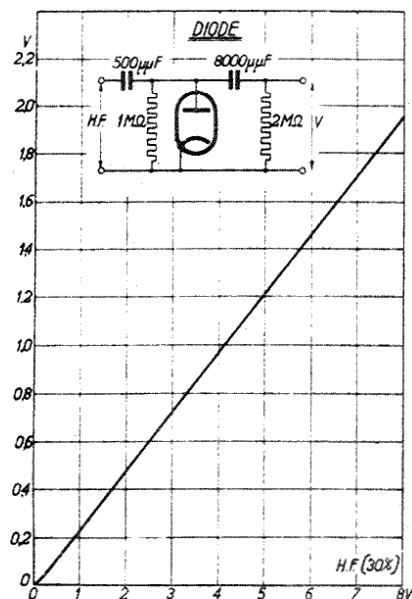


Abb. 1

angewendet. Die Diodenstrecke dieser Röhre kann aber nur einen ziemlich geringen Diodenstrom führen, weil ihre Abmessungen durch den Zusammenbau mit einem Verstärkersystem klein gehalten werden mussten. Dies gilt übrigens für alle Diodenstrecken, welche bei einem Verstärkersystem eingebaut werden. Für einen bestimmten Sättigungsstrom braucht man eine bestimmte Kathodenlänge, und wenn man den Sättigungsstrom höher wählt, um höhere Signalspannungen verarbeiten zu können, wird die Kathodenlänge, welche von der Diodenstrecke (oder den Diodenstrecken) in Anspruch genommen wird, so gross, dass für das Verstärkersystem keine ausreichende Kathodenlänge mehr übrig bleibt. Durch den begrenzten Sättigungsstrom sind diese Diodenstrecken nur geeignet, wenn eine ausreichende N.F.-Verstärkung vorgesehen ist. Wenn man also den Diodenteil der Binode direkt ohne N.F.-Verstärkung vor der Endröhre verwenden wollte, würde die Diode überlastet werden und zu Verzerrung Veranlassung geben.

Dasselbe gilt natürlich auch für Diodenstrecken, welche z.B. in Endröhren eingebaut werden. Es ist viel



zweckmässiger, für die Gleichrichtung eine separate Doppeldiode zu verwenden, welche überdies noch den Vorteil bietet, dass eine viel bessere Trennung des Hoch- und Niederfrequenzsystemes erzielt wird und die Hochfrequenz viel leichter vor dem Niederfrequenzverstärker ausgeleitet werden kann.

Ferner bleibt, trotz der Abschirmung der 2 Systeme, durch die Beeinflussung der Verbindungsdrähte im Sockel eine kleine Kapazität zwischen Diodenanode und Steuergitter bestehen, welche durch die Bedrahtung so weit vergrössert wird, dass eine Hochfrequenz bis auf das Steuergitter des Verstärkersystems durchdringen kann.

Der Sättigungsstrom der AB1 ist so gross, dass die Röhre auch die grössten Wechselspannungen, welche in der Praxis vorkommen, bei Verwendung kleinerer Ableitungswiderstände, verarbeiten kann. Als Massstab kann angenommen werden, dass der Gleichstrom durch den Ableitungswiderstand 0,8 mA nicht überschreiten darf, während die maximal zulässige Amplitude der Signalspannung 200 V beträgt.

Zur Orientierung der Leser wird hierbei noch bemerkt, dass die Gleichspannung, welche am Ableitungswiderstand entsteht, gleich der Amplitude der unmodulierten Trägerwelle ist, so dass man mit dem oben angegebenen Wert des maximalen Gleichstroms für jeden Ableitungswiderstand leicht den maximal zulässigen Wert des Hochfrequenzsignals finden kann.

Es wird klar sein, dass dieser Wert mit der Wahl eines grösseren Ableitungswiderstandes steigt. Andererseits ist dieser Wert durch die Isolation der betreffenden Röhrenteile begrenzt.

So beträgt z.B. bei Verwendung eines Ableitungswiderstandes von 0,1 Megohm die maximal zulässige Hochfrequenzwechselspannung:

$$\frac{0,1 \cdot 10^6 \cdot 0,8 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{2}} = 56,5 V_{eff}$$

Bei 100% Modulationstiefe ist dann die Amplitude der Hochfrequenz-Wechselspannung

$$2 \cdot 56,5 \cdot \sqrt{2} = 160 V$$

Die Begrenzung wird hier also durch den Strom gegeben. Bei Verwendung eines Ableitungswiderstandes von 1 Megohm würde der Strom für die maximale Hochfrequenz-Wechselspannung

$$\frac{10^6 \cdot 0,8 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{2}} = 565 V_{eff}$$

ergeben, was bei 100% Modulationstiefe mit einer Amplitude der Hochfrequenz-Wechselspannung von 1600 V übereinstimmt. Hier wird also die Begrenzung durch die maximal zulässige

Amplitude 200 V gegeben, was übereinstimmt mit einem Hochfrequenzsignal gleich  $\frac{200}{2\sqrt{2}} =$

70,7 V (unter Voraussetzung einer Modulationstiefe von 100%). Bei Verwendung eines Ableitungswiderstandes von 0,125 Megohm treten der maximale Gleichstrom und die maximale Amplitude zu gleicher Zeit auf. Niedrigere Werte des Ableitungswiderstandes werden in der Praxis wohl kaum verwendet werden. Es sei hier noch bemerkt, dass bei der E 444 der maximal zulässige Gleichstrom 0,1 mA und die maximale Amplitude der Hochfrequenz-Wechselspannung 50 V beträgt.

Die Verzerrung, welche bei obengenannten maximalen Belastungen der AB1 auftritt, ist bei 90% Modulationstiefe kleiner als 1%. Bekanntlich treten bei Richtverstärkern Verzerrungen von der Grössenordnung von 1/4 Modulationstiefe auf, d.h. dass bei 90% Modulationstiefe eine Verzerrung von 22,5% auftritt. Hieraus geht also, was die Verzerrung anbelangt, die grosse Überlegenheit des Diodendetektors über den Richtverstärker hervor.



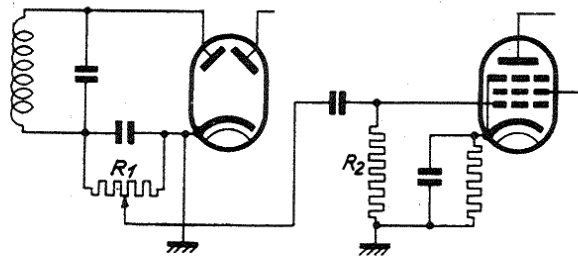


Abb. 2

Die kleine Verzerrung bei der Diodengleichrichtung kann nur erreicht werden, wenn die richtige Schaltung verwendet wird.

Abbildung 2 und 3 zeigen, wie der Diodendetektor mit der darauffolgenden Röhre geschaltet werden muss, und zwar ist Abb. 3 die Schaltung bei Verwendung eines sekundär geerdeten Z.F.-Transformators.

In beiden Fällen muss die Schaltung derart ausgeführt werden, dass die N.F.-Lautstärkeregelung durch ein Potentiometer erfolgt, welches zu gleicher Zeit den Diodenableitungswiderstand bildet. Die Schaltung der Abbildung 3, welche manchmal bevorzugt wird, ist ungeeignet, weil sie zu erheblicher Verzerrung bei grosser Modulationstiefe Veranlassung gibt.

Die maximal zulässige Modulationstiefe  $m_{max}$ , bei welcher noch keine grosse Verzerrung durch Abschneiden der Modulationsgipfel auftritt, ist gleich:

$$m_{max} = \frac{Rw}{Rg}$$

(Auf die Ableitung dieser Formel werden wir in einem späteren Artikel zurückkommen.)

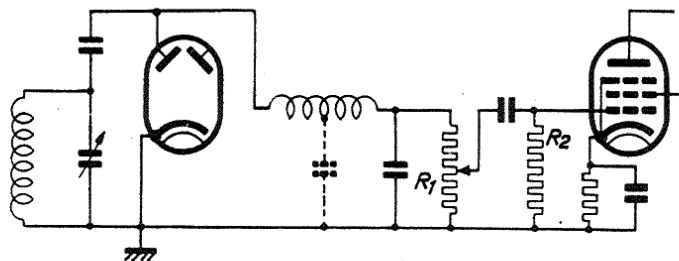


Abb. 3

Hierin sind:  
 $Rw =$  N.F.-Wechselstromimpedanz des Detektorkreises, z.B.  $\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$  in Abbildung 4.

$Rg =$  Gleichstromwiderstand des Detektorkreises  $= R_1$  in Abb. 2, 3 und 4.

a)  $m_{max}$  wäre also in Abb. 4 gleich  $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$ .

In Abb. 3 wäre dagegen, wenn der Faktor  $\frac{p}{1-p}$  das Verhältnis zwischen dem unteren und dem oberen Widerstandsteil des Potentiometers darstellt,

$$Rw = (1 - p) R_1 + \frac{p \cdot R_1 \cdot R_2}{p \cdot R_1 + R_2} \dots \dots \dots (1)$$

b)  $m_{max}$  wäre also in Abb. 3 gleich

$$(1 - p) + \frac{p \cdot R_2}{p \cdot R_1 + R_2} \dots \dots \dots (2)$$

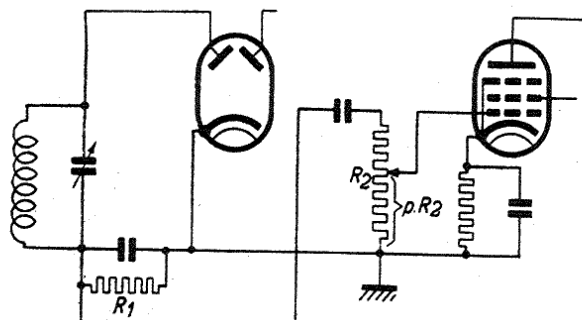


Abb. 4

Aus den beiden Formeln 1) und 2) erhellt die Tatsache, dass sich in der Schaltung 4  $m_{max}$  nicht ändert, während dieser Wert in Schaltung 3 im ungünstigsten Falle gleich  $m_{max}$  der Schaltung 4 ist und bei Regelung immer günstiger wird. Im allgemeinen wird das Potentiometer nur auf maximale Lautstärke eingestellt sein, wenn  $m$  sehr klein ist.

Aus der Formel 2 ist ersichtlich, dass, wenn  $p < 1$  ist,  $m_{max}$  sich sehr rasch der Einheit nähert.



**Daten:**

Heizspannung .....	$V_f$	= 4 Volt
Heizstrom .....	$I_f$	= zirka 0,65 Amp.
Grösste Amplitude der Wechselfspannung .....	$Vd_{max}$	= 200 Volt
Höchster zulässiger Gleichstrom .....	$Id_{max}$	= 0,8 mA
Höchste Glühfaden-Kathodenspannung .....	$Vfk_{max}$	= 50 Volt
Röhrensockel: 0		

**Anwendung:**

Die Duo-Diode AB1 ist besonders geeignet für die Verwendung als Detektor. Sie kann entweder direkt vor die Endröhre geschaltet oder unter Zwischenschaltung einer N.F.-Verstärkerröhre, vorzugsweise der H.F.-Penthode E 446, benutzt werden. Die erste Diodenanode ( $d$ ) ist zur Erzielung geringerer Kapazitäten am Kolben nach aussen geführt und soll für die Signalgleichrichtung verwendet werden. Die zweite Diodenanode ( $d'$ ) ist am Sockel nach aussen geführt und gibt die Gleichspannung für die automatische Lautstärkeregelung und eventuell auch für die lautlose Abstimmung.\* Die Elektrodenanschlüsse am Sockel sind in Abb. 5 angegeben. Die zwei Diodenanoden sind durch eine effektive Abschirmung vollkommen getrennt. Die verschiedenen Anschlüsse der AB1 sind in Abb. 2 und 3 gezeigt. Die Zuleitungen zum N.F.-Potentiometer müssen möglichst gut abgeschirmt werden, um Brummen und N.F.-Rückkopplungen zu vermeiden, und im allgemeinen müssen die Zuleitungen zur Diode von den Gittern der H.F.- und Z.F.-Röhren möglichst weit entfernt gehalten werden. Der bewegliche Kontakt des Potentiometers R1 muss von seiner Achse isoliert sein.

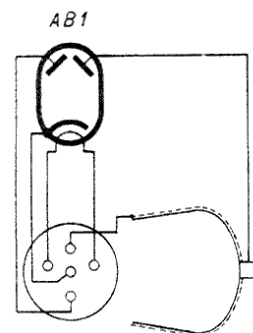


Abb. 5

## Philips „Miniwatt“-Gleichstrom/Wechselstromröhren

Unter Gleichstrom/Wechselstromröhren verstehen wir solche Röhren, welche sich für den Bau von Gleichstrom- oder Gleichstrom/Wechselstromgeräten eignen. Wir werden diese Röhren weiter mit der Abkürzung G/W-Röhren bezeichnen.

Wie bei den früheren Serien der Gleichstromnetzröhren (der 20-Volt/180-mA-Serie) werden die Heizfäden dieser Röhren in Reihe geschaltet. Die Schaltung eines G/W-Empfängers unterscheidet sich vom Gleichstromnetzempfänger nur durch eine Gleichrichter-röhre; diese wird bei Gleichstrombetrieb durch den Anodengleichstrom durchflossen. Hierdurch wird zwar ein kleiner Spannungsabfall verursacht, aber weil der Strom nur in einer Richtung durchgehen kann, wird eine falsche Polung verhütet. Die Schaltung bietet ausser dem Wegfall eines Netztransformators und der hierdurch erzielten Verbilligung des Apparates (demgegenüber steht aber eine teurere Abflachung) den Vorteil, dass man den Empfänger für jede Stromart verwenden kann.

Man muss aber an die G/W-Röhren in vielerlei Hinsicht ganz besondere Anforderungen stellen, welche bei den 4-Volt-Wechselstromröhren für Parallelschaltung kaum beachtet wurden. Auch gegenüber den 20-Volt-Gleichstromröhren ergeben sich aus der Bedingung, dass auch bei Wechselstrombetrieb eine tadelloses Arbeiten der Röhren gesichert sein muss, und aus der

\*) Auf die verschiedenen Anwendungsmöglichkeiten der zweiten Diodenstrecke werden wir in der nächsten Nummer ausführlich zurückkommen.

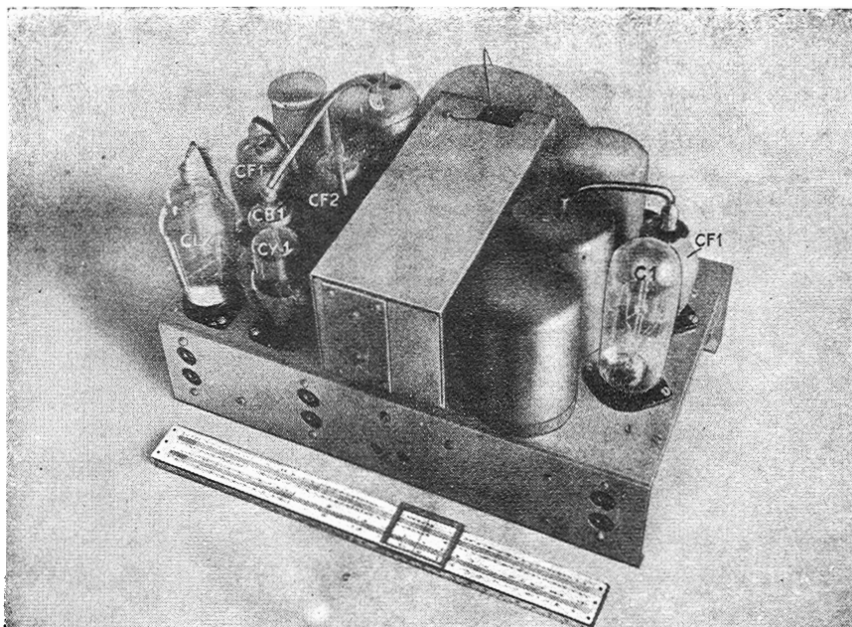


Abb. 1

für diesen Betrieb erforderlichen Schaltung erhebliche Unterschiede.

An erster Stelle ist ein niedriger Heizstrom von grosser Wichtigkeit, um einen grossen Leistungsverbrauch und die Wärmeentwicklung im Empfänger zu vermeiden.

Andererseits soll die Heizspannung nicht zu hoch gewählt werden, damit auch G/W-Geräte mit einer grösseren Anzahl Röhren für 110-Volt-Netze gebaut werden können; dies gilt besonders für die Benutzung

von Endröhren mit hoher Ausgangsleistung, wodurch die Heizleistung dieser Röhren grösser und die Heizspannung bei gleichbleibendem Heizstrom höher wird.

Durch die Entwicklung einer neuen hochwertigen Kathode, wodurch die Heizleistung, welche bis jetzt ca. 4 Watt betrug, auf 2,6 Watt herabgesetzt werden konnte, ist dieser Heizstrom auf 200 mA und die Spannung auf 13 Volt gebracht worden, wobei die Eigenschaften der G/W-Röhren hinter denen der 4-Volt-Wechselstromröhren nur wenig zurückbleiben. Mit der Wahl der Spannung wurde zu gleicher Zeit die Verwendung für Autoempfänger berücksichtigt (sechszellige Autobatterien).

Eine zweite Anforderung, die man an die G/W-Röhren stellen muss, ist die Brummfreiheit. Um dies zu erzielen, musste vom Aufbau der bisherigen Röhren abgewichen werden. Die G/W-Hochfrequenzröhren sowohl wie die N.F.-Röhren wurden mit einem Steuergitteranschluss am Kolben versehen, während ausserdem die Heizfäden von den Befestigungsdrähten des Steuergitters abgeschirmt wurden. Hierdurch wurde die gegenseitige Kapazität weitgehend verringert, und man hat erreicht, dass trotz der relativ hohen Heizspannung und der Tatsache, dass die Kathoden nicht nach der Mitte der Heizfäden zurückgeführt werden können, mit den G/W-Röhren brummfreie Empfänger gebaut werden können. Im günstigsten Falle wird ja die Kathode nur nach einer Seite des Heizfadens zurückgeführt werden können.

Da bei der G/W-Schaltung die Spannung nicht durch einen Netztransformator hinauftransformiert wird, entsteht für die Verwendung dieser Röhren noch die Bedingung, dass diese auch bei der niedrigen Netzspannung von 110 Volt einwandfrei arbeiten. Bei dieser Netzspannung steht ja durch die Abflachung und den Spannungsabfall des Gleichrichters im günstigsten Falle nur eine Anodenspannung von 110 V zur Verfügung. Gerade bei dieser niedrigen Spannung beweisen die Hochfrequenz-Pentoden und die Oktode ihre grosse Überlegenheit. Die grössten Schwierigkeiten bereitet diese niedrige Anodenspannung jedoch bei der Endröhre. Um bei dieser Anodenspannung eine mit einem guten Wechselstromempfänger vergleichbare Sprechleistung abgeben zu können, wurde eine Endröhre entwickelt, die bei 100 Volt Anodenspannung noch eine Nutzleistung von ca. 2 W abgeben kann. Selbstverständlich ist





es ebenfalls sehr wichtig, dass der Spannungsabfall im Gleichrichter so klein wie möglich ist, d.h. dass der innere Widerstand sehr klein sein muss.

Schliesslich muss bei den G/W-Röhren eine ausgezeichnete Kathoden-Glühfadenisolation gewährleistet sein, weil sehr hohe Spannungen zwischen diesen Elektroden auftreten können.

Durch die stark reduzierte Heizleistung der Philips „Miniwatt“-G/W-Röhren war es auch möglich, Röhren mit kleinen Abmessungen herzustellen.

## Die Philips Oktode CK 1

Die Philips Oktode CK1 ist die Mischröhre der G/W-Serie. Sie unterscheidet sich von der Oktode der Wechselstromserie nur durch die Kathode, welche bei der CK1 für die Heizstromspeisung mit 200 mA, 13 Volt ausgeführt ist. Die CK1 ist somit eine Achtelektrodenröhre, welche als Regelmischröhre Verwendung findet. Weil es sich um genau die gleiche Röhre wie die AK1 handelt, verweisen wir auf den diesbezüglichen Artikel in diesem Heft. In der G/W-Serie tritt die grosse Überlegenheit dieser Röhre besonders hervor, weil sich bei niedrigen Anodenspannungen noch eine bedeutende Transponierungsverstärkung erzielen lässt. Wie die Kurven der Abbildung 2 zeigen, beträgt diese bei 100 Volt Anodenspannung noch ca. 210, wenn man einen guten Zwischenfrequenztransformator wählt. Durch das oben nach aussen geführte Steuergitter ist eine grosse Brummfreiheit gewährleistet, was besonders in dieser Serie von Wichtigkeit ist. Die geringe Regelspannung macht diese Röhre gut verwendbar für die automatische Lautstärkeregelung, auch bei niedrigen Anodenspannungen. Wie die AK1, ist die CK1 auch besonders für den Kurzwellenempfang geeignet, weil man bis zu ungefähr 7 m Wellenlänge noch eine Transponierungsverstärkung von etwa 100 erzielt.

### Daten:

Heizspannung .....	$V_f = 13,0 \text{ V}$
Heizstrom .....	$I_f = 0,200 \text{ A}$
Anodenspannung .....	$V_a = 200 \text{ V}$
Hilfsgitterspannungen .....	$V_{g_3} = 70 \text{ V}$
.....	$V_{g_5} = 70 \text{ V}$
.....	$V_{g_2} = 70 \text{ V}$
Steuergittervorspannungen .....	$V_{g_1} = -1,5 \text{ V}$
.....	$V_{g_4} = -1,5 \text{ V}$
Anodenstrom .....	$I_a = 0,8 \text{ mA}$
Hilfsgitterströme .....	$I_{g_3} + I_{g_5} = 3 \text{ mA}$
Hilfsgitterstrom .....	$I_{g_2} = 1,6 \text{ mA}$
Kathodenstrom .....	$I_k = 6 \text{ mA}$
Innerer Widerstand .....	$R_i = 1,5 \text{ Megohm}$
Transponierungssteilheit .....	$S_c = 0,6 \text{ mA/V}^*$
Transponierungsverstärkung .....	$G_c = 225 \quad **$

\*) Oszillatorspannung zirka 8 Volt.

\*\*)  $R_a = 0,5 \text{ Megohm}$  und Oszillatorspannung zirka 8 Volt.

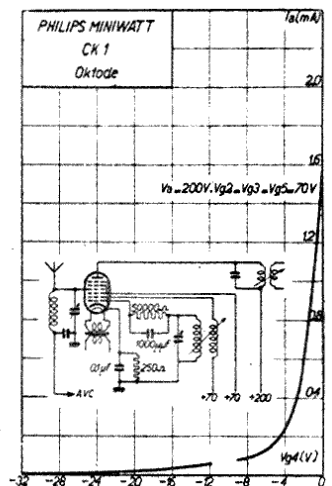


Abb. 1

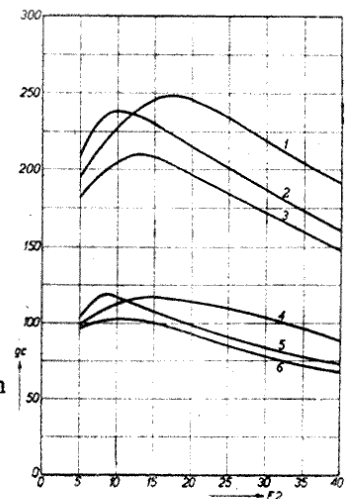


Abb. 2

In Abb. 2 zeigt Kurve 1  $G_c$  als Funktion von  $E_2$  bei  $V_a = 250$  V und  $Z_a = 0,5$  M $\Omega$ .

„ 2 $G_c$ „	„	„	$E_2$ „	$V_a = 200$ V	„	$Z_a = 0,5$ M $\Omega$ .
„ 3 $G_c$ „	„	„	$E_2$ „	$V_a = 100$ V	„	$Z_a = 0,5$ M $\Omega$ .
„ 4 $G_c$ „	„	„	$E_2$ „	$V_a = 250$ V	„	$Z_a = 0,2$ M $\Omega$ .
„ 5 $G_c$ „	„	„	$E_2$ „	$V_a = 200$ V	„	$Z_a = 0,2$ M $\Omega$ .
„ 6 $G_c$ „	„	„	$E_2$ „	$V_a = 100$ V	„	$Z_a = 0,2$ M $\Omega$ .

### Anwendung:

Die Oktode CK 1 findet ihre Anwendung als Regelmischröhre in der G/W-Serie. Ihr Heizfaden ist sowohl für Serienspeisung mit 200 mA Gleich- oder Wechselstrom wie für 13 Volt Parallelspeisung in Autoempfängern geeignet. Bei Verwendung dieser Röhre in einem G/W-Empfänger wird also der Heizfaden in Reihe mit den Heizfäden der übrigen Röhren des Apparates und eventuell auch mit einer Regulatorröhre (z.B. der C1) geschaltet. Die Schaltung der CK1 folgt aus der Abb. 2, Seite 3. Die Hilfsgitterspannung kann für die Gitter 3, 5 und 2 über einen Serienwiderstand von der Anodenspannung abgenommen werden. Dieser Widerstand muss für 200 Volt Anodenspannung 28000 Ohm und für 100 Volt Anodenspannung 6500 Ohm betragen. Die Spannung über die Oszillatortspule muss auf zirka 8,5 Volt eingestellt werden, während die Spannung in der Rückkopplungsspule 3 bis 4 Volt betragen muss. Der Gitterableitungswiderstand des Oszillatorgitters muss vorzugsweise 50.000 Ohm betragen, der Gitterkondensator zirka 1000  $\mu\text{F}$ .

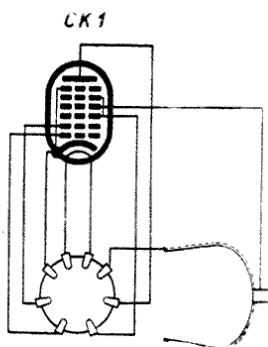


Abb. 3

## Philips Hochfrequenzpenthode CF 1

Die CF 1 ist eine Hochfrequenzpenthode der Gleichstrom/Wechselstromserie mit 200 mA Heizfadenspeisung. Sie kommt für die Verwendung als Hoch- und Zwischenfrequenzverstärker, Gittergleichrichter mit Drosselspulen- oder Transformator-Kopplung, als Anodengleichrichter sowie für die Verwendung als Niederfrequenzverstärker in Betracht. Die Überlegenheit der Hochfrequenzpenthode gegenüber der Tetrode ist in der vorigen Saison allgemein anerkannt worden, und es erübrigt sich, hierauf tief einzugehen. Durch die Einführung des dritten (weitmaschigen) Fanggitters ist die Einsattelung der  $I_a$ - $V_a$ -Kennlinie bei niedrigen Anodenspannungen aufgehoben. Diese Einsattelung, welche eine Folge der sekundären Emission ist, ergab ja bei der Tetrode ein plötzliches Abnehmen des inneren Widerstandes, wenn die Anodenspannung bis auf den Wert der Schirmgitterspannung sinkt.

Bei G/W-Empfängern, welche grösstenteils an 110-Volt-Netzen arbeiten, steht nur eine sehr niedrige Anodenspannung zur Verfügung. Gerade für diese Empfänger sind also die Hochfrequenzpenthoden aus obenstehenden Erwägungen von grossem Nutzen und gewährleisten trotz der niedrigen Netzspannung ein stabiles Arbeiten und eine hohe Verstärkung.

Als weitere Vorteile der Penthodenkonstruktion seien die geringe Gitter-Anodenkapazität und der grosse innere Widerstand erwähnt. Trotz der durch die neue Kathodenkonstruktion auf 2,6 W herabgesetzten Heizleistung ist die Steilheit der CF 1 nur unwesentlich geringer als die Steilheit der Philips E 446, der H.F.-Penthode in der 4-V-Wechselstromserie.



Die Gitteranodenkapazität beträgt nur 0,001  $\mu\mu\text{F}$  gegen 0,002  $\mu\mu\text{F}$  bei der E 446. Die Eingangs- und Ausgangskapazitäten betragen nur 8 bzw. 6,8  $\mu\mu\text{F}$ . Kleine Ein- und Ausgangskapazitäten sind von grösster Bedeutung, weil bei der Röhrenfabrikation mit der prozentualen und beim Empfängerbau mit der absoluten Abweichung der Kapazität gerechnet wird. Es leuchtet ein, dass bei kleinen Ein- und Ausgangskapazitäten die absoluten Abweichungen sehr gering und die Röhren sehr gleichmässig sein können, was beim Auswechseln der Röhren und beim Apparatebau von Vorteil ist. Ein weiterer Vorteil der kleinen Elektrodenkapazitäten ist die hierdurch erzielte Verbilligung der Drehkondensatoren, weil man diesen kleinere Kapazitäten geben kann.

Die Verwendung der H.F.-Penthode CF 1 liegt nicht nur im Gebiete des G/W-Empfängers, sondern auch in dem des Autoempfängers für sechszellige Autobatterien.

### Daten.

In der untenstehenden Tabelle sind die Betriebs- und Grenzdaten der Hochfrequenzpenthode CF 1 angegeben.

### Betriebsdaten.

Heizspannung .....	Volt	$V_f$	=	13,0	13,0
Heizstrom .....	Amp.	$I_f$	=	0,200	0,200
Anodenspannung .....	Volt	$V_a$	=	100	200
Schirmgitterspannung .....	Volt	$V_{g_2}$	=	100	100
Anodenstrom .....	mA	$I_a$	=	3	3
Negative Gittervorspannung .....	Volt	$V_{g_1}$	=	zirka 2	2
Schirmgitterstrom .....	mA	$I_{g_2}$	=	1	1
Verstärkungsfaktor .....		$g$	=	1100	3000
Maximale Steilheit .....	mA/V	$S_{\max}$	=	2,8	2,8
Normale Steilheit .....	mA/V	$S_{\text{norm.}}$	=	2,2	2,2
Normaler innerer Widerstand .....	Megohm	$R_{i \text{ norm.}}$	=	0,5	1,3
Kapazität Gitter 1—Anode .....	$\mu\mu\text{F}$	$C_{g_1}$	=	0,001	0,001
Kapazität des Gitters .....	$\mu\mu\text{F}$	$C_{g_1}$	=	8	8
Anodenkapazität .....	$\mu\mu\text{F}$	$C_a$	=	6,8	6,8

### Grenzdaten:

Erklärung der Bezeichnungen siehe Seite 37.

$V_{a_0 \max}$	=	400 Volt	$V_{g_2 \max}$	=	150 Volt
$V_{aR \max}$	=	250 Volt	$W_{g_2 \max}$	=	0,25 Watt
$V_{aL \max}$	=	200 Volt	$R_{g_{1a} \max}$	=	1,5 Megohm
$W_{a \max}$	=	1 Watt	$R_{g_{1f} \max}$	=	1 Megohm
$I_{k \max}$	=	6 mA	$V_{fk \max}$	=	125 Volt
$V_{g_{1i}}$	=	-1,3 Volt	$R_{fk \max}$	=	20.000 Ohm
$V_{g_{20 \max}}$	=	400 Volt			





Abbildung 1 zeigt die  $I_a$ - $V_g$ -Kennlinie, während Abbildung 2 die  $I_a$ - $V_a$ -Kennlinie der CF 1 zeigt.

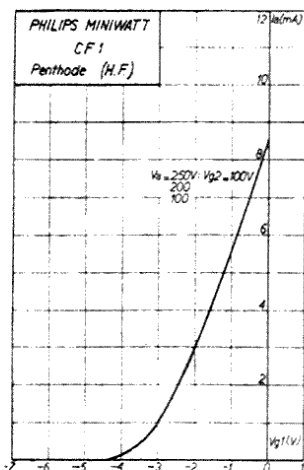


Abb. 1

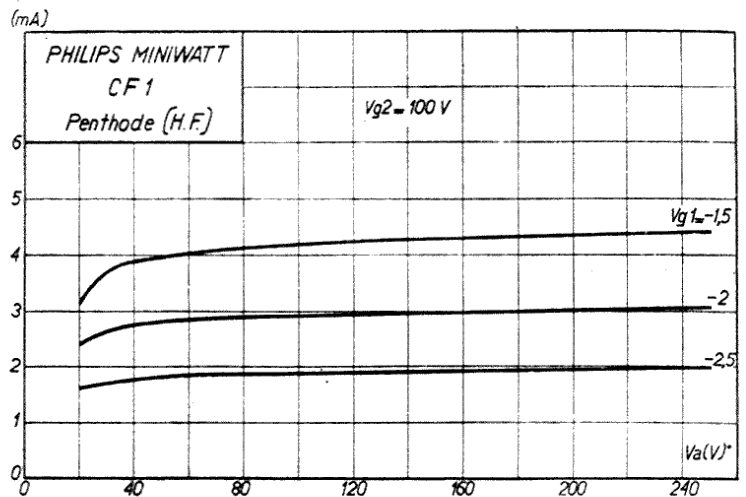


Abb. 2

### Anwendung:

Untenstehend werden die folgenden Anwendungen der CF 1 behandelt. Im allgemeinen soll man bei der Verwendung als Hochfrequenz- oder Zwischenfrequenzverstärker darauf achten, dass die Abschirmung effektiv ist und dass die Gitterzuführungsleitungen gut abgeschirmt sind, um Rückkopplungen und Brummen zu vermeiden. Die Zuführungsleitungen zur Speisung der Elektroden müssen entkoppelt werden.

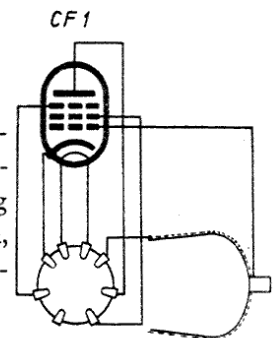


Abb. 3

#### 1) H.F.- und Z.F.-Verstärker.

Als solcher kann die CF 1 verwendet werden, wenn an ihr keine Lautstärkeregelung durch Änderung der negativen Gittervorspannung vorgenommen wird. Wie gesagt, liegt der grosse Vorteil der CF 1 darin, dass sie eine Penthode ist, wodurch sie für Verwendung an 110-Volt-Netzen von grossem Interesse ist, weil der innere Widerstand  $R_i$  bei  $V_a = V_{g2} = 100$  V noch einen ausreichenden Wert hat.

#### 2) Anodengleichrichter.

Als solcher ist diese Röhre besonders geeignet. Als Anodenwiderstand ist vorzugsweise 0,3 Megohm zu wählen, weil bei diesem Wert die grösste Verstärkung erzielt wird. Wollte man einen grösseren Widerstand wählen, so würde sich die Verstärkung wieder verringern, weil sich parallel zu diesem Widerstand noch der Gitterableitungswiderstand der Endröhre befindet. Dieser Gitterwiderstand kann höchstens von der Grössenordnung von 1 bis 2 Megohm sein und reduziert die Impedanz des Anodenwiderstandes für die N.F.-Wechselspannung im Anodenkreis.

Der Ableitungswiderstand der Endröhre verursacht bei 0,3 Megohm im Anodenkreis einen Verstärkungsverlust von ungefähr 20 bis 30%. Ein grösserer Anodenwiderstand würde zwar mehr verstärken, wenn nicht der Ableitungswiderstand sich parallel zu diesem befände und den Gewinn an Verstärkung wieder aufhöbe.

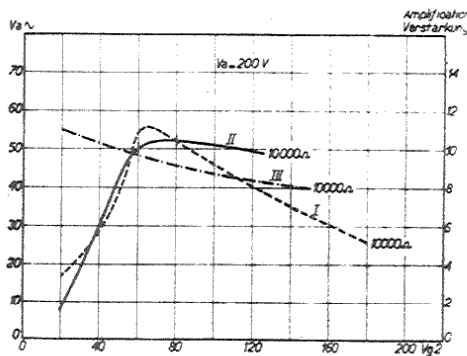


Abb. 4

Die Kurve I der Abb. 4 zeigt die Anodenwechselspannung als Funktion der Schirmgitterspannung bei einem Kathodenwiderstand von 10.000 Ohm und bei 10% Verzerrung (Anodengleichspannung  $V_a = 200$  Volt). Weil man andererseits auch berücksichtigen muss, dass kein Gitterstrom eintritt, zeigt die Kurve II die Anodenwechselspannung als Funktion der Schirmgitterspannung, bei welcher noch gerade kein Gitterstrom auftritt ( $R_k = 10.000$  Ohm). Die Kurve III zeigt den Verlauf der Verstärkung als Funktion von  $V_{g_2}$ . Es liegt nun nahe, dass in erster Linie die Schirmgitterspannung die günstigste ist, bei welcher 10% Verzerrung auftritt und welche die grösste Anodenwechselspannung ergibt. Weil man aber auch das Eintreten des Gitterstromes berücksichtigen muss, leuchtet es ein, dass der Schnittpunkt dieser beiden Kurven der günstigste sein kann. Abb. 4 zeigt aber, dass die Verstärkung, wenn man statt 80 Volt Schirmgitterspannung 60 Volt wählt, grösser ist, während die maximale Anodenwechselspannung praktisch die gleiche bleibt; dieser Punkt ist also günstiger, weil auch die Verzerrung etwas geringer ist.

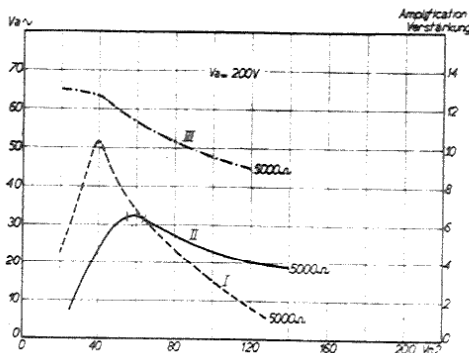


Abb. 5

Abbildung 5 zeigt diese Kurven für einen Kathodenwiderstand von 5000 Ohm. Der Gitterstrom ergibt bei allen Richtverstärkern, wenn im Gitterkreise eine grössere Impedanz als 10.000—20.000 Ohm aufgenommen ist, eine sehr grosse Verzerrung (z.B. wenn ein abgestimmter Kreis im Gitterkreis aufgenommen ist). Deshalb muss man dafür Sorge tragen, eine genügende Reserve zu behalten, so dass ein Kathodenwiderstand von 10.000 bis 16.000 Ohm erwünscht ist. Die Kurven I der Abb. 4 und 5 beziehen sich also auf die Verwendung der CF 1 nach einem Kreise mit sehr kleiner Impedanz, z.B. nach einer aperiodischen Verstärkerstufe.

Die Tabelle auf Seite 20 gibt noch eine Anweisung für die Verwendung bei verschiedenen Kathodenwiderständen und bei Anodengleichspannungen  $V_a = 250$  Volt,  $V_a = 200$  Volt und  $V_a = 100$  Volt (Modulationstiefen  $m = 0,3$  und  $m = 0,1$ ).

Im Folgenden ist mit  $V_{a_1}$  die maximale Anodenwechselspannung angegeben, bei welcher 10% Verzerrung oder Gitterstrom auftritt, so dass die Tabelle auch für den Fall gilt, dass ein abgestimmter Kreis der Röhre vorhergeht.

Es empfiehlt sich mit Rücksicht auf die Wiedergabe der tiefen Töne und auf Brummen, den Kathodenwiderstand mit einem grossen Kondensator, z.B. einem Elektrolytkondensator, zu überbrücken. Die Schirmgitterspannung muss in diesem Fall von einer Potentiometerschaltung abgenommen werden, um Kippschwingungen zu vermeiden (siehe Monatsheft Nr. 10). Der Eigenverbrauch des Potentiometers muss mindestens 1 mA betragen.



$V_a$ Volt	Kathoden-Widerstand $R_k$ Ohm	$V_{g_2}$ Volt	Verstärkung ( $m = 0,3$ )	$V_{a_1}$ Volt $m = 0,3$	$V_{a_1}$ Volt $m = 0,1$
250	2500	50	11	27,5	13
	5000	70	10,5	45	18
	10000	100	9	67	30
	16000	150	7,3	70	30
200	2500	45	12	17,5	6,5
	5000	55	11,3	32	14
	10000	60	9,7	50	23
	16000	150	7,3	55	27
100	5000	35	10	9	3
	10000	40	9,6	19	9
	16000	45	8,3	24	14
	20000	100	7,2	25	13

### 3) Gittergleichrichter mit Transformatorkopplung.

Abbildung 6 zeigt die Schaltung für die Anwendung der CF 1 als Gittergleichrichter mit Transformatorkopplung 1 : 3 und Widerstandsparallelspeisung für Empfänger mit Rückkopplung. Die Grösse des Widerstandes  $R$  wird durch die benötigte Verstärkung und die erwünschte Wiedergabe der tiefen Töne bedingt. Für die Tonqualität ist ein niedriger Widerstand am vorteilhaftesten, während für die Verstärkung ein grösserer Widerstand besser ist, so dass man im Interesse der Tonqualität in untenstehender Tabelle  $R = 10.000$  wählen wird, während für eine grössere Empfindlichkeit  $R = 20.000$  Ohm zu setzen ist. Aus der Tabelle ist ersichtlich, dass bei grösseren Werten von  $R$  als 20.000 Ohm bei niedriger Anodenspannung keine höhere Verstärkung erzielt wird, und somit ist mit diesem Wert als einem Maximum zu rechnen.

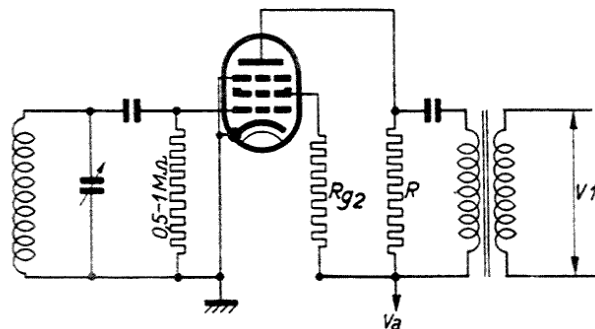


Abb. 6

Bei dieser Verwendung muss die Schirmgitterspannung über einen Serienwiderstand von der Anodenspannung abgegriffen werden.

$$m = 0,3$$

$R$ Ohm	$V_a = 100$ Volt			$V_a = 200$ Volt			$V_a = 250$ Volt		
	Verst.	$R_{g_2}$ Ohm.	$V_{g_1}$ max.	Verst.	$R_{g_2}$ Ohm.	$V_{g_1}$ max.	Verst.	$R_{g_2}$ Ohm	$V_{g_1}$ max.
10.000	10,5	12.500	10	11	64.000	15	11,2	100.000	15
20.000	12	10.000	16	16,5	80.000	21	18	100.000	24
32.000	8,5	16.000	16	20	80.000	28	21	100.000	30



#### 4) Gittergleichrichter mit Widerstandskopplung.

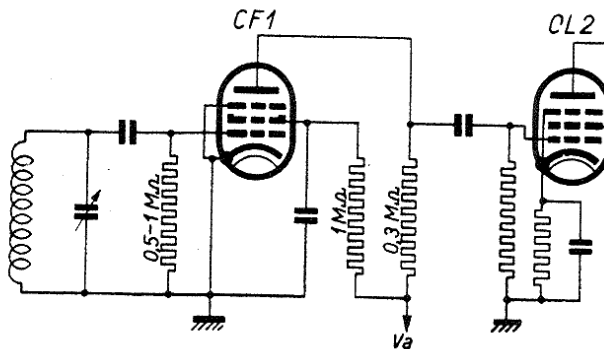


Abb. 7

Als Gittergleichrichter mit Widerstandskopplung ist diese Röhre weniger geeignet und wird sie im allgemeinen die Endröhre auch nicht voll aussteuern können. Auch bei dieser Verwendung kann Rückkopplung angewendet werden. Abbildung 7 zeigt die Schaltung, und in untenstehender Tabelle sind die Verstärkung und die erzielbare Anodenwechselspannung  $V_{a_1}$  aufgeführt. Die Verzerrung beträgt bei diesen Werten etwa 5%. Es wird ferner noch bemerkt, dass gemäss der Tabelle diese

Verwendung nur bei höheren Anodenspannungen in Betracht kommt, weil die Röhre sonst viel zu kleine Wechselspannungen abgibt.

$V_a$	Verstärkung	$V_{a_1}$
100 Volt	11,5	3,5 Volt
150 Volt	15	5,5 Volt
200 Volt	21	11 Volt
250 Volt	22	11 Volt

Auch hier muss die Schirmgitterspannung über einen Serienwiderstand, und zwar über einen solchen von 1 Megohm von der Anodenspannung abgenommen werden.

#### 5) Gittergleichrichter mit Drosselspulenkopplung.

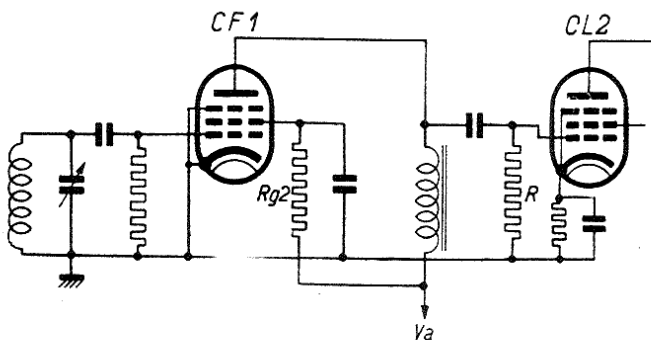


Abb. 8

Mit der Drosselspulenkopplung gibt die CF 1 bessere Resultate als mit reiner Widerstandskopplung. Abbildung 8 zeigt die Schaltung, und in untenstehender Tabelle sind die Verstärkung und die erzielbare Anodenwechselspannung  $V_{a_1}$  aufgeführt für zwei verschiedene Werte des Gitterableitungswiderstandes  $R$  der Endröhre, welche in diesem Falle auch die Tonqualität bestimmen (0,1 und 0,3 Megohm) und bei Einstellung der Röhre auf verschiedene Anodenströme  $I_a$ . Die Selbstinduktion der Drosselspule beträgt bei 1 mA 540 Henry und bei 2,2 mA 335 Henry.



R	V <sub>a</sub>	1 mA 540 Henry			2,2 mA 335 Henry		
		R <sub>g2</sub> Megohm	Verst.	V <sub>a</sub> max. (30%)	R <sub>g2</sub> Megohm	Verst.	(30%) V <sub>a</sub> max.
0,1	100	0,2	14	7,1	0,05	13	13
	150	0,32	15	9	0,125	14	14
	200	0,5	15,5	9	0,2	15	14
	250	0,64	18	9,5	0,27	18,5	14
0,3	100	0,2	24	18	0,05	20	23
	150	0,32	25	19	0,125	21	31
	200	0,5	26,5	19	0,2	23	32
	250	0,64	27,5	23	0,27	25	34

Die Wahl des Ableitungswiderstandes  $R$  wird nicht nur durch die Verstärkung und die erzielbare Anodenwechselspannung bestimmt, sondern auch durch die verlangte Tonqualität.

Abbildung 9 zeigt für die zwei Ableitungswiderstände der Endröhre die Kurven für die Verstärkung der verschiedenen Tonfrequenzen. Aus der Tabelle ergibt sich, dass man mit einer auf 2,2 mA eingestellten Röhre und einem 0,3-Megohm-Ableitungswiderstand eine grössere Empfindlichkeit und Gitterwechselspannung auf der Endröhre erzielt. Abbildung 9 zeigt dagegen, dass man mit einer auf 1 mA eingestellten Röhre und einem 0,1-Megohm-Widerstand eine bessere Verstärkung der tiefen Töne erzielt, so dass man in jedem bestimmten Falle einen Kompromiss schliessen muss.

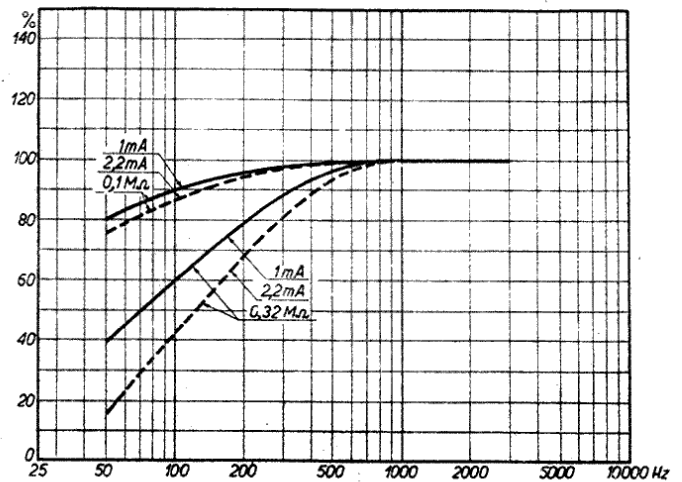


Abb. 9

### 6) Niederfrequenzverstärker:

Als Niederfrequenzverstärker kann die CF 1 z.B. nach einem Diodendetektor verwendet werden. Man erzielt dann eine sehr gute Niederfrequenzverstärkung und Anodenwechselspannung, mit welcher jede normale Endröhre voll angesteuert werden kann. Abbildung 10 zeigt die Schaltung für die Niederfrequenzverstärkung, während in untenstehender Tabelle die Wechselspannungen für die verschiedenen Arbeitspunkte aufgeführt sind. Wichtig ist, dass man die richtigen Werte der Kathodenwiderstände einhält.

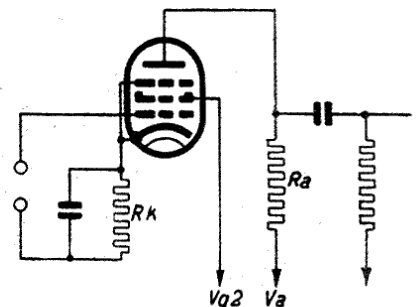


Abb. 10



$R_a$ Megohm	$R_k$ Ohm	$V_a = 100\text{ V}$			$V_a = 150\text{ V}$			$V_a = 200\text{ V}$			$V_a = 250\text{ V}$		
		$V_{g_2}$	Verst.	$V_a$ max. 10%	$V_{g_2}$	Verst.	$V_a$ max. 10%	$V_{g_2}$	Verst.	$V_a$ max. 10%	$V_{g_2}$	Verst.	$V_a$ max. 10%
0,1	1600							100	100	58	125	100	80
	2500	70	90	30	100	100	45	125	95	56	125	100	50
	3200	80	83	30									
0,3	5000				60	220	40	80	235	56	100	250	70
	6400	40	180	25	65	200	45	90	220	58	120	220	70
	8000	60	167	25									

## Die Hochfrequenzpenthode-Selektode CF 2

Die CF2 ist eine Hochfrequenzpenthode mit kurzer Regelkurve, welche mit der Regelkurve der Selektode AF2 der 4-Volt-Wechselstromserie übereinstimmt. Die Angaben für die AF2 bezüglich Quermodulation, Modulationsverzerrung und Modulationsvertiefung gelten also auch für diese Röhre. Die Steilheit ist bei der CF2 bei  $-20$  Volt Gittervorspannung ebenfalls kleiner als  $0,005\text{ mA/V}$ , so dass diese Röhre, wie die AF2, die Abdrosselung der Lautstärke mit einer relativ geringen negativen Gittervorspannung ermöglicht. Dies ist für die G/W-Serie von grossem Interesse, weil hier die verfügbare Anodenspannung meistens sehr gering ist und sich um diese Regelspannung bei Handlautstärkeregelung noch weiter verringert. Die CF2 ist eine Hochfrequenzpenthode und hat somit die allgemeinen Vorteile der Hochfrequenzpenthoden gegenüber den früheren Tetroden, welche besonders bei dieser Röhre zum Ausdruck kommen.



Abb. 1

In der nachfolgenden Tabelle werden für die verschiedenen Werte der Schirmgitterspannung  $V_{g_2}$  und der Steilheit die benötigte negative Gittervorspannung  $V_{g_1}$  und die effektive Gitterspannung  $V_{eff}$  angegeben, bei denen 6% Quermodulation auftritt (diese Werte sind unabhängig von der Anodenspannung). 6% Quermodulation stimmt überein mit  $2\frac{1}{4}\%$  Verzerrung und 3% Modulationsvertiefung. Die folgende Tabelle deckt sich mit der Tabelle für die AF2, weil die beiden Regelkurven dieselben sind.





Steilheit	$V_{g_2} = 40 \text{ V}$		$V_{g_2} = 60 \text{ V}$		$V_{g_2} = 80 \text{ V}$		$V_{g_2} = 100 \text{ V}$		$V_{g_2} = 120 \text{ V}$		$V_{g_2} = 150 \text{ V}$	
	$V_{g_1}$	$V_{eff}$	$V_{g_1}$	$V_{eff}$	$V_{g_1}$	$V_{eff}$	$V_{g_1}$	$V_{eff}$	$V_{g_1}$	$V_{eff}$	$V_{g_1}$	$V_{eff}$
1000 $\mu\text{A/V}$	1,1	0,3*)	1,8	0,27	2,4	0,38	3	0,45	4,1	0,5	5,1	0,58
100 „	2,7	0,2	4,2	0,36	5,5	0,5	6,7	0,65	8,9	0,8	11,7	1,1
10 „	5,7	0,35	8,8	0,55	11,3	0,9	14	1,1	17,5	1,1	22,5	1,3
1 „	8,1	0,20	12	0,27	15,5	0,33	18,5	0,4	23	0,43	30	0,52
0,1 „	9,2	0,11	13,5	0,12	17	0,15	20	0,16	25	0,18	32,5	0,20

In dieser Tabelle sind auch noch die Werte für  $V_{g_2} = 150 \text{ V}$  aufgenommen. Durch die Speisung über einen Serienwiderstand aus einer 150-Volt-Spannungsquelle kann man nötigenfalls erreichen, dass bei kleineren Steilheiten die Schirmgitterspannung sich 150 Volt nähert und die Röhre dadurch grössere Signalspannungen verarbeiten kann. Als höchste Schirmgitterspannung ist zwar 125 Volt in den Daten angegeben, jedoch ist bei kleineren Anodenströmen die Spannung von 150 Volt noch zulässig.

Weil meistens vor die H.F.-Röhre ein Bandfilter geschaltet ist, ist der Quermodulationsfaktor von geringerer Wichtigkeit. Die effektive Wechselspannung auf dem Gitter wird dann durch die Verzerrung begrenzt. Deshalb sind in der folgenden Tabelle, wie für die AF2, die effektiven Wechselspannungen angegeben, bei welchen 5% Verzerrung bei 30% Modulationsiefe auftritt.

Abbildung 2 zeigt als Funktion der Steilheit auch noch für die verschiedenen Schirmgitterspannungen die Gitterwechselspannungen, bei welchen 6% Quermodulation (3% Modulationsvertiefung und 2,25 m% Modulationsverzerrung) auftritt. Weil die Regelkurven der AF2 und CF2 einander ähnlich sind, sind diese Kurven auch bei der AF2 zu verwenden.

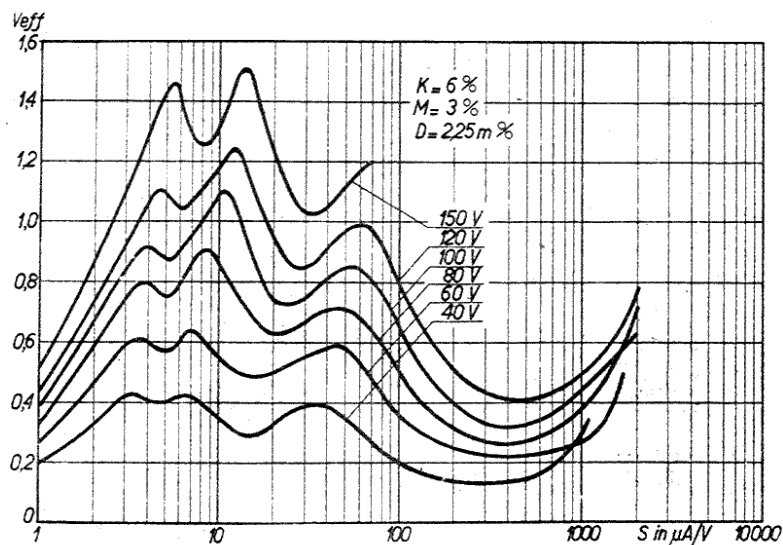


Abb. 2

\*) Mit diesem Werte ist der Gitterstrom nicht berücksichtigt.



Steilheit	$V_{g_2} = 40 \text{ V}$		$V_{g_2} = 60 \text{ V}$		$V_{g_2} = 80 \text{ V}$		$V_{g_2} = 100 \text{ V}$		$V_{g_2} = 120 \text{ V}$		$V_{g_2} = 150 \text{ V}$	
	$V_{g_1}$	$V_{eff}$	$V_{g_1}$	$V_{eff}$	$V_{g_1}$	$V_{eff}$	$V_{g_1}$	$V_{eff}$	$V_{g_1}$	$V_{eff}$	$V_{g_1}$	$V_{eff}$
1000 $\mu\text{A/V}$	1,1	0,82 <sup>*</sup> )	1,8	0,74	2,4	0,1	3	1,2	4,1	1,4	5,1	1,58
100 „	2,7	0,54	4,2	0,98	5,5	1,4	6,7	1,8	8,9	2,2	11,7	3,0
10 „	5,7	0,95	8,8	1,5	11,3	2,5	14	3,0	17,5	3,0	22,5	3,67
1 „	8,1	0,54	12	0,74	15,5	0,9	18,5	1,1	23	1,2	30	1,41
0,1 „	9,2	0,3	13,5	0,32	17	0,41	20	0,44	25	0,5	32,5	0,55

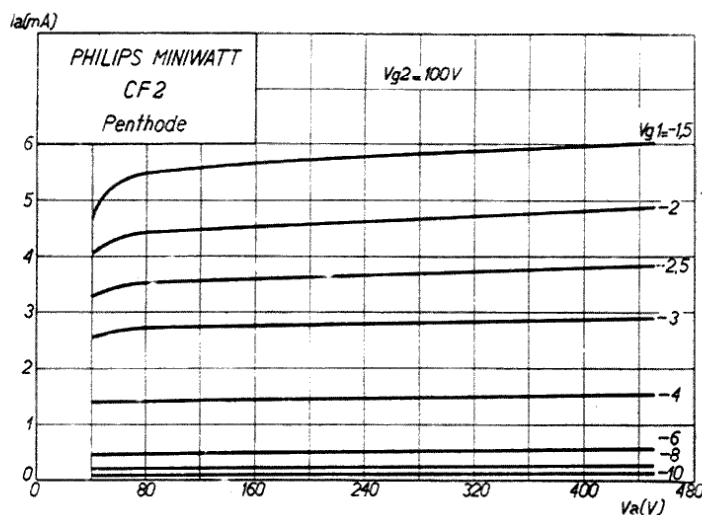


Abb. 3

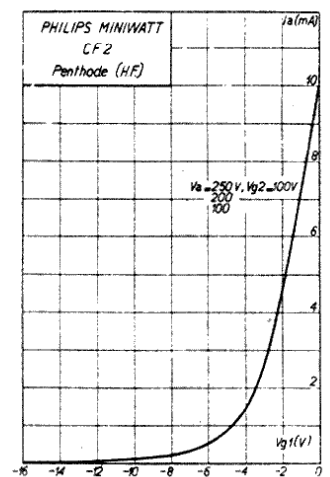


Abb. 4

**Betriebsdaten :**

Heizspannung .....	$V_f$	=	13	13	V
Heizstrom .....	$I_f$	=	0,200	0,200	A
Schirmgitterspannung .....	$V_a$	=	100	200	V
Anodenspannung .....	$V_{g_2}$	=	100	100	V
Anodenstrom (bei $V_{g_1} = -2 \text{ V}$ ) .....	$I_a$	=	4,5	4,5	mA
Anodenstrom (bei $V_{g_1} = -20 \text{ V}$ ) .....	$I_a$	<	0,01	0,01	mA
Schirmgitterstrom .....	$I_{g_2}$	=	1,5	1,5	mA
Verstärkungsfaktor .....	$g$	=	650	2200	
Grösste Steilheit .....	$S_{max}$	=	2,8	2,8	mA/V
Steilheit (bei $V_{g_1} = -2 \text{ Volt}$ ) .....	$S$	=	2,2	2,2	mA/V
Steilheit (bei $V_{g_1} = -20 \text{ Volt}$ ) .....	$S$	<	0,005	0,005	mA/V
Innerer Widerstand (bei $V_{g_1} = -2 \text{ Volt}$ ) .....	$R_i$	=	0,3	1	Megohm
Innerer Widerstand (bei $V_{g_1} = -20 \text{ Volt}$ ) .....	$R_i$	>	10	10	Megohm
Gitter-Anodenkapazität .....	$C_{ag_1}$	=	0,001	0,001	$\mu\mu\text{F}$
Gitterkapazität .....	$C_{g_1}$	=	8	8	$\mu\mu\text{F}$
Anodenkapazität .....	$C_a$	=	6,8	6,8	$\mu\mu\text{F}$

\*.) Mit diesem Werte ist der Gitterstrom nicht berücksichtigt.



### Grenzdaten:

Erklärung der Bezeichnungen siehe Seite 37.

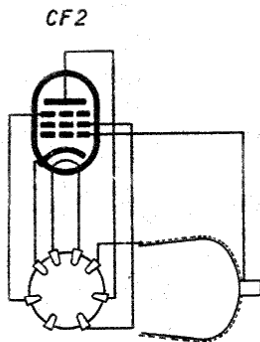


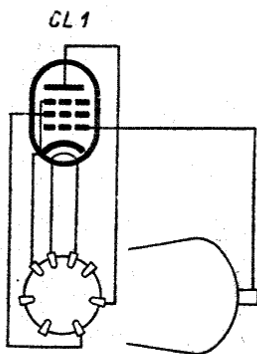
Abb. 5

$V_{a_{o\max}}$	= 400 V	$V_{g_{2\max}}$	= 400 V
$V_{a_{R\max}}$	= 250 V	$V_{g_{2\max}} \leq V_a$	max 125 V
$V_{a_{L\max}}$	= 200 V	$W_{g_{2\max}}$	= 0,25 W
$W_{a_{\max}}$	= 1,5 W	$R_{g_{1a\max}}$	= 2 Megohm
$I_{k_{\max}}$	= 8 mA	$V_{fk_{\max}}$	= 125 V
$V_{g_{1i}}$	= -1,3 V	$R_{fk_{\max}}$	= 20000 Ohm

### Anwendung:

Die CF2 findet ihre Anwendung als Hochfrequenz- und Zwischenfrequenzröhre, mit welchen automatische Lautstärkeregelung vorgenommen werden kann. Die üblichen Vorsorgen für die Installation der Hochfrequenzpentoden müssen auch bei dieser Röhre getroffen werden.

## Die Philips Endpenthode CL 1



Die Philips Endpenthode CL1 ist eine 5-Watt-Endröhre der G/W-Röhrenserie. Diese Röhre hat eine Heizleistung von 2,6 Watt und nimmt also bei 200 mA Serienspeisung 13 Volt auf. Deshalb kann man sie auch für die 13-Volt-Autoradio-Röhrenserie verwenden. Diese Röhre kann aber nicht an 110-Volt-Netzen benützt werden, weil ihre Endleistung dann zu gering wird. Sie wurde nur entwickelt für 200-Volt-Netze.

Untenstehend geben wir die vorläufigen Daten dieser Röhre, während aus Abbildung 1 die Sockel-Anschlüsse der Röhre ersichtlich sind. In einer nächsten Nummer dieses Monatsheftes werden wir eingehender auf diese Röhre zurückkommen.

### Daten:

Heizspannung .....	$V_f$	= 13 Volt
Heizstrom .....	$I_f$	= 0,200 A
Anodenspannung .....	$V_a$	= 200 Volt
Schirmgitterspannung .....	$V_{g_2}$	= 200 Volt
Negative Gittervorspannung .....	$V_{g_1}$	= -18 Volt
Anodenstrom .....	$I_a$	= 25 mA
Schirmgitterstrom .....	$I_{g_2}$	= 4,5 mA
Steilheit .....	$S$	= 2,0 mA/V
Verstärkungsfaktor .....	$g$	= 60
Ausgangsleistung bei 10% Verzerrung .....	$W_o(10\%)$	= 1,8 Watt





## Die Philips Endpenthode CL 2

Die Philips Endpenthode CL 2 ist die indirekt geheizte 8-W-Endpenthode der G/W-Röhrenserie, welche bei sehr niedrigen Anodenspannungen noch eine reichliche Nutzleistung abgibt.

In Anbetracht der grossen Röhrenleistung musste die Heizspannung bei 200 mA Heizstrom zu 20 V gewählt werden. Die maximale Spannung zwischen Kathode und Heizfaden der CL 2 beträgt 175 V.

Diese Kathoden-Glühfadenspannung ergibt die Möglichkeit, die CL 2 mit einer genügenden Anzahl Vorverstärkerröhren in Serie zu schalten.



Abb. 1

### Betriebsdaten.

Heizspannung	..... $V_f$	=	20	20	20	V
Heizstrom	..... $I_f$	=	0,200	0,200	0,200	A
Anodenspannung	..... $V_a$	=	100	200	200	V
Schirmgitterspannung	..... $V_{g_2}$	=	100	75	100	V
Anodenstrom	..... $I_a$	=	50	40	40	mA
Neg. Gittervorspannung	..... $V_{g_1}$	=	-15	-11	-19	V
Schirmgitterstrom	..... $I_{g_2}$	=	8	4,5	5	mA
Verstärkungsfaktor	..... $g$	=	60	70	70	
Grösste Steilheit	..... $S_{max}$	=	6	6	8	mA/V
Normale Steilheit	..... $S_{norm.}$	=	3,8	3,7	3,1	mA/V
Normaler innerer Widerstand	..... $R_{i_{norm.}}$	=	16000	19000	23000	Ohm
Gitter-Anodenkapazität	..... $C_{ag}$	=	1,2	1,2	1,2	$\mu\text{F}$
Anoden-Kathodenkapazität	..... $C_{ak}$	=	4,2	4,2	4,2	$\mu\text{F}$
Gitter-Kathodenkapazität	..... $C_{gk}$	=	7,0	7,0	7,0	$\mu\text{F}$
	$R_a$ (5%)	=	3000		9000	Ohm
	$R_a$ (10%)	=	2000		5000	Ohm
	$V_{g_{1eff}}$ (5%)	=	5		6,5	V
	$V_{g_{1eff}}$ (10%)	=	8,5		9,9	V
	$W_o$ (5%)	=	0,6		2	W
	$W_o$ (10%)	=	1,8		3,55	W

### Grenzdaten.

Erklärung der Bezeichnungen siehe Seite 37.

$V_{a_{o\max}}$	=	400	V	$V_{g_{2o\max}}$	=	400	400	V
$V_{a_{L\max}}$	=	200	V	$V_{g_{2\max}}$	=	100	100	V
$W_{a\max}$	=	8	W	$R_{g_{1a\max}}$	=	1	0,7	Megohm
$I_{k_{\max}}$	=	70	mA	$R_{g_{1f\max}}$	=	0,6	0,3	Megohm
$V_{g_{1i}}$	=	-1,3	mA	$V_{fk_{\max}}$	=	175*)	175*)	V

\*) Scheitelwert.



Abbildung 2 zeigt die  $I_a$ - $V_g$ -Kennlinien, während Abbildung 3 und 4 die  $I_a$ - $V_a$ -Kennlinien der CL 2 zeigt.

### Anwendung.

Diese Endpenthode findet ihre Anwendung als Endröhre in G/W-Empfängern sowie in Gleichstromnetzgeräten. Wegen ihrer Leistungsfähigkeit bei niedrigen Anodenspannungen eignet sie sich besonders für die Verwendung als Endröhre an 110-V-Netzen. Die Tabelle 1 zeigt, wie man die Schirmgitterspannung, den Anodenstrom und den Kathodenwiderstand für die Anodenspannungen von 200 und 100 V einstellen kann.

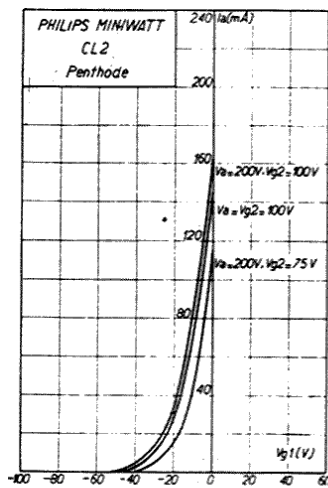


Abb. 2

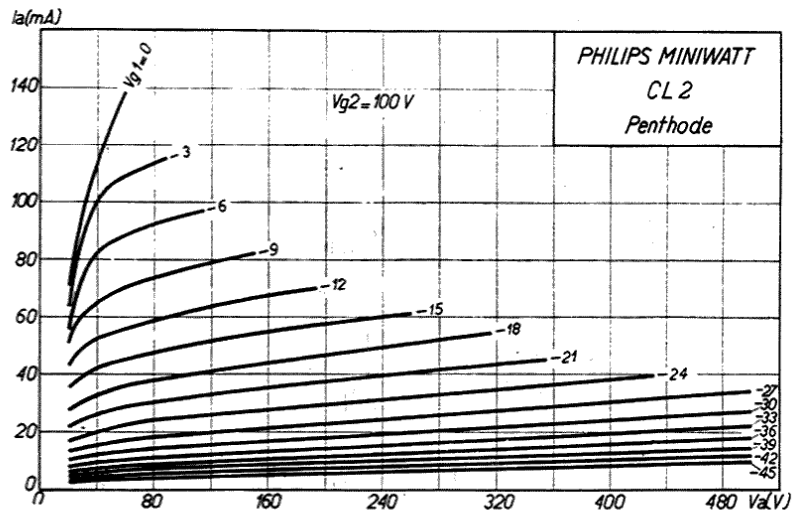


Abb. 3

TABELLE 1.

$V_a = 200V$	$V_{g2} = 100V$	$i_a = 40mA$	$W_a = 8W$	$R_a = 5000\Omega$
$V_a = 100V$	$V_{g2} = 100V$	$i_a = 50mA$	$W_a = 5W$	$R_a = 2000\Omega$

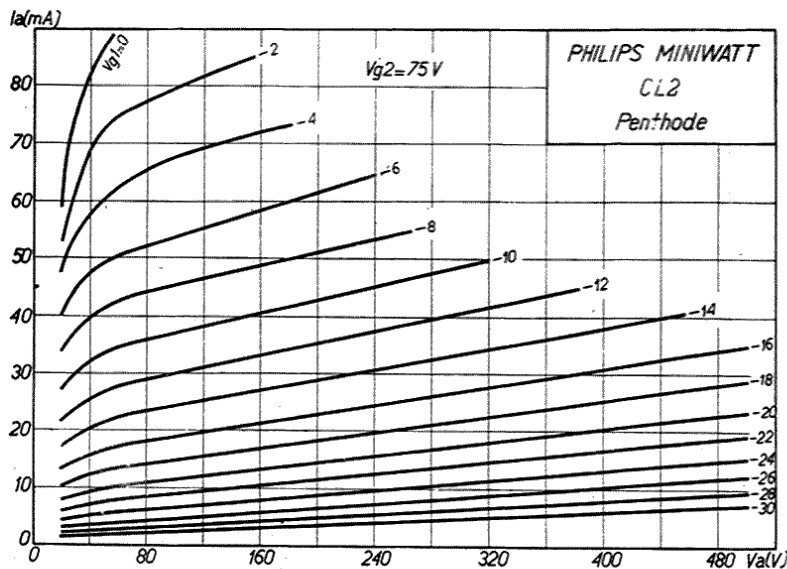


Abb. 4

Für einen Apparat, der an allen Netzspannungen gut arbeiten soll, wird man bei höheren Netzspannungen das Schirmgitter über einen Serienwiderstand speisen. Die negative Gitterspannung wird mittels eines Widerstandes in der Kathode erzielt. Damit dieser Widerstand für verschiedene Netzspannungen nicht umgeschaltet zu werden braucht, können nachfolgende Spannungen verwendet werden:



$$V_a = 100 \text{ V} \quad V_{g_2} = 100 \text{ V} \quad i_a = 50 \text{ mA}$$

$$V_a = 200 \text{ V} \quad V_{g_2} = 75 \text{ V} \quad i_a = 40 \text{ mA}$$

Die Tabelle 2 gibt die verschiedenen Anwendungsmöglichkeiten und die günstigsten Spannungen und Ströme, den Aussenwiderstand usw. für die verschiedenen Betriebsbedingungen an.

TABELLE 2.

	Verzerrung	$W_o$ Watt	$V_{g_{1eff}}$ Volt	$R_a$ Ohm
$V_a = 100 \text{ V}; V_{g_2} = 100 \text{ V};$ $i_a = 50 \text{ mA.}$	11%	2	$9\frac{1}{2}$	2000
	10%	1,8	$8\frac{1}{2}$	2000
	5%	0,6	5	3000
$V_a = 80 \text{ V}; V_{g_2} = 80 \text{ V};$ $i_a = 40 \text{ mA}; V_{g_1} = -11 \text{ V.}$	10%	1	6,9	2000
	5%	0,6	4	3000
$V_a = 150 \text{ V}; V_{g_2} = 100 \text{ V};$ $i_a = 50 \text{ mA}; V_{g_1} = -15 \text{ V.}$	10%	3,3	10,3	3000
	5%	1,55	5,5	5000
$V_a = 200 \text{ V}; V_{g_2} = 75 \text{ V};$ $i_a = 40 \text{ mA.}$	10%	3,15	7,5	5000
	5%	1,95	5,4	8000
$V_a = 200 \text{ V}; V_{g_2} = 100 \text{ V};$ $i_a = 40 \text{ mA.}$	12% <sup>1)</sup>	4	11,2	5000
	10%	3,55	9,9	5000
	5%	2	6,5	9000

Wenn ein Apparat sowohl für hohe wie auch für niedrige Netzspannungen verwendet wird, müssen, wie ersichtlich, die Schirmgitterspannung sowie der Ausgangstransformator umgeschaltet werden können. Die negative Gitterspannung der Endröhre stellt sich dann automatisch auf den erforderlichen Wert ein.

Bei der Konstruktion des Ausgangstransformators muss mit dem grossen Anodenstrom und dem niedrigen Belastungswiderstand gerechnet werden.

<sup>1)</sup> bis 50% Wirkungsgrad.

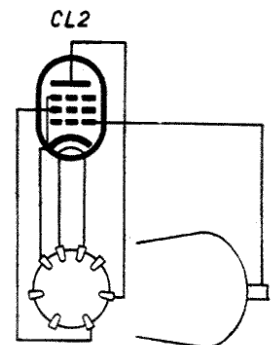


Abb. 5

## Philips Duo-Diode CB 1

Die CB 1 ist der Doppeldiodendetektor der G/W-Röhrenserie. Sie ist bis auf die Heizspannung und den Heizstrom der AB 1 gleich. Die Heizspannung und der Heizstrom betragen bei der CB 1 13 V bzw. 200 mA und ist ihre Heizleistung die gleiche wie für die AB 1. Wir verweisen wegen der Beschreibung dieser Röhre auf den Aufsatz über die AB 1. Im Folgenden geben wir die Daten der CB 1:



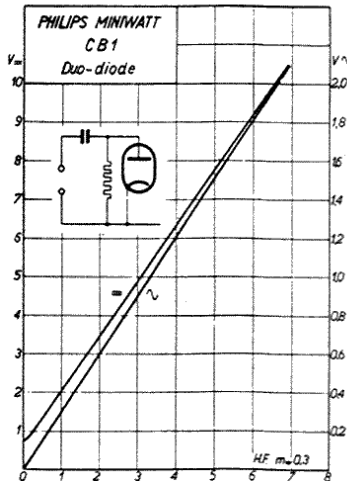


Abb. 1

**Betriebsdaten:**

Heizstrom .....	$V_f$	= 13 V
Heizspannung .....	$I_f$	= 0,200 A
Grösste Amplitude der Wechselspannung .	$V_{d_{max}}$	= 200 V
Höchstzulässiger Gleichstrom .....	$I_{d_{max}}$	= 0,8 mA
Höchste Glühfaden-Kathodenspannung ..	$V_{fk_{max}}$	= 125 V
Sockel: V		

**Anwendung.**

Für die Anwendung der Duo-Diode CB 1 der G/W-Serie gelten im allgemeinen die gleichen Richtlinien wie für die AB 1 der Wechselstromserie. Als N.F.-Verstärker nach der CB 1 kommt in dieser Serie hauptsächlich die CF 1 in Betracht. Die CB 1 ist mit einem V-Sockel mit 5 Elektrodenanschlüssen ausgestattet.

Diese Anschlüsse sind in der Abbildung 1 angegeben. Die eine Dioden-Anode ist wie bei der AB 1 am Kolben nach aussen geführt. Über den neuen V-Sockel findet man in diesem Heft Angaben im Aufsatz über die neuen Sockel der G/W-Röhren.

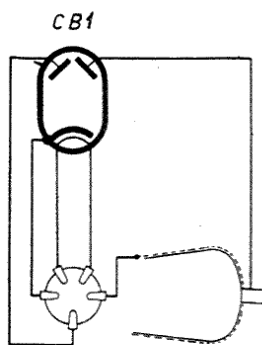


Abb. 2

Die Schaltungen dieser Duo-Diode sind die gleichen wie für die AB 1, siehe Abbildung 2 und 3 auf Seite 12. Um Brummen zu vermeiden, muss die Spannung zwischen Glühfaden und Kathode so gering wie möglich sein. Für die Entwicklung von Empfängern ist es wichtig zu wissen, welche Gleichspannung und welche Niederfrequenzspannung an dem Ableitungswiderstand der Diode entstehen. Deshalb sind diese Grössen in den zwei Kurven der Abbildung 1 angegeben. Diese Abbildung 1 gilt auch für die Röhre AB 1.

**Die Philips Gleichrichterröhre CY 1**

Die Philips CY 1 ist eine Einweggleichrichterröhre der G/W-Röhrenserie für 200 mA Serienspeisung mit Gleich- oder Wechselstrom. Sie hat einen sehr niedrigen inneren Widerstand so dass sie beim Durchfliessen des Anodenstromes nur einen sehr geringen Spannungsabfall verursacht, was bei Verwendung an 110-Volt-Netzen von grossem Vorteil ist. Beim Anschluss des G/W-Gerätes an Gleichstrom verhindert sie das Durchfliessen des Anodenstromes in falscher Richtung, so dass hierdurch die Anwendung von Elektrolytkondensatoren möglich wird. Die CY 1 hat eine indirekt geheizte Kathode. Sie ist mit dem neuen Röhrensockel ausgestattet; die Elektrodenanschlüsse an demselben zeigt Abb. 1.



Abb. 1

**Betriebsdaten:**

Heizspannung .....	$V_f$	= 20 V
Heizstrom .....	$I_f$	= 0,200 A
Höchste Anodenspannung .....	$V_{a_{max}}$	= 250 V
Grösster Anodenstrom .....	$I_{a_{max}}$	= 80 mA
Maximale Kathoden-Glühfadenspannung ...	$V_{fk_{max}}$	= 300 V <sup>1)</sup>
Sockel: P		



Abb. 2

<sup>1)</sup> Scheitelwert.



## Die Philips Gleichrichterröhre CY 2

Die Philips CY 2 ist im Gegensatz zu der CY 1 mit zwei isolierten Kathodenteilen und zwei Anoden ausgeführt. Demzufolge kann sie entweder als Einweggleichrichter oder als Spannungsverdoppler geschaltet werden. Bei Verwendung als Einweggleichrichter kann die Röhre einen Strom von 120 mA abgeben und kommt sie für Geräte mit fremderregtem Lautsprecher in Betracht. Als Spannungsverdoppler gibt die Röhre einen Anodenstrom von 60 mA ab und nahezu die doppelte Spannung wie beim Gebrauch als einfacher Gleichrichter. Als Spannungsverdoppler ist die CY 2 also sehr geeignet für transformatorlose Wechselstromgeräte. Die Abflachkondensatoren müssen aber in diesem Falle sehr reichlich bemessen sein.

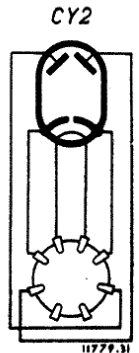


Abb. 1

Die CY 2 ist mit dem neuen Röhrensockel ausgestattet. Abb. 1 zeigt die Elektrodenanschlüsse am Sockel.

### Betriebsdaten:

Heizspannung .....	$V_f$	= 30 Volt
Heizstrom .....	$I_f$	= 0,200 Amp.
Höchste Anodenspannung .....	$V_{a_{max}}$	$\left. \begin{array}{l} 2 \times 125 \text{ Volt} \\ 1 \times 250 \text{ Volt} \end{array} \right\}$
Grösster Anodenstrom .....	$I_{a_{max}}$	$\left. \begin{array}{l} 60 \text{ mA} \\ 120 \text{ mA} \end{array} \right\}$
Maximale Kathoden-Glühfadenspannung .....	$V_{fk_{max}}$	= 300 Volt <sup>1)</sup>
Sockel: P		

## Regulatorröhre C1

Die Regulatorröhre C 1 für Verwendung mit den Philips G/W-Röhren stellt den Strom im Heizstromkreis genau auf 200 mA ein. Der Regelbereich dieser Röhre liegt zwischen 80 und 200 V, so dass z.B. ein 4-Röhren-Empfänger mit der Endröhre CL 2 einschliesslich Gleichrichterröhre CY 1 bei Verwendung dieser Regulatorröhre an alle Netze von 163 V aufwärts angeschlossen werden kann. Die maximale Netzspannung, für welche die Röhre benutzt werden darf, beträgt 250 V, wenn der Spannungsabfall in den Heizfäden der Empfängerröhren und sonstigen Widerständen, welche mit der Regulatorröhre in Serie geschaltet sind, wenigstens 50 V beträgt und 265 Volt, wenn dieser Spannungsabfall mindestens 70 Volt beträgt. Die Spannung, welche dauernd auf der Röhre C 1 stehen darf, beträgt höchstens 200 Volt. Ist der Spannungsabfall der Empfängerröhre und der genannten Widerstände weniger als 50 V, so ist die maximale Spannung, welche über der Regulatorröhre C 1 stehen darf, entsprechend geringer. Aus diesen Daten der Röhren ergeben sich, wenn man mit einer Skalenlampe von 4 Volt rechnet, untenstehende Verwendungsmöglichkeiten, welche tabellarisch hier zusammengefasst sind.

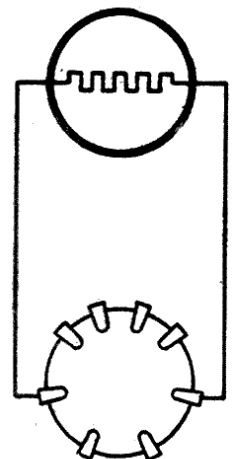


Abb. 1

<sup>1)</sup> Scheitelwert.



Empfängertype	Gesamte Heizspann.	Netzspannung
a.) Bei Verwendung der CL 1 als Endröhre und der CY 1 als Gleichrichter		
1.) 2-Röhren-Empfänger (+ Gleichrichter) .....	50 V	130-250 V
2.) 3-Röhren-Empfänger (+ Gleichrichter) .....	63 V	143-260 V
3.) 4-Röhren-Empfänger (+ Gleichrichter) .....	76 V	156-265 V
4.) 5-Röhren-Empfänger (+ Gleichrichter) .....	89 V	169-265 V
5.) 6-Röhren-Empfänger (+ Gleichrichter) .....	102 V	182-265 V
b.) Bei Verwendung der CL 2 als Endröhre und der CY 1 als Gleichrichterröhre		
1.) 2-Röhren-Empfänger (+ Gleichrichter) .....	57 V	137-260 V
2.) 3-Röhren-Empfänger (+ Gleichrichter) .....	70 V	150-265 V
3.) 4-Röhren-Empfänger (+ Gleichrichter) .....	83 V	163-265 V
4.) 5-Röhren-Empfänger (+ Gleichrichter) .....	96 V	176-265 V
5.) 6-Röhren-Empfänger (+ Gleichrichter) .....	109 V	189-265 V
c.) Bei Verwendung der CL 1 als Endröhre und der CY 2 als Gleichrichterröhre		
1.) 2-Röhren-Empfänger (+ Gleichrichter) .....	60 V	140-260 V
2.) 3-Röhren-Empfänger (+ Gleichrichter) .....	73 V	153-265 V
3.) 4-Röhren-Empfänger (+ Gleichrichter) .....	86 V	166-265 V
4.) 5-Röhren-Empfänger (+ Gleichrichter) .....	99 V	179-265 V
5.) 6-Röhren-Empfänger (+ Gleichrichter) .....	112 V	192-265 V
d.) Bei Verwendung der CL 2 als Endröhre und der CY 2 als Gleichrichterröhre		
1.) 2-Röhren-Empfänger (+ Gleichrichter) .....	67 V	147-265 V
2.) 3-Röhren-Empfänger (+ Gleichrichter) .....	80 V	160-265 V
3.) 4-Röhren-Empfänger (+ Gleichrichter) .....	93 V	173-265 V
4.) 5-Röhren-Empfänger (+ Gleichrichter) .....	106 V	186-265 V

Die hier angegebenen Netzspannungen sind Absolutwerte, d.h. dass oberhalb der angegebenen Grenzwerte der Spannungen keine Netzspannungsschwankungen mehr zulässig sind.

Diese Regulatorröhre wird wie die G/W-Röhren mit einem P-Sockel ausgeführt. Abb. 1 zeigt die Anschlüsse am Sockel der C 1.

Regulatorröhren für Verwendung mit den G/W-Röhren an Netzen mit niedrigeren Spannungen sind in Vorbereitung.



## Anwendung der G./W.-Röhren

Die Probleme der Anwendung der G/W-Röhren beziehen sich hauptsächlich einerseits auf die Schaltung der Heizfäden und andererseits auf die Anodenspeisung.

### Schaltung der Heizfäden.

Für die Schaltung der Heizfäden muss beachtet werden, dass ziemlich hohe Spannungen zwischen Heizfäden und Kathode auftreten. Diese Spannungen bedingen nicht nur eine gute Isolation zwischen diesen Elektroden, sondern verursachen, weil es sich in der Hauptsache um Wechselspannungen handelt, auch unter Umständen Brummen. Bei Gleichstromspeisung treten genau wie bei Wechselstromspeisung Brummstörungen auf, weil das Gleichstromnetz meistens auch Wechselstromfrequenzen überträgt. Diejenigen Röhren, welche am empfindlichsten

für Brummen sind, sind wohl die Detektorröhren oder, bei Verwendung der Duodiode, diese Röhre oder die Niederfrequenzverstärkerröhren. Für diese Röhren muss daher die Spannung zwischen Kathode und Heizfaden am geringsten sein, weil die Brummstörungen der Spannung und der Kapazität zwischen Gitter und Heizfaden proportional sind. Deshalb müssen die Heizfäden dieser Röhren am nächsten an die negative und die Erdseite des Netzes geschaltet werden. Abbildung 1 zeigt eine prinzipielle Schaltung der Heizfäden; die Detektorröhre wird meistens an die Minusseite geschaltet. Die Gleichrichterröhren gestatten maximale Scheitelspannungen von 300 Volt zwischen Kathode und Heizfaden. Weil sich aber zwischen Kathode und Glühfaden ausser der vollen gleichgerichteten Spannung noch eine beträchtliche Netzwechselspannung befindet, könnten unter Umständen sehr hohe Scheitelspannungen zwischen diesen Elektroden entstehen, und es empfiehlt sich dann, die Endröhre als letzte und den Gleichrichter als vorhergehende Röhre zu schalten.

Die G/W-Röhren brauchen einen Heizstrom von 200 mA, welcher so konstant wie möglich gehalten werden muss. Beim Anschluss an 220-Volt-Netze kann zur Konstanthaltung des Stromes die Philips Regulatorröhre C 1 verwendet werden. Diese Röhre hat einen Regelbereich von 80 bis 200 Volt, so dass nicht nur der Strom konstant gehalten wird, sondern der Empfänger auch für verschiedene Netzspannungen verwendet werden kann. Siehe Seite 32.

### Anodenspeisung.

Durch das Fehlen des Netztransformators können die Netzstörungen viel leichter in den Apparat eindringen. Diese müssen eventuell durch Drosselspulen ausgesiebt werden. Weiter muss für eine sehr effektive Abflachung der Anodenspannung gesorgt werden. Dies darf nur einen kleinen Spannungsabfall bei Verwendung an 110-Volt-Netzen verursachen. Durch die Verwendung eines Gleichrichters können Elektrolytkondensatoren verwendet werden, und zwar auch bei Gleichstromnetzen und eventuell, bei 110 Volt Netzspan-

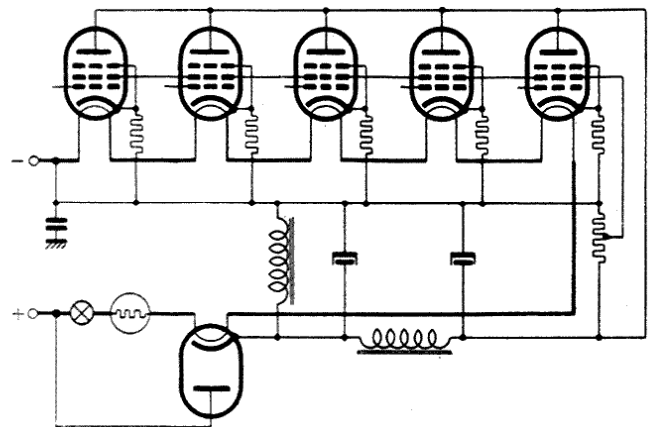


Abb. 1



nung, Kondensatoren für niedrigere Spannung und entsprechend grössere Kapazität. Für G/W-Apparate kommt nur Einweggleichrichtung in Betracht. Dadurch wird die Welligkeit grösser, während die Frequenz 50 Hertz statt 100 beträgt. Dies macht die Abflachung etwas teurer als für Transformatorgeräte. Die niedrige Anodenspannung macht es unmöglich, die Lautsprechererregung in Reihe mit dem Abflachfilter zu schalten. Wenn man also Fremderregung anwenden will, muss man diese Erregerspule parallel speisen, wie in Abbildung 1 angegeben. In diesem Falle fällt der Vorteil, welchen man bei Wechselstromempfängern durch die Verwendung der Erregerspule als Drosselspule hat, weg, so dass für G/W-Empfänger ein permanentmagnetischer Lautsprecher wahrscheinlich billiger ist. Die negative Vorspannung der Endröhre muss durch einen Kathodenwiderstand erzielt werden. Würde sie von einem Widerstand oder einer Drossel in der gemeinschaftlichen negativen Leitung abgenommen, so wären die Kathoden aller Röhren nicht mehr direkt mit einer Leitung des Netzes verbunden, was zu Brummen Veranlassung gibt.

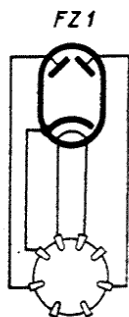
Aus dem gleichen Grunde muss die Abflachdrosselspule in die positive Anodenleitung geschaltet werden. Durch die niedrige Anodenspannung brauchen die Endröhren einen höheren Anodenstrom. Deshalb ist es notwendig, die Abflachdrosselspule grösser als normal zu bemessen, weil sonst Gleichstromsättigung eintritt.

### 13-V-Autoradioröhren

Die 13-V-Autoradioröhren bestehen im wesentlichen aus den Typen der 200-mA-G/W-Röhren, welche eine Heizspannung von 13 V besitzen. Wie schon am Anfang des Heftes angegeben wurde, besteht diese Serie aus der Oktode CK 1, den HF-Pentoden CF 1 und CF 2, der Duo-Diode CB 1 und der 5-W-Endpenthode CL 1. Die Beschreibung dieser Röhren ist in den vorherigen Aufsätzen gegeben. Ausserdem umfasst die 13-V-Autoradioröhrenserie eine zwei-phasige Gleichrichterröhre, die FZ 1.

#### Die Philips Gleichrichterröhre FZ 1.

Die Philips FZ 1 ist eine Vollweggleichrichterröhre mit indirekt geheizter Kathode. Diese Röhre ist wie alle Röhren der G/W- und Autoradioröhrenserien mit einem neuen Sockel versehen. Abbildung 1 zeigt die Elektrodenanschlüsse der FZ 1. Hierunter folgen kurz die Daten dieser Röhre:



#### Betriebsdaten:

Heizspannung	$V_f$	= ca. 13 V
Heizstrom	$I_f$	= ca. 0,4 A
Maximale Anodenspannung	$V_{a_{max}}$	= $2 \times 350$ V
Maximaler Anodenstrom	$I_{a_{max}}$	= 80 mA
Maximale Spannung zwischen Glühfaden und Kathode	$V_{fk_{max}}$	= 50 Volt

### 6,3-V-Autoradioröhren

Diese Serie umfasst, wie die 13-Volt-Autoradioröhren, eine Mischoktode, Hochfrequenzpenthode, Duo-Diode, eine 5-Watt-Endröhre und eine Gleichrichterröhre. Die Beschreibung dieser Röhren werden wir in einer nächsten Nummer des Monatsheftes für Apparatebauer aufnehmen.



## Die neuen Sockel der Gleichstrom-Wechselstromröhren

Um die Vorteile der kleinen Abmessungen der Philips G/W-Röhren voll ausnützen zu können, haben die Philips Laboratorien einen neuen Sockel entworfen, welcher von den bisher verwendeten Sockelausführungen grundsätzlich abweicht und sich durch so wesentliche Vorteile auszeichnet, dass dieser endgültig für die neuen G/W- und Autoradio-Röhren verwendet wird. Diesen Sockel hat Philips mit P- und V-Sockel bezeichnet. Abbildung 1 zeigt eine neue Röhre mit dem P-Sockel und der neuen Röhrenfassung. Der P-Sockel ist mit 8 Elektrodenanschlüssen ausgeführt, während der V-Sockel mit 5 Elektroden ausgeführt worden ist. Der V-Sockel ist nur für die Doppeldiode CB 1 entworfen.

Der Hauptvorteil dieser neuen Sockel besteht in den kleinen Abmessungen. Wenn beispielsweise die totale Sockellänge, also mit Stiften, der bisherigen Ausführung der Hochfrequenzpenthode 44 mm betrug, wurde dieser Wert bei der neuen G/W-Röhre auf 22 mm reduziert. Dieser Unterschied spielt für die Konstruktion von neuen Röhren, bei denen eine der wichtigsten Anforderungen die Reduktion der Röhrenabmessungen war, eine wesentliche Rolle.

In elektrischer Beziehung bietet der neue Sockel gleichfalls grosse Vorteile. Der bisherige Sockel war wirklich gut, solange man ihn mit vier Stiften ausführte. Als man aber Wechselstromröhren mit 5-poligem Sockel einführte, war der fünfte Stift, der Mittelstift, eigentlich eine Nothilfe, und die Kapazität der Steckerstifte wurde bereits sehr gross.

Bei der Sockelkonstruktion der „Miniwatt“-Röhren musste man sich für einen 7- oder 8-poligen Sockel grösseren Umfanges entschliessen, den man bei den neuen Röhren nicht anwenden konnte, wenn man von dem Leitgedanken der kleinen- und kapazitätsfreien Röhren nicht abweichen wollte.

Abbildung 2 zeigt eine Zeichnung des neuen Röhrensockels. Sie lässt erkennen, dass man von den bisherigen Richtlinien völlig abgewichen ist. Die 18 mm langen Stifte des früheren Sockels wurden durch Kontakte ersetzt, welche den „Philite“-Teil des Röhrensockels nur um 1 mm verlängern. Die Kontakte sind am äussersten Rande des Sockels angeordnet und ragen noch 2 mm über diesen hinaus.

Weiter zeigt die Abb. 2 die Anschlüsse im neuen Röhrensockel. Man sieht, dass beim grössten Abstand voneinander 8 verschiedene Anschlüsse angeordnet werden können. Die 4 dicht nebeneinander stehenden Anschlüsse sind für die Enden des Heizfadens (Mitte), links für die Kathode und rechts für die Metallisierung bestimmt; für die Gitter und für die Anode wurden dann 4 andere, weiter auseinander angeordnete Anschlüsse vorgesehen. Zwischen den Anschlüssen sind in das „Philite“ des Sockels kleine Rippen eingepresst, wodurch der Kriechweg zwischen den Elektroden erhöht wird. Ebenfalls sind zwei Sägeschnitte angebracht, um den Anodenanschluss weiter zu isolieren und die Ausgangskapa-

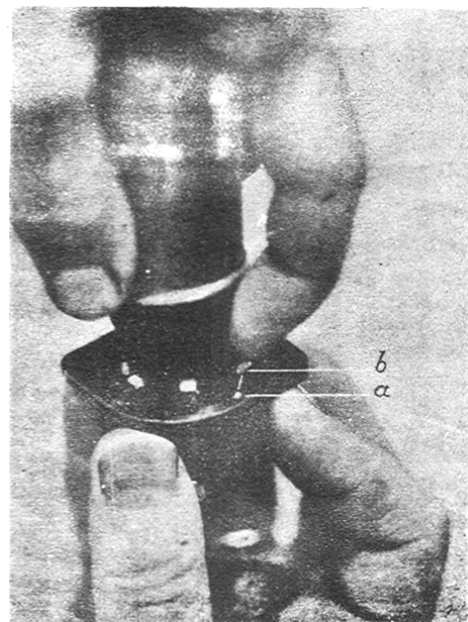


Abb. 1



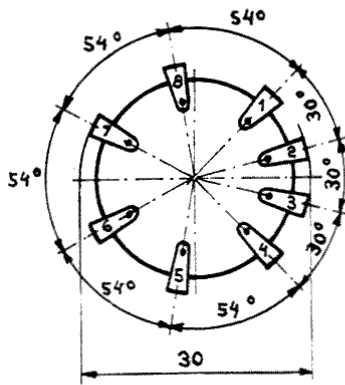
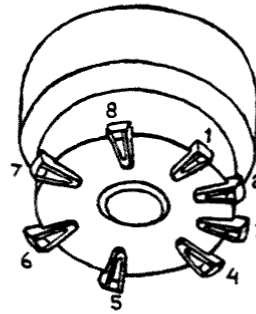


Abb. 2



zität und damit die Dämpfungsverluste zu verringern. In dieser Weise hat man einen erlustfreien Aufbau erreicht.

Abb. 3 zeigt eine Ansicht der neuen Röhrenfassung. Hier werden die Kontakte durch seitlich angebrachte Federn gebildet, in die die Röhre beim Einsetzen hineinschnappt und eine gute Verbindung herstellt.

Die Anschlussfedern der Fassung sind äusserst kapazitätsarm und haben den Vorteil, dass stets ein guter Kontakt gewährleistet wird, da sowohl die Anschlussfedern als auch die Röhrenkontakte versilbert sind.

Die neue Röhrenfassung zeichnet sich durch sehr geringe Verluste aus, und Dauerproben haben gezeigt, dass durch schlechte Kontakte keine Stromschwankungen festgestellt werden konnten.

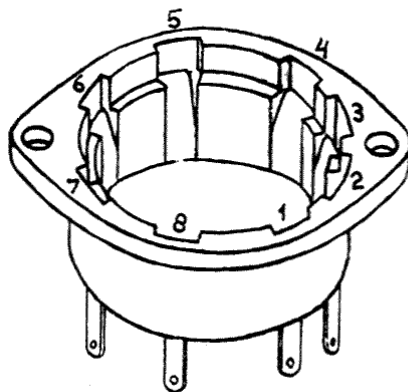
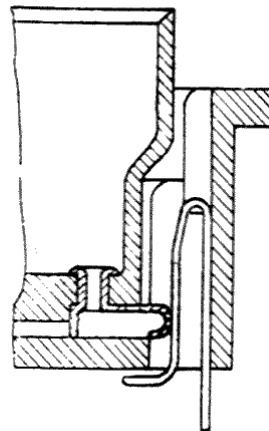


Abb. 3



Bei den früheren Röhren war das Einsetzen der Röhren nicht immer einfach, besonders wenn die Fassungen an einer unzugänglichen Stelle des Empfängers angebracht wurden. Der Röhrensockel hat über dem mit 6 bezeichneten Stift (vgl. b, Abb. 1) eine Führungsrille, die man beim Einsetzen der Röhre deutlich fühlen kann. Die Röhrenfassung hat in der „Philite“-Masse über dem entsprechenden Kontakt einen gleichfalls fühlbaren Punkt a. Wenn die Führungsrille b und der Punkt a übereinander stehen, hat die Röhre

ihre richtige Stellung, wodurch das Einsetzen auch in kleinen Empfängern mit schwer zugänglich angeordneten Röhren ohne weiteres möglich ist.

## Typenbezeichnung der neuen Röhren

Weil die alte Typenbezeichnung der Röhren durch das Entstehen einer immer grösseren Zahl neuer Röhren viel von ihrer Einfachheit verloren hatte, wurde das Bedürfnis nach einem neuen Typenbezeichnungssystem immer grösser. Deshalb hat Philips nun ein neues System eingeführt, wodurch alle neuen Röhren auf sehr einfache Weise bezeichnet werden und welches eine grosse Erweiterungsmöglichkeit bietet.

In diesem neuen System wird die Typennummer einer Röhre meistens aus zwei Buchstaben und einer Ziffer bestehen. Der erste Buchstabe bezeichnet die Serie, in welche die Röhre gehört, der zweite Buchstabe die Röhrentype. Diesen beiden Buchstaben wird noch eine laufende Nummer hinzugefügt, und zwar wird dieselbe nach Möglichkeit so gewählt, dass ein und dieselbe Röhre in den einzelnen Serien bis auf den ersten Buchstaben dieselbe Typennummer führt.





Zum Beispiel: Die Hochfrequenzpenthode der 200-mA-G/W-Serie wird mit CF 1 bezeichnet; die Röhre mit kurzer Regelkurve CF 2.

Demnach heisst die neue H.F.-Penthode mit kurzer Regelkurve der 4-V-Wechselstromserie AF 2.

Kombinationsröhren erhalten drei Buchstaben; eine Triode-Hexode wird beispielsweise in der 4-V-Wechselstromserie mit ACH 1 und in der 180-mA-Gleichstromserie mit BCH 1 bezeichnet.

Regulatorröhren (Eisen-Wasserstoff-Widerstandsröhren) erhalten als Bezeichnung nur einen Buchstaben, welcher die Serie kennzeichnet, und eine Nummer. So wird die Regulatorröhre der 200-mA-Serie mit C 1 bezeichnet.

#### **Bedeutung des ersten Buchstabens.      Bedeutung des zweiten Buchstabens.**

A - Alte 4-V-Wechselstromserie	A - Dioden
B - Alte 180-mA-Gleichstromserie	B - Duo-Dioden
C - Neue 200-mA-G/W-Serie	C - Trioden, ausser Endröhren
E - 6,3-V-Automobilserie	D - Trioden als Endröhren
F - 13-V-Automobilserie	E - Tetroden
H - 4-V-Batterieserie	F - H.F.-Pentoden
K - 2-V-Batterieserie	H - Hexoden
	K - Oktoden
	L - Endpentoden
	Y - Einweggleichrichter
	Z - Vollweggleichrichter

---

## **Erklärung der verwendeten Bezeichnungen und Abkürzungen**

---

### **Bezeichnung der Elektroden.**

Anode .....	<i>a</i>
Diodenanode .....	<i>d</i>
Bei mehreren Anodenstrecken werden die Diodenanoden mit $d_1, d_2, d_3$ usw. bezeichnet. Die Zahl bezieht sich auf die Lage der Diodenanode, und zwar derart, dass mit $d_1$ die Diodenanode bezeichnet wird, welche dem Quetschfuss am nächsten liegt.	
Heizfaden .....	<i>f</i>
Gitter .....	<i>g</i>
Bei mehreren Gittern werden die Bezeichnungen $g_1, g_2, g_3$ usw. verwendet, wobei die Zahl wieder die Lage des Gitters mit Bezug auf die Kathode angibt.	
Indirekt geheizte Kathode .....	<i>k</i>
Metallisierung .....	<i>m</i>
Für die Bezeichnung gleichwertiger Elektroden werden Akzente verwendet. Die Anoden einer Gleichrichterröhre werden z.B. mit $a$ und $a'$ bezeichnet.	



## Bezeichnung der Spannungen, Ströme usw.

### a.) SPANNUNGEN

Anodenspannung .....	$V_a$
Anodenspannung in kaltem Zustande bzw. bei $I_a = 0$ .....	$V_{a_0}$
Anodenspannung bei Verwendung eines N.F.-Transformators oder einer Drosselspule mit Eisenkern im Anodenkreis .....	$V_{aL}$
Anodenspannung ohne N.F.-Transformator oder Drosselspule mit Eisenkern im Anodenkreis .....	$V_{aR}$
Klemmenspannung der Anodenstromquelle .....	$V_b$
Diodenspannung .....	$V_{d_1}, V_{d_2}$ usw.
Heizspannung .....	$V_f$
Spannung zwischen Heizfaden und Kathode .....	$V_{fk}$
Gittergleichspannung .....	$V_{g_1}, V_{g_2}$ usw.
Gittergleichspannung in kaltem Zustande bzw. $I_a = 0$ .....	$V_{g_{10}}, V_{g_{20}}$ usw.
Effektive Gitterwechselspannung für maximale Ausgangsleistung bei gegebener Verzerrung und günstigstem Aussenwiderstand .....	$V_{g_{1eff}} (\dots \%)$
Normalerweise wird die Ausgangsleistung für 5% und 10% Verzerrung angegeben. Wenn jedoch bei 10% Verzerrung bereits Gitterströme entstehen, werden die Ausgangsleistung und die Verzerrung bei einer Aussteuerung der Röhre bis zum Gitterstromereinsatzpunkt angegeben	
Gittervorspannung für den Gitterstromereinsatz von $3 \times 10^{-7}$ Amp. Dieser Wert ist bei dem Maximalwert der in den Daten enthaltenen Anoden- bzw. Schirmgitterspannung gemessen .....	$V_{g_{1b}}, V_{g_{2b}}$ usw.

### b.) STRÖME

Anodenstrom .....	$I_a$
Diodenströme .....	$I_{d_1}, I_{d_2}$ usw.
Heizstrom .....	$I_f$
Gitterströme .....	$I_{g_1}, I_{g_2}$ usw.
Kathodenstrom ( $I_a + I_{g_1} + I_{g_2}$ usw.) .....	$I_k$

### c.) LEISTUNG

Anodenbelastung .....	$W_a$
Gitterbelastung .....	$W_{g_1}, W_{g_2}$
Maximale Ausgangsleistung bei gegebener Verzerrung und günstigstem Aussenwiderstand .....	$W_o (\dots \%)$

### d.) KAPAZITÄT

Ausgangskapazität .....	$C_a$
Anoden-Gitterkapazität .....	$C_{ag_1}, C_{ag_2}$ usw.
Anoden-Kathodenkapazität .....	$C_{ak}$
Eingangskapazität .....	$C_{g_1}$

### e.) WIDERSTÄNDE

Günstigster Aussenwiderstand (im Anodenkreis) bei gegebener Verzerrung .....	$R_a (\dots \%)$
--	------------------



Widerstand in der Kathodenleitung .....	$R_k$
Widerstand in der Gitterleitung .....	$R_{g_1}, R_{g_2}$
Die Buchstaben $a$ und $f$ hinter den Widerständen in den Gitterleitungen geben an, ob die Gitterspannung sich automatisch einstellt oder fest ist. Z.B. $R_{g_{1a\max}}$ ist der maximale Widerstand im Gitterkreis bei Verwendung von automatischer Gittervorspannung; $R_{g_{1f\max}}$ der maximale Widerstand bei einer festen Gittervorspannung	
Innerer Widerstand .....	$R_i$

f.) VERSTÄRKUNGSFAKTOR

Verstärkungsfaktor .....	$g_1, g_2, g_3$
--------------------------	-----------------

g.) STEILHEIT

Maximale Steilheit .....	$S_{\max}$
Steilheit im Arbeitspunkt .....	$S_{\text{norm.}}$
Transponierungssteilheit .....	$S_o$

h.) VERSTÄRKUNG

Transponierungsverstärkung .....	$G_c$
----------------------------------	-------

## Eine neue Ausführung des Flüssigkeits-Elektrolytkondensators.

Die Vorzüge des Flüssigkeits-Elektrolytkondensators sind allgemein anerkannt. In jedem modernen Empfangsgerät wird er im Abflachfilter benutzt, namentlich wegen seines kleinen Rauminhaltes pro Kapazitätseinheit, der spannungsbegrenzenden Wirkung und weil die Durchschlagsspannung sehr hoch liegt.

Ein Beispiel eines besonders leistungsfähigen Flüssigkeits-Elektrolytkondensators mit sehr kleinen Abmessungen ist der neue Philips Kondensator 4094, dessen Daten folgen:

Kapazität ..... : 32  $\mu\text{F}$   
 Serienwiderstand normal : 10 bis 15  $\Omega$   
 Betriebsspannung ..... : 320 V  
 Höchstzulässige  
 Scheitelspannung .... : 350 V

Höchstzulässige  
 Welligkeitsspannung .. :  $\begin{cases} 15 \text{ V}_{\text{eff}} & \text{bei 50 Hertz} \\ 7,5 \text{ V}_{\text{eff}} & \text{bei 100 Hertz} \end{cases}$

Verluststrom ..... : 0,06 mA/ $\mu\text{F}$   
 Betriebstemperatur .... : 60° C  
 Gewicht ..... : 170 g  
 Abmessungen ..... : a) 140 mm, b) 39 mm,  
 c) 115,5 mm, d) 18 mm,  
 e) 35 mm.

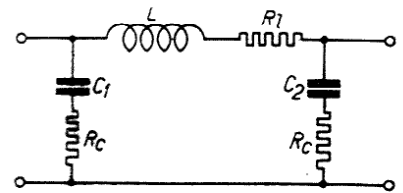


Abb. 1

Die übliche Schaltung eines Abflachkreises ist in Abb. 1 dargestellt; der Abflachungsgrad kann folgendermassen bestimmt werden. Wenn an die Eingangsklemmen des Filters eine Wechselspannung  $e_o$  angelegt wird, beträgt die Ausgangsspannung  $e_i$ .

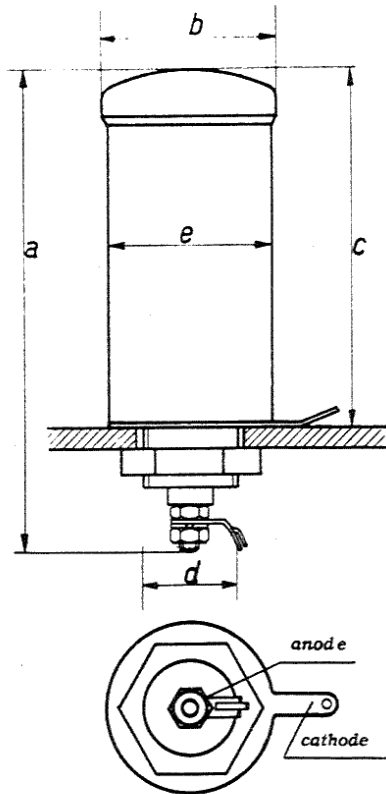


Abb. 2

$$e_1 = \frac{\left(R_c - \frac{j}{\omega C_2}\right) \cdot e_0}{R_l + R_c + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_2}\right)}$$

worin  $R_c$  = Serienwiderstand des Elektrolytkondensators,  
 $R_l$  = Gleichstromwiderstand der Drossel.  
 Diese Formel lässt sich vereinfachen zu:

$$e_1 = \frac{\left(R_c - \frac{j}{\omega C_2}\right) \cdot e_0}{j\omega L}$$

da in der Praxis  $(R_c + R_l) \ll \omega L \gg \frac{1}{\omega C_2}$

Die Abflachleistung ist gegeben durch  $\frac{e_0}{e_1}$ :

$$\frac{e_0}{e_2} = \frac{\omega L}{\sqrt{R_c^2 + \left(\frac{1}{\omega C_2}\right)^2}}$$

Wenn statt der Drosselspule ein Widerstand benutzt wird, ist eine ähnliche Definition abzuleiten:

$$\frac{e_0}{e_1} = \frac{R}{\sqrt{R_c^2 + \left(\frac{1}{\omega C_2}\right)^2}}$$

worin  $R$  = Abflachwiderstand und  $(R_c + \frac{j}{\omega C}) \ll R$ .

Der Einfluss des Empfängers auf die Abflachwirkung kann vernachlässigt werden und veranlasst allenfalls eine Steigerung der Filterleistung. Aus obiger Formel ergibt sich, dass derselbe Abflachungsgrad entweder mit einem Widerstand oder mit einer Drosselspule erzielt werden kann. Der Widerstand verdient jedoch den Vorzug, weil dann in Verbindung mit Kondensatoren grosser Kapazität die Kosten, das Gewicht und der Umfang des Filters herabgesetzt werden.

In einem Filter mit zwei Elektrolytkondensatoren je  $8 \mu F$  und einer Drosselspule von 10 Henry bei 30 mA kann die Spule durch einen Widerstand von etwa 6280 Ohm ersetzt werden. Bei 30 mA wäre der Spannungsabfall viel zu gross, und wenn von der Benutzung der Drosselspule abgesehen werden soll, müssen grössere Kondensatoren vorgesehen werden. Wird daher der Abflachkondensator durch einen anderen von  $32 \mu F$  ersetzt, so kann dieser Widerstand auf rund 1860 Ohm herabgesetzt werden. Natürlich kann auch die Feldwicklung eines elektrodynamischen Lautsprechers als Drossel verwendet werden, obwohl ein permanentmagnetischer Lautsprecher eine noch wirtschaftlichere Lösung ermöglicht.

Ein sehr billiges und leistungsfähiges Filter wird erzielt, wenn beide Kondensatoren durch  $32-\mu F$ -Kondensatoren ersetzt werden. Es kann dann ein Abflachwiderstand von etwa 470 Ohm benutzt werden, wobei die Abflachung dieselbe bleibt wie bei den beiden anderen Filtern.

### Inhaltsverzeichnis :

Die neuen Philips Röhren der Saison 1934/35 . . . . .	Seite 1	Die Philips Gleichrichterröhre CY 2 . . . . .	Seite 31
Die Philips Oktode AK 1 . . . . .	2	Regulatorröhre C 1 . . . . .	31
Die Philips Hochfrequenzpenthode-Selektode AF 2 . . . . .	7	Anwendung der G/W-Röhren . . . . .	33
Die Philips Duo-Diode AB 1 . . . . .	10	13-Volt-Autoradioröhren-Gleichrichterröhre FZ 1 . . . . .	34
Philips „Miniwatt“-Gleichstrom-Wechselstromröhren . . . . .	13	6,3-Volt-Autoradioröhren . . . . .	34
Die Philips Oktode CK 1 . . . . .	15	Die neuen Sockel der Gleichstrom/Wechselstromröhren . . . . .	35
Die Philips Hochfrequenzpenthode CF 1 . . . . .	16	Typenbezeichnungen der neuen Röhren . . . . .	36
Die Philips Hochfrequenzpenthode-Selektode CF 2 . . . . .	23	Erklärung der verwendeten Bezeichnungen und	
Die Philips Endpenthode CL 1 . . . . .	29	Abkürzungen . . . . .	37
Die Philips Endpenthode CL 2 . . . . .	26	Eine neue Ausführung des Flüssigkeits-Elektrolytkon-	
Die Philips Duo-Diode CB 1 . . . . .	27	densators . . . . .	39
Die Philips Gleichrichterröhre CY 1 . . . . .	30		