

Rundfunk- röhren

Eigenschaften und Anwendung

III. AUFLAGE





DIE TELEFUNKEN-BUCHREIHE

Band 5:

Telefunken-Rundfunkröhren

Eigenschaften und Anwendung

Von L. Ratheiser

15. bis 23. Tausend — Mit 549 Abbildungen, 8 Tabellen,
3 Tafeln und einem Anhang — Preis: RM 4,—

Bereits erschienen:

Band 1:

1000 Hörer antworten ...

Eine Marktstudie — Für den Funkhandel
bearbeitet von Dr. Werner Hensel und
Erich Keßler† — 1. bis 15. Tausend —
Mit 10 Abbildungen und 28 Tabellen
Preis: RM 1.40

Band 2:

Rundfunk!

Wer lernt mit?

Von Gustav Büscher
1. bis 25. Tausend — Mit 220 Abbildungen
vergriffen

Band 3:

Röhren 2-3

Ein Wörterbuch der Rundfunkröhre —
1. bis 25. Tausend — Mit 52 Abbildungen
Preis: RM 1.40

Band 4:

Bessere Antennen — besserer Empfang

Unter Berücksichtigung der Kurzwellen-
Sende- und Empfangsantennen — Von
Rolf Wigand und K. W. Lucas — 1. bis
15. Tausend — Mit 109 Abbildungen
vergriffen

Band 6:

Fehler suchen? Fehler finden!

Ein Hilfsbuch der Rundfunktechnik — Von Rolf Wigand
9. bis 11. Tausend — Mit 92 Abbildungen — Preis RM 2.50

Sonderband 1 im Verlag der
Weidmannschen Buchhandlung Berlin:

Welt-Rundfunk-Atlas

Berichte, Karten, Bilder von Ländern,
Sendern und Hörern — Von Kurt
Wagenführ — 1. bis 15. Tausend —
Mit vielen Abbildungen — RM 3.80

Sonderband 2:

Plaudereien unter der Antenne

Von Ferdinand Schilling
6. bis 10. Tausend — Mit 30 Abbildungen
Preis: RM 2.50

Weitere Bände in Vorbereitung

UNION DEUTSCHE VERLAGSGESELLSCHAFT BERLIN
ROTH & CO.

Rundfunk- röhren

Eigenschaften und Anwendung

Von
L. Ratheiser

3. neubearbeitete und erweiterte Auflage
(durchgesehener Nachdruck 20. bis 23. Tausend)

Mit 549 Abbildungen
8 Tabellen, 3 Tafeln und einem Anhang



1938

**UNION DEUTSCHE VERLAGSGESELLSCHAFT BERLIN
ROTH & CO.**

15. bis 23. Tausend

Alle Rechte vorbehalten — Nachdruck, auch auszugsweise, verboten — Printed in Germany
Druck der Union Deutsche Verlagsgesellschaft Berlin Roth & Co., Berlin SW 68

VORWORT ZUR 3. UND 4. AUFLAGE

Da die 2. Auflage wieder sehr rasch vergriffen war und weiterhin eine rege Nachfrage bestand, ergab sich die Notwendigkeit einer Neuauflage. Dabei ließ es die Tatsache, daß das Röhrenprogramm 1938/39 eine größere Anzahl neuer Typen und gleichzeitig eine Fülle neuer Probleme bringt, zweckmäßig erscheinen, die Beschreibung dieser neuen Röhren an Stelle eines ursprünglich geplanten Ergänzungsheftes mit der Beschreibung der bereits in der 2. Auflage besprochenen Typen zusammenzufassen und den allgemeinen Teil entsprechend zu ergänzen. Auf diese Weise entstand die vollständig neu bearbeitete 3. Auflage, die neben einer ausführlichen Einzelbeschreibung sämtlicher Röhren der neuen E-Reihe („Harmonische Serie“) und der V-Röhren wesentliche Ergänzungen der Abschnitte: Endröhren, Regel- und Mischröhren, Verzerrungen und Aufbau enthält. Auf diese Weise dürfte der Sinn des Buches, das ein kleines Röhrenlexikon für den Praktiker sein soll und alles Notwendige über Rundfunkröhren im allgemeinen und die Telefunken-Röhren im besonderen enthält, am besten erfüllt werden. Zu einer größeren Übersichtlichkeit wird zweifellos auch das mehrfach gewünschte ausführliche Stichwörterverzeichnis beitragen, ebenso wurden die Kennlinien vielfachen Wünschen entsprechend im doppelten Maßstabe in einer besonderen Zusammenstellung aufgenommen. Eine Reihe neuer Bild-Tafeln und Tabellen sind gleichfalls für die Praxis bestimmt.

AUS DEM VORWORT ZUR 1. UND 2. AUFLAGE

Vielfachen Wünschen entsprechend sollen die Eigenschaften und Anwendungsmöglichkeiten dieser Röhren im Rahmen einer zusammenfassenden ausführlichen Beschreibung dargestellt werden. In Verbindung mit einem reichhaltigen, sorgfältig ausgewählten Bildmaterial wurde besonderer Wert darauf gelegt, eine ausführliche Beschreibung der einzelnen Typen und ihres Aufbaues nebst allen notwendigen technischen Angaben zu geben und die bei der Auswahl und Verwendung der Röhren zu beachtenden Gesichtspunkte hervorzuheben.

Die Daten, Kurven und Meßwerte wurden den Telefunken-Katalogblättern entnommen bzw. nach Angaben des Telefunken-Röhrenlaboratoriums bearbeitet.

Die angegebenen konstruktiven und technischen Einzelheiten gelten für die Röhren, die zur Zeit der Bearbeitung dieses Buches zur Anlieferung gelangten. Änderungen, die sich auf Grund der praktischen Anforderungen als notwendig oder zweckmäßig erweisen, behält sich Telefunken ausdrücklich vor.

In diesem Sinne werden die folgenden Blätter zweifellos jedem, der Rundfunkröhren praktisch verwendet oder sich mit ihrem Studium beschäftigt, von Nutzen sein und auf das erstrebenswerte Ziel hinlenken:

Die richtige Röhre — richtig verwenden!

Die erste Auflage dieser für die Praxis bestimmten, nach Art und Inhalt neuartigen Zusammenstellung wurde sehr beifällig aufgenommen, und war in kurzer Zeit vergriffen. Für die Neubearbeitung der zweiten Auflage, die durch das Erscheinen zweier neuer Röhrentypen, nämlich der Abstimmröhren und der Endpentode AL 5 bedingt war, wurde die Aufgabe gestellt, die Beschreibung der Röhren des Jahres 1937 zu einem Nachschlagewerk zu erweitern, das alle im Handel befindlichen Telefunkenröhren, also auch die älteren Typen behandelt. Damit ist insbesondere allen Interessenten Rechnung getragen, die Reparaturen oder Umbauarbeiten an älteren Geräten ausführen wollen, oder z. B. als Händler auch über diese Typen Unterlagen benötigen.

INHALTSVERZEICHNIS

Siehe auch Stichwortverzeichnis Seite 273

	Seite
I. Die Kennzeichnung der Rundfunkröhren	8
Tabelle I Röhrenkennzeichen (Erläuterung)	8, 9
II. Aufbau und Wirkungsweise der Röhren	11
Aufgabe der Elektronenröhre — Elektronenaustritt — Ausbildung der Kathode — Direkte, indirekte Heizung — Schnellheizkathode — Sparkathode — Ovakathode — Gitter — Gitterkühlung — Kolbenanschluß — Schutzschirmgitter — Bremsgitter — Strahlblech — Anode — Abschirmmaßnahmen — Systemaufbau der Glasröhren — Systemsicherung — Abschirmung-Aufbau und Herstellung der Stahlröhren — Sockelarten	
III. Die einzelnen Röhrentypen	28
1. HF-Gleichrichter B . . . BC . . . BF	28
2. Eingitterröhren C . . . D . . . DD . . . CH . . . CL . . . BC	30
3. Mehrgitterröhren	32
Verstärkerpentoden F	32
Regelröhren F . . . BF . . . FM . . . H	35
Mischröhren H . . . CH . . . K	43
Endröhren D . . . DD . . . L . . . CL	47
Tabelle II Vergleichstabelle der Telefunken-Endröhren	52
4. Abstimmanzeigeröhren M . . . FM	59
5. Netzgleichrichter Y . . . Z	62
6. Heizstrom-Regelröhren für Serienheizung	64
Tabelle III Daten der Urdox- und Eisenurdox-Widerstände	65
IV. Verzerrung — Wiedergabe und Entzerrung	66
1. Lineare Verzerrungen	66
Resonanzkurven — Trennschärfe, Bandbreite und Verstärkung — Grenzfrequenz	
2. Nichtlineare Verzerrungen (Ober- und Mischwellen)	67
3. HF-Verzerrungen	69
Steilheit und Krümmung — S-Kennlinien — Verzerrungsmaß — Regelkennlinien — Exponentialkennlinie — Gleitende Schirmgitterspannung — Modulationsverzerrung — Brummodulation — Kreuzmodulation — Oberwellen	
4. Wiedergabe und Entzerrungsmöglichkeiten	75
Sprach- und Musikschwingungen — Grund- und Obertöne — Lautsprechereigenschaften — Entzerrung — Ohrempfindlichkeit — Schalldruckkurven — Phonskala — Dynamik der Wiedergabe — Lineare-Entzerrungsschaltungen — Gegenkopplung	
5. Die erforderliche Sprechleistung	81
V. Kennlinien und ihre Auswertung	83
1. Kennlinien der Gleichrichterröhren	83
a) Netzgleichrichter. Grundsätzliches — Beispiele — Brummsiebung	83
b) HF-Gleichrichter (Dioden)	85
Grundsätzliches — Beispiel — Kennlinien für die Praxis	

	Seite
2. Kennlinien der Verstärkerröhren	88
Kennlinienarten — Bestimmung des Arbeitspunktes — Konstruktion von Widerstandslinien — Kenndaten aus dem Kennlinienfeld — Unterschied zwischen Triode und Pentode — Arbeitskennlinien und Aussteuerbereich — Ermittlung der Nutzleistung — Klirrfaktorbestimmung	
VI. Röhrendaten und ihre Anwendung	98
Erläuterungen zu den einzelnen Daten	99
$U_f - I_f - U_a - U_a \text{ max.} - U_{g2(3,4,5)} - N_n \text{ max.} - N_{g2(3,4,5)} - I_{g2(3,4,5)}$ $- U_{g1(3,4)} - R_k - I_a - R_i - S - S_c - \mu - D - R_d - R_j - R - k -$ $U_{g1 \text{ eff.}} - u_{a1 \text{ eff.}} - R_g \text{ max.} - R_{äq} - R_{f/s} \text{ max.} - U_{f/s} \text{ max.} - C_{\mu a} -$ $C_e - C_a - U_{da} \text{ max.} - I_{da} \text{ max.} -$ Regeldaten — Optimaler Regelbereich — Berechnung von Regelkurven — $U_L - \alpha, \beta$	
Tabelle IV Elektrische Größen, Einheiten und Berechnungsformeln . . .	121
Formelsammlung	121, 122
VII. Die Röhren der A- und C-Reihe	123
AB 2, CB 2 — ABC 1, CBC 1 — AC 2, CC 2 — ACH 1, CCH 1 — AD 1 — AF 3, CF 3 — AF 7, CF 7 — AH 1, CH 1 — AK 2, CK 1 — AL 4 — AL 5 — AM 2, C/EM 2 — AZ 1, AZ 11, AZ 12 — CL 4 — CY 1 — CY 2	
VIII. Die neuen Röhren der E-Reihe „Harmonische Serie“	160
EB 11 — EBC 11 — EBF 11 — ECH 11 — EDD 11 — EF 11 — EF 12 — EF 13 — EFM 11 — EL 11 — EL 12 — EZ 11 — EZ 12	
IX. Die Röhren der K-Reihe	182
KB 2 — KC 1 — KBC 1 — KC 3 — KDD 1 — KF 3 — KF 4 — KK 2 — KL 1 — KL 2	
X. Die Röhren der V-Reihe „Sparstromröhren“	191
VC 1 — VCL 11 — VF 7 — VL 4 — VY 1 — VY 2	
Tabelle V Technische Daten der V-Röhren	199
XI. Aeltere Röhrentypen	200
1. Ueberholte Typen der A-, B-, C-, E- und K-Reihe	200
AB 1 — AK 1 — AL 1 — AL 2 — BB 1 — BCH 1 — BI 2 — CB 1 — CL 1 — CL 2 — EB 2 — EB 2 Cu-Bi — EBC 1 — EC 2 — EF 1 — EF 2 — EF 3 — Cu-Bi — EF 7 Cu-Bi — EH 1 — EK 1 — EL 1 — EL 1 Cu-Bi — EZ 1 — EZ 1 FZ 1 — KB 1 — KF 7 — KF 8	
2. Röhren mit Ziffernbezeichnung	202
034 — 074 — 074d — 084 — 094 — 114 — 134 — 164 — 174d — 304 — 374 — 604 — 704d — 904 (1821) — 914 (1814) — 924 (1826) — 964 (AL 1) — 1204 (1820) — 1214 (1819) — 1224 (1824) — 1234 (1834) — 1254 (1854) — 1264 (1818) — 1284 (1884) — 1294 (1894) — 1374d (1823d)	
Tabelle VI Nicht mehr im Handel befindliche Telefunken-Röhren (Daten) .	209
Tabelle VII Technische Daten und Sockelschaltungen der Röhren mit Ziffernbezeichnung. (RE 034 bis RENS 1894)	210
Tabelle VIII Vergleichsübersicht zwischen älteren und neuen Röhren . . .	222
XII. Anhang	223
Hinweise für die Röhrenprüfung	223
Verzeichnis der Kennlinien (Zusammenstellung auf S. 225 bis 271)	224
Kennlinien RE 034 bis VY 1	225
Schrifttumshinweise (Telefunken-Röhre)	272
Stichwortverzeichnis	273
Nachtrag — KL 4	276



DIE KENNZEICHNUNG DER ZEITGEMÄSSEN RÖHREN

Die derzeit gebräuchlichsten Rundfunkröhren sind durch Buchstaben gekennzeichnet, wobei aus den Buchstaben selbst die Verwendungsmöglichkeiten der Röhre zu entnehmen sind. Die Röhrenbezeichnung setzt sich aus zwei, bei einzelnen Röhren auch aus drei Buchstaben und aus einer bzw. zwei Kennziffern zusammen. Röhren mit zwei Kennziffern, z. B. ECH 11 oder VCL 11, be-

sitzen den neuen 8-poligen Stiftsockel.

Der an 1. Stelle stehende Buchstabe gibt über die Heizart der Röhre und damit über ihre Verwendungsmöglichkeit in einem bestimmten Empfängertyp Aufschluß. Die Bedeutung der einzelnen Buchstaben ist aus der untenstehenden Tabelle zu entnehmen. Für jede Heizart sind eine Reihe verschiedener Röhrentypen vorhanden, die man zusammen als Serie oder Reihe bezeichnet. Die derzeit wichtigsten Serien sind die A-Reihe (Wechselstromempfänger), die C-Reihe (Allstromempfänger), die K-Reihe (Batterieempfänger), die V-Reihe (Sparstromröhren) und schließlich die neuen Röhren der E-Reihe (sogenannte „Harmonische Serie“).








Der an 2. oder 3. Stelle stehende Buchstabe gibt Aufschluß über den Innenaufbau und damit über die Anwendungsmöglichkeit der Röhre innerhalb des Empfängers. Dieser

Tabelle I. a) Die Bedeutung des ersten Buchstabens:

Kennbuchstabe	Heizart	Anwendung	Bemerkungen
A . .	4 Volt Wechselstrom	Wechselstromnetzempfänger	für Parallelheizung
B . .	180 mA Gleichstrom	Gleichstromnetzempfänger	durch die Röhren der C-Serie überholt
C . .	200 mA Gleich- oder Wechselstrom	Allstromnetzempfänger (Gleich- oder Wechselstromnetz), z. T. auch Autoempfänger (13-V-Starterbatterieanschluß)	für Serienheizung (als Autoröhren für Parallelheizung)
E . . (+ 1 Ziff.)	6,3 Volt Batterie	Autoempfänger (6-V-Starterbatterieanschluß)	für Parallelheizung (durch „Harmonische Serie“ überholt)
E . . (+ 2 Ziff.)	6,3 Volt Gleich- oder Wechselstrom, Batterie	Gleich-, Wechselstromnetzempfänger, Autoempfänger (6- und 12-V-Batterie)	„Harmonische Serie“ (mit Stahlröhren u. 8pol. Stiftsockel für Parallel-, z. T. auch Serienheizung)
F . .	13 Volt Autobatterie	Autoempfänger (13-V-Starterbatterieanschluß)	Serie besteht nur aus einer Gleichrichterröhre, sonst Röhren der C-Reihe überholt
K . .	2 Volt Batterie	Batterieempfänger	für Parallelheizung
V . .	50 mA Gleich- oder Wechselstrom	Allstromnetzempfänger insbesondere Sparempfänger	„Sparstromröhren“ (für Serien- u. Parallelschaltung)



Buchstabe, dessen jeweilige Bedeutung aus der untenstehenden Tabelle hervorgeht, ist gewissermaßen als Kurzzeichen für die Röhrenbezeichnung zu betrachten. Jede Röhre wird nach ihrem Aufbau entweder nach der Anzahl der wirk-samen Elektroden be-zeichnet, wobei man nach der älteren Auf-fassung griechische und lateinische Buchstaben benutzt (z. B. penta=5) oder nach der Anzahl

-  Leuchtschirm
-  Anode
-  Bremsgitter
-  Schirm- oder Schutzgitter
-  Oszillatoranode bzw. Steuerstege
-  Steurgitter
-  Kathode

der Gitter als 1-, 2- oder 3- Gitter- Röhre usw. In den letzten Jahren wurde auch die sogenannte Pol-Bezeichnung eingeführt, die entsprechend der älteren Bezeichnung der An-

Tabelle I. b) Die Bedeutung des zweiten bzw. dritten Buchstabens:

Kenn-buchstabe	Röhreneigenschaft	Anwendung zur	Gebräuchlichste Typen
. B .	Duodiode Doppel-Zweipolröhre (2 Gleichrichtersysteme)	HF-Gleichrichtung, Regelspannungserzeugung	AB 2 CB 2 EB 11 KB 2
. C .	Triode Dreipolröhre (Eingitterröhre)	NF-Verstärkung, Empfangsgleichrichtung mit NF-Verstärkung, Schwingungserzeugung	ABC 1 CBC 1 EBC 11 KBC 1 AC 2 CC 2 KC 1 KC 3 VC 1
. D .	Endtriode Dreipol-Endröhre (Eingitter-Endröhre)	Endverstärkung (Lautsprecherröhre)	AD 1 KDD 1 EDD 11
. F .	HF-Pentode Fünfpol-Schirmröhre Regelpentode Fünfpol-Regelröhre (Dreigitterröhre)	HF-, NF-Verstärkung Empfangsgleichrichtung mit NF-Verstärkung regelbaren HF-Verstärkung (mit Diodengleichrichtung)	AF 7 CF 7 KF 4 EF 12 VF 7 AF 3 CF 3 KF 3 EF 11 EF 13 (EBF 11)
. H .	Regelhexode Sechspol-Regelröhre Mischhexode Sechspol-Mischröhre (Viergitterröhre)	regelbaren HF-Verstärkung regelbaren Mischverstärkung mit Schwingungserzeugung	AH 1 CH 1 ACH 1 ECH 11 (AH 1+AC 2) (CH 1+CC 2)
. K .	Oktoide Achtspol-Mischröhre (Sechsgitterröhre)	regelbaren Mischverstärkung mit Schwingungserzeugung	AK 2 CK 1 KK 2
. L .	Endpentode Fünfpol-Endröhre (Dreigitter-Endröhre)	Endverstärkung (Lautsprecherröhre)	AL 1 AL 4 AL 5 CL 4 EL 11 EL 12 KL 1 KL 2 VL 1 VL 4 VCL 11
. M .	Abstimmanzeigeröhre (Anzeigesystem u. Triode bzw. Pentode)	Abstimmanzeige und NF-Verstärkung	AM 2 C/EM 2 EFM 11
. Y .	Einweggleichrichter (1 Gleichrichtersystem)	Gleichrichtung d. Netz- wechselstromes (Spezial- röhre f. Allstromempfänger)	CY 1 CY 2 VY 1 VY 2
. Z .	Zweiweggleichrichter (2 Gleichrichtersysteme)	Gleichrichtung des Netz- wechselstromes	AZ 1 AZ 11 AZ 12 EZ 11 EZ 12

NF...Niederfrequenz

HF...Hochfrequenz (auch Zwischenfrequenz)

zahl der Elektroden kennzeichnet, und mithin von einer 3-Pol-Röhre = Triode usw. spricht. Besteht die Röhrenbezeichnung aus 3 Buchstaben (z. B. ECH 11 oder KDD 1), so handelt es sich entweder um eine Verbundröhre (ECH 11 = Triode + Hexode) oder um eine Doppelröhre (KDD 1 = Doppelendtriode).

Die an letzter Stelle stehende Kennziffer gibt schließlich nur Unterschiede innerhalb der einzelnen Typen an bzw. weist auf die neue Sockelung hin, wenn sie aus zwei Ziffern besteht (z. B. ECH 11).

Beispiele:

CC 2 bedeutet:

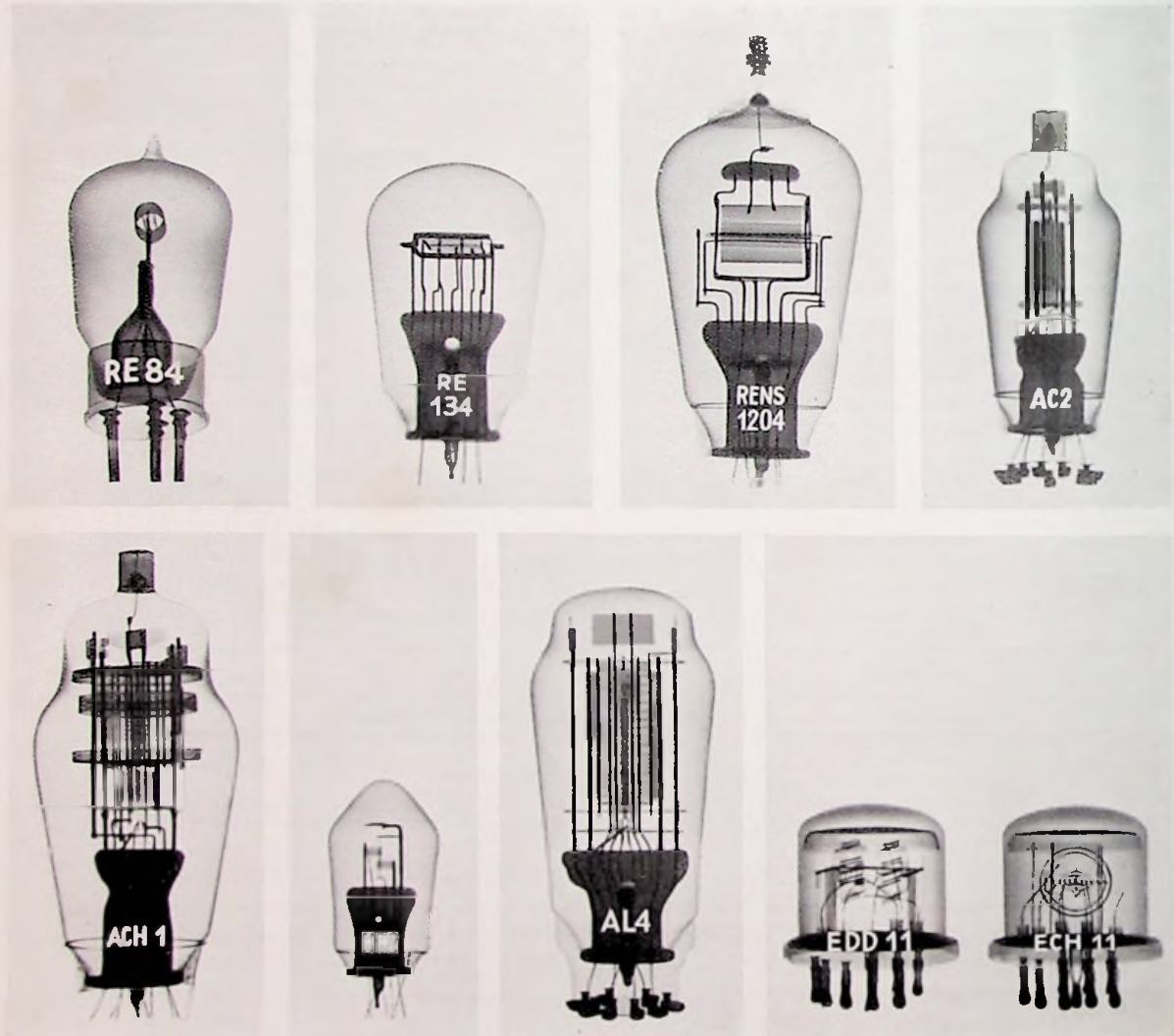
- C... Heizung mit 200 mA Gleichstrom/ Wechselstrom
- C... Triode

ACH 1 bedeutet:

- A... Heizung mit 4 Volt Wechselstrom
- C... 1. System = Triode
- H... 2. System = Hexode
- (aus zwei Systemen bestehende Verbundröhre für Wechselstromnetzempfänger)

EBF 11 bedeutet:

- E... Heizung mit 6,3 Volt oder 200 mA Gleich- oder Wechselstrom
- B... 1. System = Duodiode (Verbundröhre)
- F... 2. System = HF-Pentode (Verbundröhre)
- 11... Neuer 8-pol. Stiftsockel



Bildtafel I. 15 Jahre Rundfunkröhren im Röntgenbild

AUFBAU UND WIRKUNGSWEISE DER RÖHREN

II

Im Rundfunkempfänger hat die Elektronenröhre in erster Linie zwei Aufgaben zu erfüllen: die Gleichrichtung von Wechselströmen bzw. Wechselspannungen und die Verstärkung von Wechselspannungen bzw. in der Endröhre die gleichzeitige Umformung von Gleichstromleistung in Wechselstromleistung. Diese Aufgaben löst sie durch die Tatsache des Stromdurchganges durch den luftleeren Raum des Röhrenkolbens, wobei es mit Hilfe eines in den Stromweg geschalteten Steuerorgans (Gitter) möglich ist, den Stromdurchgang leistungs- und trägheitslos zu steuern.

Aufgabe der
Elektronen-
röhre

Von den verschiedenen Elektroden, die die elektrischen Vorgänge im Innern der Röhre hervorrufen oder beeinflussen, soll die Elektronenaustrittsstelle, die sogenannte **Kathode**, als wichtigste zuerst besprochen werden. Der elektrische Stromdurchgang durch die Röhre findet seinen Ursprung darin, daß sich um die glühende Kathode, die sich in dem luftleeren Glaskolben befindet, eine Art Elektronenwolke bildet (Bild 2). Ist die Kathode mit dem Minuspol einer äußeren Stromquelle verbunden, deren Pluspunkt an der gegenüberliegenden kalten Elektrode, der sogenannten **Anode**, liegt, so greifen von der Anode zur Kathode elektrische Feldlinien über. Die ausgetretenen negativen elektrischen Teilchen, die Elektronen, beginnen sich, dem Zuge dieser Feldlinien folgend, in Bewegung zu setzen und fliegen auf die Anode zu. Dadurch können aus der Kathode weitere Elektronen austreten, die von der Anodenstromquelle nachgeliefert werden. Auf diese Weise kommt ein dauernder Elektronenfluß durch die Röhre und die äußeren Schaltelemente zustande. Auch im äußeren Anodenstromkreis bewegen sich die Elektronen vom Punkte negativer zum Punkte positiver Spannung. Es ist daher am einfachsten, wie dies im folgenden auch immer der Fall sein wird,

Elektronen-
austritt

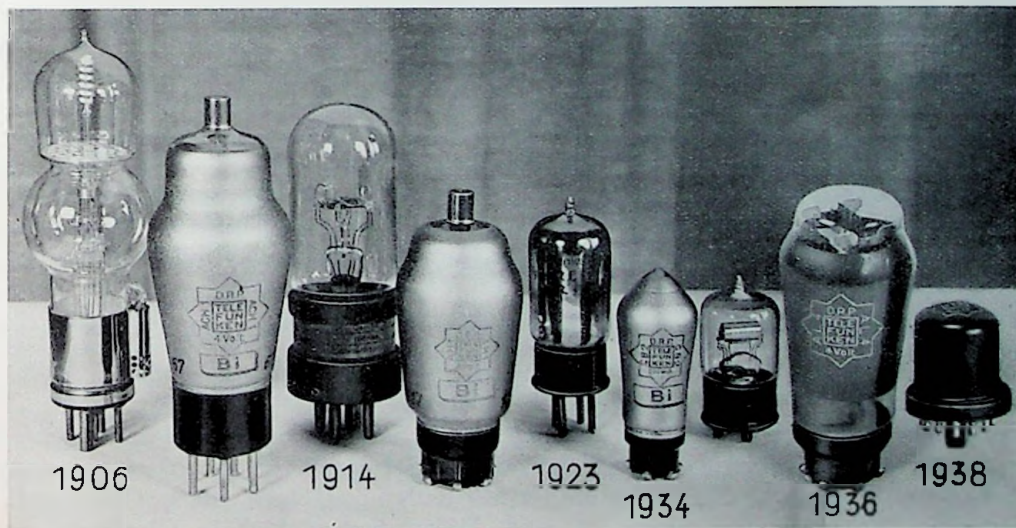


Bild 1. Entwicklungsstufen der Elektronenröhre. Links: Quecksilberdampföhre (Liebenröhre 1906), vordere Reihe: Neuere Röhren (1934 bis 1938), rechts: Stahlröhre

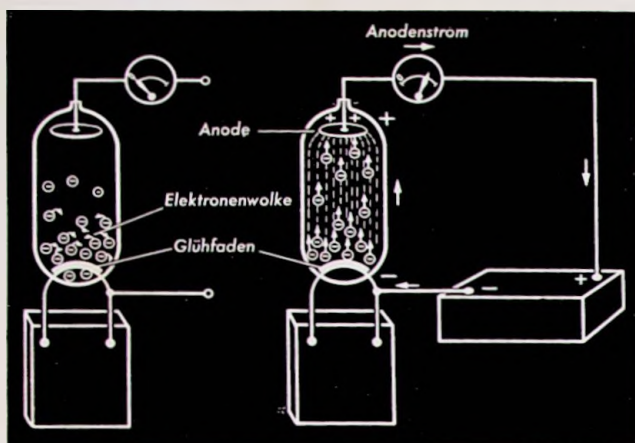


Bild 2. Elektronenwolke und Elektronenstrom im Innern der Röhre

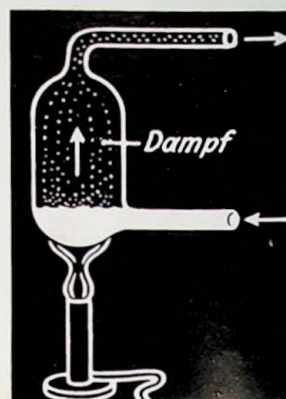


Bild 3. Vergleich zwischen Elektronenstrom und Verdampfungsvorgang

den Verlauf des elektrischen Stromes einheitlich von minus nach plus und nicht, wie dies vielfach noch üblich ist, von plus nach minus anzunehmen. Sehr schön läßt sich der ganze Vorgang mit dem Verdampfen des Wassers vergleichen (Bild 3).

Ausbildung
der Kathode

Die elektrische Heizung des Fadens hat also nur die Aufgabe, die Kathodenoberfläche zum Glühen zu bringen und damit den Elektronenausstritt zu ermöglichen. Die Anzahl der Elektronen, die aus der Kathode austreten, ist in erster Linie von der Temperatur und Größe der Kathodenoberfläche und von der Beschaffenheit ihrer sogenannten wirksamen Schicht abhängig. Diese wirksame Schicht besteht bei den heute gebräuchlichen Röhren aus aufgespritzten bzw. durch Verdampfung aufgetragenen Verbindungen der Erdalkali-Metalle, vornehmlich Barium-Oxyd. Durch einen sogenannten Formierprozeß bei der Röhrenherstellung, auch „Einbrennen“ genannt, bei dem die fertige Röhre längere Zeit mit dem mehrfachen Betriebsstrom arbeitet, wird diese Oxydschicht zu einer besonders wirksamen Elektronenaussendung geeignet. Man nimmt an, daß sich dabei an ihrer Oberfläche unter Mitwirkung des Trägermetalls durch eine Art Elektrolyse eine äußerst dünne und nicht wahrnehmbare reine Bariumschicht bildet. Dieser Bariumüberzug wird auch im normalen Betriebszustand durch den Stromdurchgang immer wieder nachgebildet. Sein Vorhandensein ist eine Voraussetzung dafür, daß die Kathode bei den heute üblichen, verhältnismäßig geringen Heiztemperaturen von etwa 700°C an zu einer wirksamen Elektronenabgabe geeignet ist.

Auf Grund der Ausbildung der Kathode unterscheidet man grundsätzlich zwei Röhrentypen:

a) Direkt geheizte Röhren b) Indirekt geheizte Röhren

Direkte
Heizung

Bei direkt geheizten Röhren ist die wirksame Schicht auf den Heizfaden aufgebracht. Der Heizfaden ist zwischen zwei Haltepunkten straff ausgespannt (Bild 5) und wird zur Erzielung großer Kathodenoberfläche, die entsprechende Emissionsfähigkeit (Anodenstrom) und Verstärkungsfähigkeit (Steilheit der Kennlinie) ergibt, mitunter zickzackförmig angeordnet (Bild 4). Unter Umständen werden auch mehrere Fäden parallel geschaltet (Bild 6). Direkt geheizte

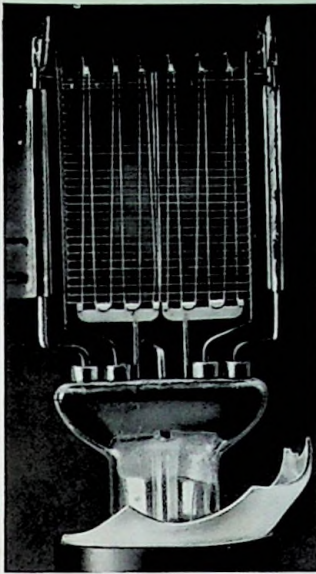


Bild 4. Direkt geheizte Hochleistungsendröhre (AD 1). Zwei in Reihe geschaltete Gruppen zickzackförmig gespannter Fäden geben große Oberfläche

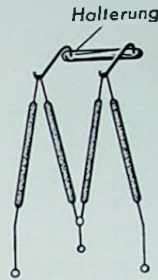
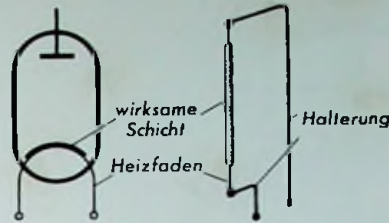


Bild 5. Schaltzeichen einer direkt geheizten Röhre und grundsätzliche Anordnung des Heizfadens

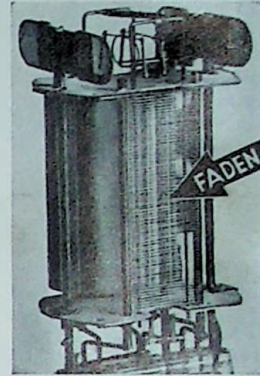


Bild 6. Direkt geheizte Endröhre (KDD 1). Zwei Heizfäden sind parallel geschaltet (Doppelröhre, vord. System ohn. Anode)

Röhren werden in erster Linie als Batterieröhren gebaut, während sie für Netzempfänger nur als Endröhren verwendbar sind, da sich sonst untragbare Brummstörungen durch die Temperaturschwankungen und die Spannungsschwankungen des wechselstromgeheizten Fadens ergeben würden.

Bei der indirekt geheizten Röhre ist die sogen. wirksame Schicht, etwa 30/1000 bis 60/1000 mm stark, auf ein Nickelröhrchen aufgebracht, das im Innern isoliert den Heizfaden enthält (Bild 7). Die Kathodenoberfläche wird also durch Wärmeleitung bzw. durch Strahlung indirekt geheizt. Während man früher den Heizfaden als Schleife durch das Isolierröhrchen führte, ist bei den jetzt verwendeten Telefunken-, „Bi“-Röhren der Heizfaden als bifilargewickelte Spirale ausgebildet (Bild 8). Bei den für höhere Heizspannungen bemessenen Allstromröhren ist der Faden selbst nochmals gewandelt (Bild 8b), um die erforderliche Heizfadenlänge in dem Kathodenröhrchen unterzubringen. Die bifilare Wicklung bezweckt einerseits eine vollständige Unterdrückung von Brummstörungen, die durch das magnetische Feld des Heizfadens entstehen, und andererseits eine sichere Lage des Heizfadens im Innern des Kathodenröhrchens zur Vermeidung von Störgeräuschen. In der letzten Zeit hat man eine weitere Verbesserung der indirekt geheizten Kathode dadurch erzielt, daß man den bifilargewickelten Heizfaden mit einer Isoliermasse bespritzt und direkt in das blanke Nickelröhrchen steckt. Durch Fortfall des früher üblichen Isolierröhrchens zwischen Faden und Nickelröhrchen ist die Wärmeträgheit dieser Kathode, die man als Schnellheizkathode bezeichnet, bedeutend geringer.

Indirekte
Heizung

Dadurch konnte die Anheizzeit bei den Wechselstromröhren von 50 auf etwa 25 Sekunden herabgesetzt werden, so daß der Empfänger, der mit solchen Röhren

Schnellheiz-
kathode

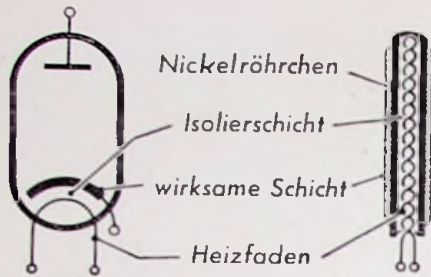


Bild 7. Schaltzeichen und grundsätzlicher Aufbau der Kathode einer indirekt geheizten Röhre

Bild 8. Verschiedene Ausführungen der Heizfadenwendel (Maßstab 2 : 1)

- a) Heizspirale einer A-Röhre (einfache Kehrwendel)
- b) Heizspirale einer C-Röhre (Doppel-Kehrwendel)
- c) Heizspirale einer C-Röhre auf Isolierstäbchen (unbesprüht)

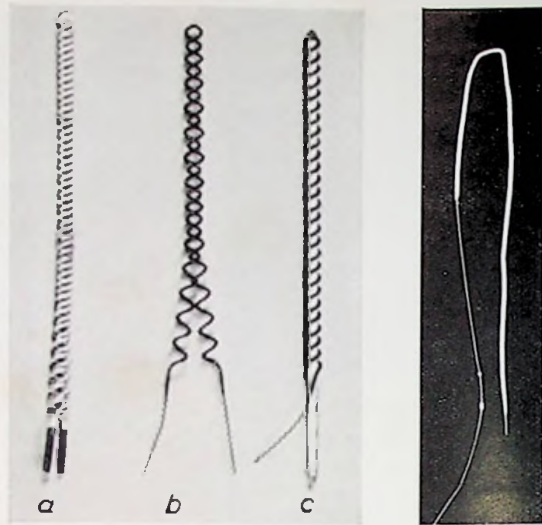
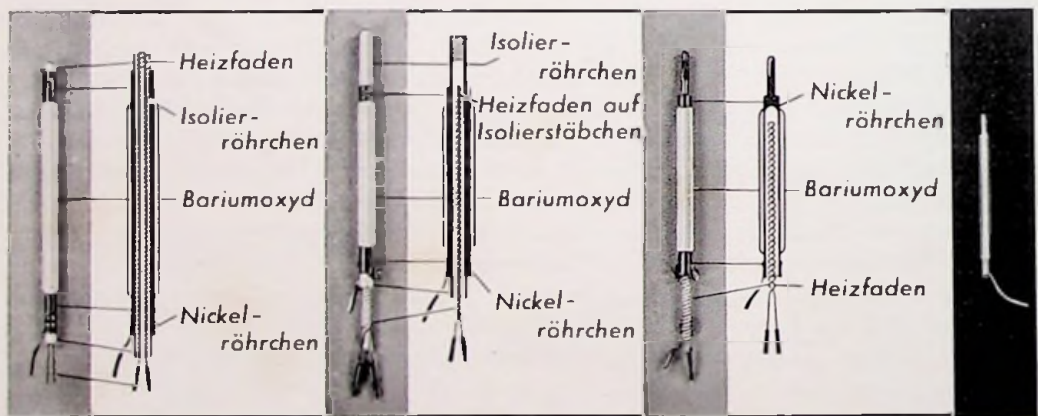


Bild 9 (rechts). Heizspirale einer Stahlröhre (2:1). Ein Ende unbesprüht und auseinander gezogen

bestückt ist, bereits nach dieser kurzen Zeit voll betriebsfähig ist. Diese Entwicklung der indirekt geheizten Kathode zeigen Bild 10—12. Außerdem wurde bei den meisten Wechselstromröhren durch kleineren Aufbau der Kathode, die eine Verringerung der Wärmeabstrahlung zur Folge hatte, eine wesentliche Herabsetzung der notwendigen Heizleistung von durchschnittlich 4,4 auf 2,5 Watt erzielt. Dadurch, und in Verbindung mit der neuen Sockelung, konnten diese Röhren kleinere Abmessungen erhalten.

Sparkathode

Bei den Stahlröhren war es schließlich möglich, die Abmessungen der Kathode durch den kleineren Systemaufbau noch weiter herabzusetzen (Bild 12a) und dadurch die Heizleistung auf etwa $1\frac{1}{4}$ Watt zu verringern. Dabei ist zu berücksichtigen, daß es sich bei den meisten Stahlröhren um sogenannte Verbundröhren handelt, d. h. Röhren, bei denen über einer Kathode zwei Verstärkersysteme



10. Haarnadelkath. (REN 904) 11. Bi-Kath. (REN 904-Bi) 12. Schnellheizkath. (AC 2) 12a. Sparkathode (EF 12)
Bild 10—12a. Die Entwicklungsstufen der indirekt geheizten Kathode

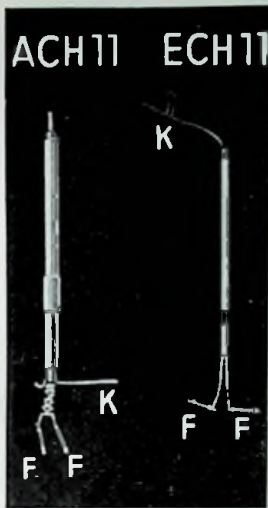


Bild 13. Vergleich der Kathoden für ECH 11 und ACH 1



Bild 14. Besprühung der Kathodenröhren. Links: Besprühung der Kathodenröhren mit halbherausgezogener und besprühter Heizwendel

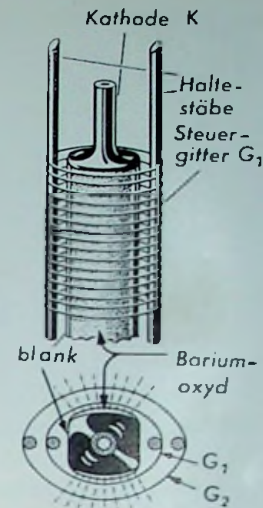


Bild 15. Die Ovalekathode der Hochleistungsendpentoden mit Ovalgittern

aufgebaut sind. Besonders anschaulich ist daher der erzielte Fortschritt, wenn man die beiden Kathoden der Mischröhren ACH 1 und ihrer Nachfolgertypen ECH 11 betrachtet (Bild 13). In diesem Fall konnte die Heizleistung sogar von 4 auf 1,26 Watt verkleinert werden.

Da die indirekt geheizte Kathode im Innern den Heizfaden enthält, so ist es nicht möglich, die Oberfläche beliebig klein zu machen. Die indirekt geheizten Röhren benötigen daher stets eine größere Heizleistung als die direkt geheizten Röhren, auch wenn für den verlangten Zweck eine kleinere Kathodenoberfläche ausreichen würde. Die Heizleistung ist ja dazu notwendig, die durch Abstrahlung von der Kathodenoberfläche und durch Ableitungsverluste an den Halterungen verlorene Wärmemenge zu ersetzen. Diese ist natürlich um so größer, je größer die Kathodenoberfläche ist.

Eine bemerkenswerte Kathodenausführung besitzen die neuen Hochleistungs-
endröhren. Die Kathode hat Ovalquerschnitt und ist an den Seiten, denen die Gitterhaltestäbe gegenüberstehen, blank (Bild 15). Bei ovalen Gittern besitzen alle Punkte der wirksamen Kathodenoberfläche, die Elektronen aussenden, gleichen Abstand vom Steuer- bzw. Schirmgitter und werden daher gleich stark beansprucht. Diese Kathodenform ergibt in Verbindung mit ovalgeformten Gittern besseren Kennlinienverlauf, damit größere Verzerrungsfreiheit und ermöglicht eine bessere Ausnutzung der Kathode. Ein weiterer Vorteil der Ovalekathode ist die geringere Wärmeabstrahlung der blanken Stellen, denen sich die Gitterhaltestäbe gegenüber befinden. Dadurch wird eine schädliche Erwärmung der Gitterspirale mit Sicherheit vermieden und die notwendige Heizleistung verkleinert. Außerdem wird eine gewisse Bündelung des Elektronenstromes erzielt, durch die die Stromaufnahme der Schirmgitterhaltestäbe verhindert wird.

Bei den Verstärkerröhren sind zwischen Kathode und Anode ein oder mehrere als Spirale gewickelte Gitter angeordnet (Bild 16), die im allgemeinen aus Molybdändraht hergestellt sind. Neuerdings bevorzugt man die ovalförmige Ausführung der Gitter, die einfacher und genauer herzustellen ist.

Ovalekathode

Die einzelnen Gitter

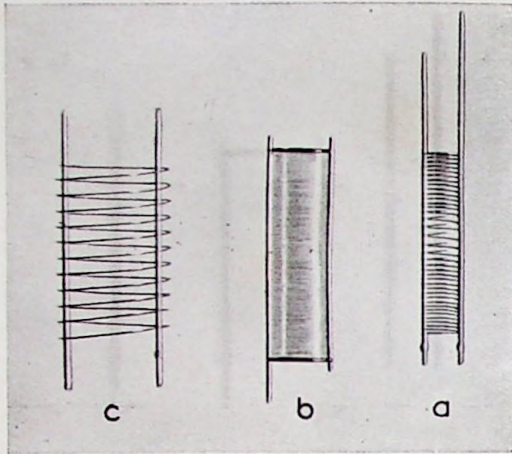


Bild 16. Die drei Gitter einer Hochfrequenzpentode (Beispiel AF 3)

a... Steuergitter
b... Schirmgitter
c... Bremsgitter

Bild 17. Abmessungen und Abstände der Elektroden einer HF-Pentode (Beispiel AF 7)

a... Anode,
b... Bremsgitter,
c... Schirmgitter,
d... Steuergitter,
e... Kathode

(vgl. auch Abstände der EF 12, Bild 309b)



Steuergitter

Das sogenannte **Steuergitter** steuert den Elektronenstrom, der von der Kathode zur Anode fließt, und ermöglicht dadurch die Verstärkerwirkung der Röhre.

Die Gittersteuerung des Elektronenstromes ist als Stromverteilung aufzufassen, bei der die jeweilige Spannung des Steuergitters bestimmt, welcher Anteil der aus der Kathode ausgetretenen Elektronen zur Anode gelangen kann, während der Rest zur Umkehr gezwungen wird und wieder zur Kathode zurück gelangt. Der Steuervorgang läßt sich am besten mit Hilfe einer Kennlinie erklären (Bild 18).

Gitterkühlung

Infolge der äußerst geringen Abstände zwischen den Gitterwindungen des Steuergitters und der Kathode, die bei einzelnen Röhren bis auf einige Zehntel Millimeter herabgesetzt wurden, muß man unbedingt dafür Sorge tragen, daß die Gitterwindungen durch die von der Kathode abgestrahlte Wärme nicht unzulässig hoch erhitzt werden. Dadurch könnte nämlich das Steuergitter, das durch von der Kathoden-Oberfläche verdampftes Barium meist einen geringen Barium-

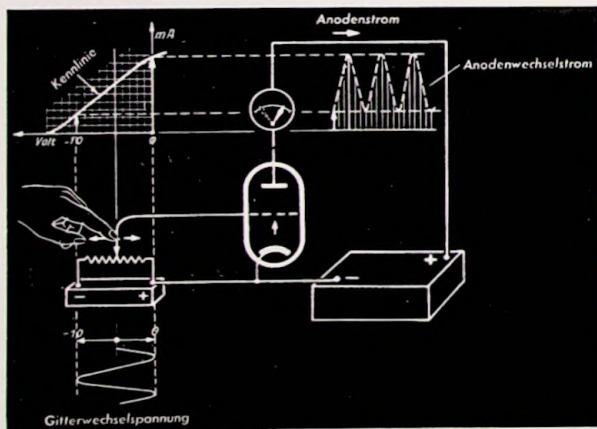


Bild 18. Die Steuerwirkung des Gitters mit Hilfe der Kennlinie zeitlupe nmäßig dargestellt

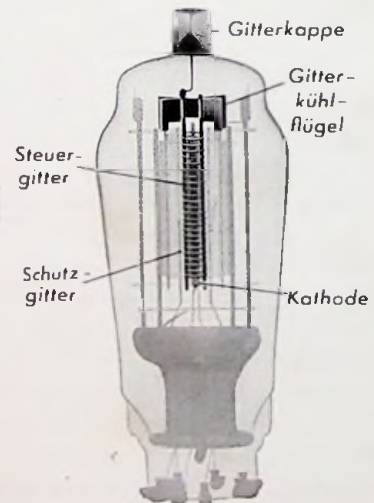


Bild 19. Das Steuergitter ist mit Kühlflügeln versehen. Röntgenbild einer Endpentode (Beispiel CL4)

überzug besitzt, bei entsprechender Erwärmung seinerseits Elektronen auszusenden beginnen (sogenannte thermische Gitteremission). Damit wäre natürlich eine leistungslose Verstärkerwirkung der Röhre nicht mehr möglich, und die Folge wären Verzerrungen und Verstärkungsverlust. Aus diesem Grunde hat man die Gitterhaltestäbe aus gut wärmeleitfähigem Material — Kupfer oder Kupfer mit Nickelmantel — hergestellt und an ihren oberen Enden mit sogenannten Kühlflügeln versehen (Bild 19). Diese sorgen durch ihre große geschwärzte Oberfläche für eine gute Abstrahlung der vom Gitter aufgenommenen Wärme. Bei den neuen Stahlröhren, die wie erwähnt bereits eine wesentlich kleinere Heizleistung besitzen, konnte wegen der kleineren Wärmeabstrahlung der Kathode auf die Gitterkühlflügel verzichtet werden, ohne daß die Gefahr thermischer Gitteremission auftritt.

Im Zuge der Vereinheitlichung der Röhrentypen ist bei allen Röhren, die einen Kolbenanschluß besitzen, an diesen das Steuergitter angeschlossen. Auf diese Weise wird die günstigste Abschirmung des Steuergitters gegenüber dem Anodeneinfluß erzielt und kleinste Gitter-Anode-Kapazität erreicht. Bei den Allstromröhren wird damit gleichzeitig die wegen der hohen Heizspannungen notwendige kleine Kapazität Gitter-Heizfaden erzielt. Dadurch werden unzulässige Brummbeeinflussungen des Gitters vermieden.

Bei den Röhren der „Harmonischen Serie“ war es möglich, durch einen grundsätzlich anders gearteten Aufbau auf den Kolbenanschluß des Steuergitters zu verzichten und sämtliche Elektroden zu Sockelkontakten zu führen. Die notwendige Abschirmung des Steuergitters wird im Innern der Röhre vorgenommen und durch die außerordentlich günstige und kurze innere Leitung zu den Elektroden gesichert. Außerdem kann die Abschirmung nach außen hin durch ein kleines Abschirmblättchen fortgesetzt werden, das, wie Bild 20 zeigt, zwischen Fassung und Bodenblech befestigt wird und durch einen Schlitz in den Sockel hineinragt. Der Fortfall des Kolbenanschlusses ergibt, wie Bild 21 zeigt, verschiedene Vorteile, besonders in bezug auf den Einbau, weil die früher notwendige abgeschirmte Gitterzuleitung mit der Gitterkappe überflüssig wird. Außerdem können die äußeren Zuleitungen von den Spulenanschlüssen zu den Sockelkontakten außerordentlich kurz gehalten werden (Bild 21), was besonders für Kurzwellenverstärkung von Vorteil sein kann. Schließlich kommen bei dieser

Kolben-
anschluß

Stahlröhren
ohne
Gitterkappe

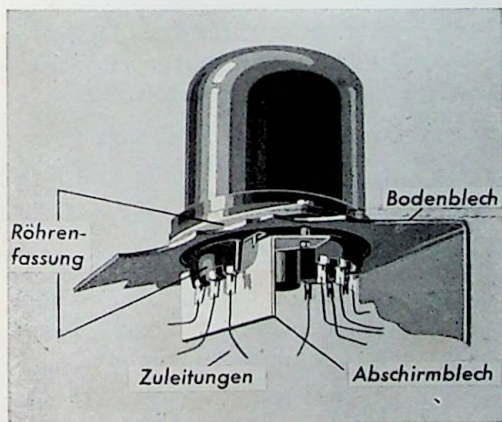


Bild 20. Abschirmblech für Stahlröhren

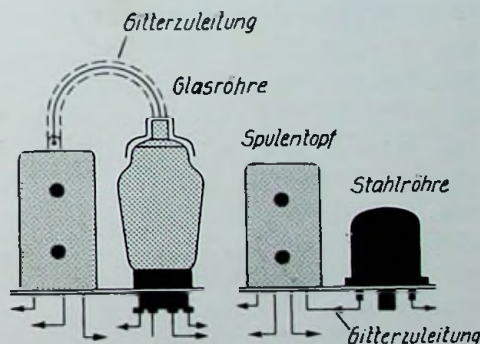


Bild 21. Vergleich Stahlröhre — Glasröhre
(Gitteranschluß)

neuen Ausführung alle Fabrikationsunsicherheiten, die durch den Kolbenanschluß und die abgeschirmte Gitterzuleitung bedingt waren, in Fortfall. Bei den Mehrgitterröhren besitzt zunächst das zwischen Steuergitter und Anode angeordnete sogenannte Schutz- bzw. Schirmgitter Bedeutung (Bild 22). Dieses Gitter erhält eine hohe positive und stets gleichbleibende Spannung, die auf die aus der Kathode ausgetretenen Elektronen eine anziehende Wirkung in Richtung Anode zu ausübt, also gewissermaßen die Aufgabe der Anode, auf die Elektronen eine beschleunigende Wirkung auszuüben, übernimmt. Dabei fliegen jedoch die meisten Elektronen durch die Zwischenräume der Gitterdrähte auf die dahinter angeordnete Anode zu, während nur ein kleiner Teil auf das Gitter gelangt und den unerwünschten Schutzgitterstrom verursacht. Der Zweck eines solchen Schutzgitters ist also, die schädliche Rückwirkung der Anodenspannungs-

Schutzgitter

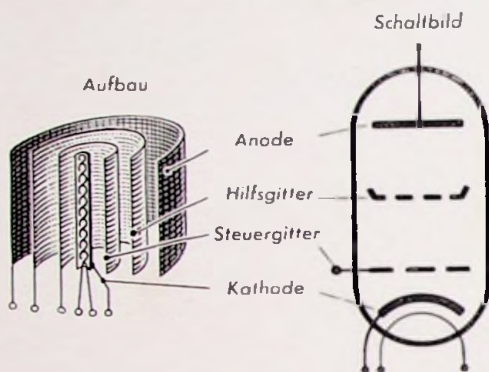


Bild 22. Innerer Aufbau einer Schirm- oder Schutzgitterröhre

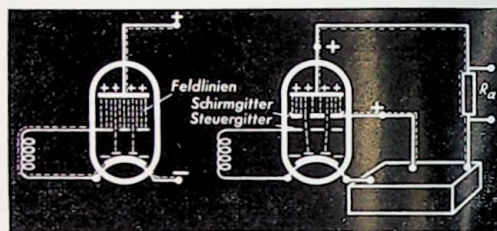


Bild 23. Das Schutz- (Schirm-) Gitter verkleinert die Rückwirkung der Anode auf das Steuergitter

schwankungen auf den Elektronenstrom durch die stets gleichbleibende Schutzgitterspannung zu verhindern. Die bei Gitterröhren durch die Schwankungen der Anodenspannung (Anodenrückwirkung) auftretende Verstärkungsschwächung ist daher bei Schutzgitterröhren weitgehend unterbunden (s. Bild 23). Gleichzeitig wird die kapazitive Rückwirkung auf das Steuergitter durch das Schutzgitter wesentlich verkleinert.

Schirmgitter

Bei HF-Röhren spricht man von einem Schirmgitter, weil hier die kapazitive Abschirmung zwischen Anode und Steuergitter besonders wichtig ist. Bei Endröhren hat sich dagegen die Bezeichnung Schutzgitter eingebürgert, weil dieses in erster Linie das Steuergitter vor den Anodenrückwirkungen schützt.

Ein Vorwiderstand in der Schutzgitterzuleitung muß natürlich durch einen Kondensator überbrückt werden, damit die Schutzgitterspannung ihrer Aufgabe gemäß keine Schwankungen ausführt.

Bremsgitter

Die Schutz- bzw. Schirmgitterröhre hat man durch Einfügung eines weiteren Gitters zur Pentode ausgebaut. Die Notwendigkeit dieses Gitters ergab sich daraus, daß die von der Kathode zur Anode gelangenden Elektronen dort Sekundärelektronen auslösen. Diese Sekundärelektronen werden von dem positiven Schutzgitter angezogen und ergeben einen unerwünschten und Verzerrungen verursachenden Elektronenstrom in entgegengesetzter Richtung, wenn die Anodenspannung bei der Aussteuerung in die Nähe der Schutzgitterspannung kommt oder kleiner wird als die Schutzgitterspannung. Man kann das Auslösen von

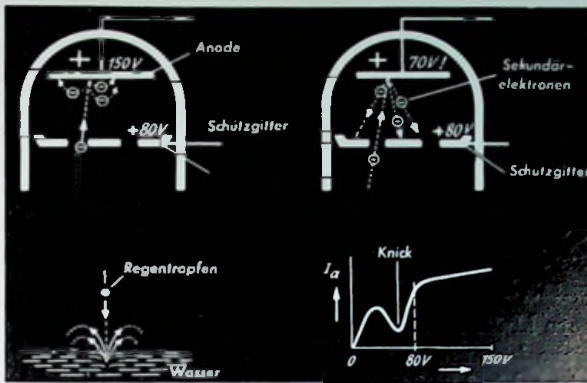


Bild 24. Entstehung und Auswirkung der Sekundärelektronen bei der Schutzgitterröhre

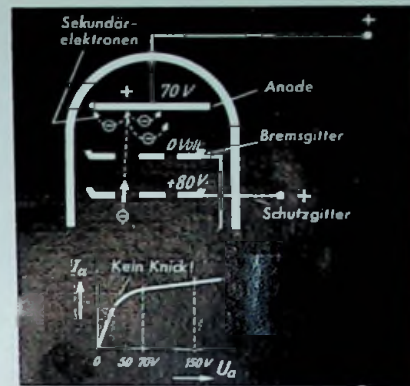


Bild 25. Unterdrückung von Sekundärelektronen durch das Bremsgitter (Pentode)

Sekundärelektronen mit dem Auftreffen eines Regentropfens auf die Wasseroberfläche vergleichen, wobei durch die Wucht des Aufpralls mehrere Wassertropfen hochspritzen (Bild 24). Die Kennlinie erhält dadurch einen Knick, und ein einwandfreies Arbeiten in diesem Bereich ist natürlich unmöglich. Der Aussteuerbereich einer Schutzgitterröhre ist daher klein.

Durch ein sog. Bremsgitter (Bild 25), das mit der Kathode verbunden wird, kann man den Austausch von Sekundärelektronen zwischen Schutzgitter und Anode unterbinden. Das Bremsgitter ist in bezug auf die von der Anode herausgeschlagenen Sekundärelektronen um die Anodenspannung negativer und treibt diese zur Anode zurück. Der Elektronenstrom von der Kathode zur Anode wird dagegen nicht behindert. Die Kennlinie einer solchen Dreigitterröhre (Pentode) zeigt keinen Knick und ist in einem bedeutend größeren Bereich für die Verstärkung verwendbar. Außerdem wird durch das Bremsgitter der Innenwiderstand und die Verstärkungseigenschaft verbessert und die Gitter-Anode-Kapazität verkleinert.

Pentode

Bei den Hochleistungsendpentoden wird an Stelle des Bremsgitters zum Teil ein sogenanntes Strahlblech zur Unterdrückung des Sekundärelektronenaustausches benutzt (Bild 26/27). Durch dieses Strahlblech wird der zur Anode gehende Elektronenstrom gebündelt. Die Eigenladung der zwischen Anode und Schutzgitter befindlichen Elektronen (Raumladung) in Verbindung mit einem entsprechend gewählten Abstand zwischen Anode und Schutzgitter unterdrückt dann den Austausch von Sekundärelektronen. Bei der neuen Verbundröhre VCL 11 ist übrigens auch dieses Strahlblech ganz weggelassen; man spricht bei dieser Röhre daher von einer Tetrode, da sie nur vier wirksame Elektroden besitzt (s. S. 195).

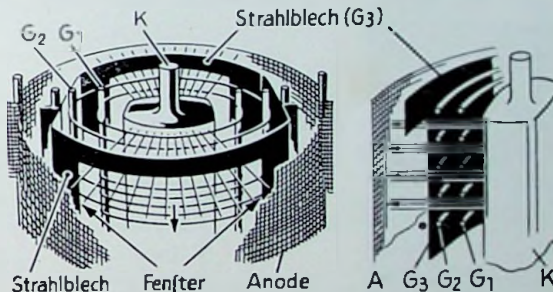


Bild 26. Innenaufbau der AL 5
Bild 27. Schnitt durch den Systemaufbau

Strahlblech

Die Anode nimmt einen mehr oder weniger großen Teil des von der Kathode ausgehenden Elektronenstromes, den Anodenstrom auf, der die durch das Steuer-

Die Anode

gitter hervorgerufenen Stromschwankungen ausführt. Sie besteht entweder aus vollem Nickel- bzw. Eisenblech oder aus Drahtmaschen. Die Drahtmaschenausführung bietet den Vorteil, daß sie die von der Kathode abgestrahlte Wärme in geringerem Maße aufnimmt und zurückstrahlt als die Vollanode. Drahtmaschenausführung der Anode ist überall dort notwendig, wo die abzustrahlende Wärme groß ist, also in erster Linie bei den indirekt geheizten Endröhren. Die geschwärzte Oberfläche erleichtert die Wärmeabstrahlung. Man muß dabei berücksichtigen, daß neben der von der Kathode ausgehenden Wärmestrahlung auch die als Schirmgitter- oder Anodenverlustleistung durch den Aufprall der Elektronen an diesen Elektroden entstehende Wärme abgestrahlt werden muß.

Abschirm-
maßnahmen
im Innern

Bei Drahtanoden muß durch geeignete Maßnahmen das Auftreten von sog. Streuelektronen unterbunden werden. Diese kommen dadurch zustande, daß einzelne Elektronen durch die Anodenmaschen hindurchfliegen, auf die Glaswand oder auf Isolierstellen aufprallen und dort Sekundärelektronen herausschlagen, die zu unliebsamen Verzerrungen Anlaß geben. Solche Streuelektronen können aber auch um die Enden der Anode herumfliegen und zu störenden Brummscheinungen bzw. zu Verstärkungsstörungen und Verzerrungen Veranlassung geben. Das Auftreten von Streuelektronen wird durch geeignete Abschirmmaßnahmen wie Abschirmbleche, dicht gewickelte Bremsgitterenden usw. verhindert. Das Entstehen von Sekundärelektronen an der Glaswand verhindert man dadurch, daß die Innenwand des Glaskolbens mit einer Graphitmasse bestrichen wird, die nur wenig Sekundärelektronen abzugeben imstande ist (s. Bild 29/31). Am sichersten lassen sich alle diese Störerscheinungen dadurch vermeiden, daß die Anode aus Vollblech ausgeführt ist. Soweit nicht mit Rücksicht auf große Heizleistung bzw. große Anodenverlustleistung insbesondere bei Endröhren eine Maschenanode notwendig ist, bevorzugt man daher die Vollblechsausführung der Anode.

Systemaufbau
der Glasröhren

Die wichtigste Vorbedingung zur Erzielung einer möglichst hohen Betriebssicherheit ist neben richtiger Auswahl der Werkstoffe und hochentwickelter Fabrikationsmethode ein sicherer Aufbau des Röhrensystems. Die Abstände der einzelnen Elektroden, also Kathode, Gitter und Anode, müssen unter allen Um-

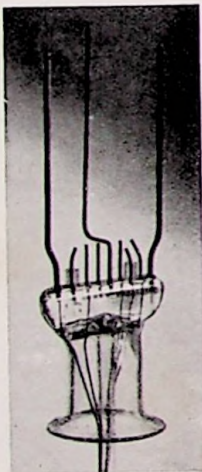


Bild 28a. Glasfuß mit Halte- und Zuleitungsstäben

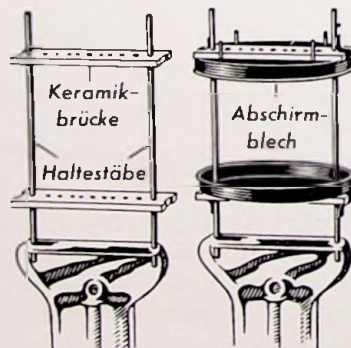


Bild 28b. Haltestäbe und Querbrücken zur Elektrodenhalterung



Bild 28c. Vereinfachter Aufbau mit Glimmerbrücken

Bild 28. Das Traggerüst für die Elektroden von Glasröhren

ständen bis auf 1/100 mm genau gesichert werden. Einerseits, damit man eine geringe Streuung, d. h. Abweichung der elektrischen Daten der einzelnen Röhren untereinander, erhält, und andererseits, um das früher so gefürchtete Röhrenklingen zu verhindern. Bei den heute gebräuchlichen Glasröhren ist man im allgemeinen von dem früher üblichen Horizontal-Aufbau des Systems zum Vertikal-Aufbau übergegangen (Bild 28). Er bietet bei den hierbei üblichen Aufbau-Methoden Vorteile in bezug auf leichte Montage. Man kann bei den Glasröhren im gewissen Sinne von einem Einheitsaufbau des Röhrensystems sprechen, der dadurch gekennzeichnet ist, daß zwei hochisolierende Glimmer- oder Keramikbrücken zusammen mit zwei in dem Glasfuß eingeschmolzenen Halte-drähten das Gerüst für die zwischen den Brücken eingesetzten Elektroden darstellen. Die einzelnen Gitter bzw. die Anode sind gleichfalls an entsprechenden Haltestäben befestigt, deren Enden wieder in den Keramikbrücken sitzen, zum Teil auch unten in dem Glasfuß eingeschmolzen sind und dem ganzen Aufbau dadurch einen sicheren Halt verleihen. Außerdem sind die Haltestäbe mit den Elektroden bzw. mit den Abschirmblechen mehrfach verschweißt. Einen bedeutend vereinfachten Aufbau zeigen die neuen Hochleistungsendröhren (Bild 28c).

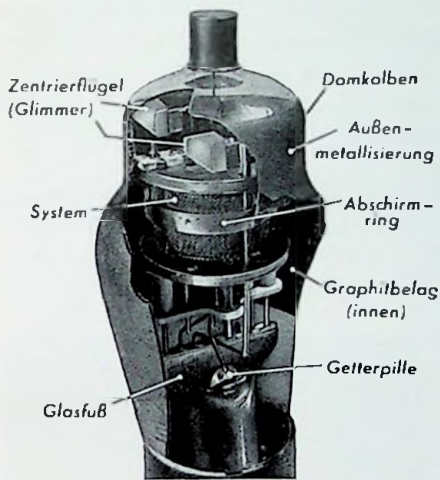


Bild 29. Triode-Hexode ACH 1 (Verbundröhre)

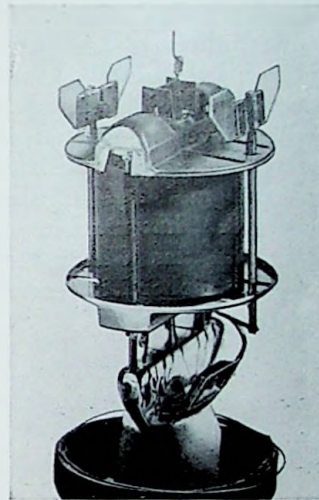


Bild 30. Hexode AH 1 (sorgfältige Abschirmung)



Bild 31. Endpentode AL 4 (innen geschwärzter Kolben)

Bild 29—31 Halterungs- und Abschirmmaßnahmen bei verschiedenen Glasröhren

Statt der Keramikbrücken verwendet man Glimmerbrücken. Die Glimmeroberfläche ist mit einer Isolierschicht überzogen, die auch im heißen Zustand hohe Isolation gewährleistet und Bariumniederschläge zum Teil unschädlich macht. Die Bremsgitterwindungen sind an den Enden dicht gewickelt und verhindern dadurch, wie bereits erwähnt, das Auftreten von Streuelektronen. Bild 30 zeigt die sorgfältige Abschirmung einer Hexode. Die Abschirmteile sind aus einem Stück gepreßt und besitzen Keramikeinlage zur Aufnahme der Haltestäbe. Der ganze Aufbau muß insbesondere bei Mehrgitterröhren noch nach oben hin fest und sicher abgestützt werden. Diese Aufgabe übernehmen zwei sogenannte Zentrierflügel aus Glimmer (s. Bild 29). Sie sind entweder an den oberen Enden

System-sicherung

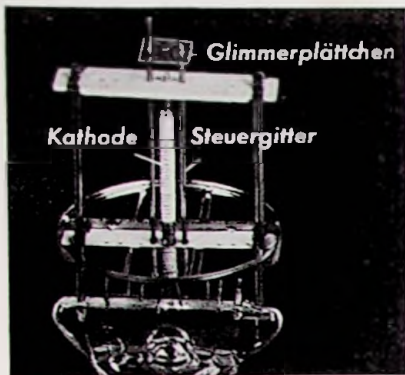


Bild 32. Das sog. Dachlücken-Glimmerplättchen

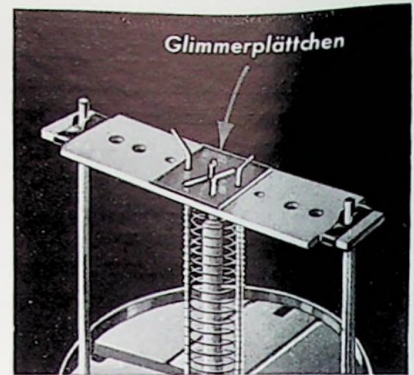


Bild 33. Die aufgesetzte Glimmerhalterung zur Sicherung des Abstandes Kathode — Steuergitter

der Haltestäbe befestigt oder sitzen an besonderen Tragstäben, die um 90° gegen die Haltestäbe versetzt sind. Diese Glimmerflügel drücken gegen die Innenwand des Glaskolbens und sichern den ganzen Aufbau gegen jede Veränderung seiner Lage. Der bei den neuen Röhren fast ausschließlich verwendete Domkolben bietet in dieser Beziehung einen besonderen Vorteil. In seinem oberen, verengten Teil übt er auf die Glimmerflügel, die sich infolge ihrer Elastizität den bei der Glaskolbenherstellung nicht zu vermeidenden Abweichungen anpassen, sowohl einen seitlichen als auch einen senkrechten Druck aus.

Durch Verwendung von kleinen Befestigungsblättchen aus Glimmer, sogenannte Dachlückenglimmer (Bild 32), hat man in vielen Fällen eine äußerst sichere Lage der Kathode in bezug auf das Gitter erreicht. Diese Glimmerhalterung läßt eine besonders gute Klingsicherheit erzielen. Die Kathode wird durch zwei

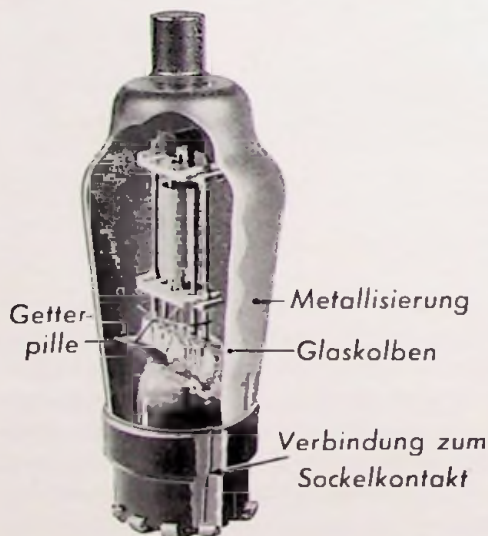


Bild 34. Röhre mit äußerer Abschirmung (Metallisierung)

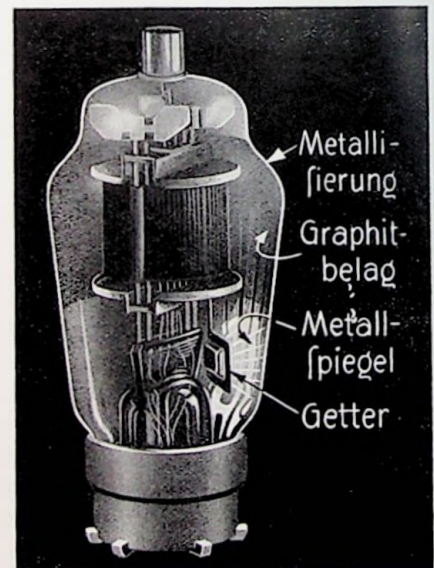


Bild 35. Getterpille und Metallspiegel zur Sicherung des Vakuums

federnde Zäpfchen in eine feste Lage gedrückt und dadurch in unverrückbarem Abstand von der Gitterspirale gehalten, deren Haltestäbe gleichfalls in diesem Glimmerblättchen gelagert sind, (Bild 33).

Bei den Hochfrequenz-Verstärkerröhren ist eine gute Abschirmung gegen äußere Einflüsse unbedingt erforderlich. Diese Abschirmung wird dadurch erzielt, daß man den Glaskolben außen mit einer gut leitenden Zinkschicht überzieht, die einen gold- oder silberfarbenen Schutzüberzug aus Kupfer- bzw. Aluminiumbronze erhält (Bild 34). Diese „Metallisierung“ ist bei einigen Röhren zu einem besonderen Sockelkontakt geführt, damit sie auch bei Vorhandensein eines Kathodenwiderstandes direkt an Erde gelegt werden kann. Die sogenannte Getterpille dient zur Aufnahme des Gettermaterials, z. B. Magnesium, das nach dem Auspumpen der Röhre durch indirekte Erhitzung mit hochfrequenten Wirbelströmen verdampft wird und, als Metallspiegel an der Glaswand niedergeschlagen, die gegebenenfalls vorhandenen Gasreste begierig aufsaugt (Bild 35).

Abschirmung
nach außen

Aufbau und Herstellungsverfahren der Stahlröhren

Einen grundsätzlich neuen Aufbau zeigen die Stahlröhren der „Harmonischen Serie“. Das Röhrensystem wird ebenso wie bei den Glasröhren zwischen zwei Glimmerhaltebrücken gehalten, doch sind diese durch zwei Profilträger fest mit der metallischen Grundplatte verbunden (Bild 36). Die Zuleitungen zum System

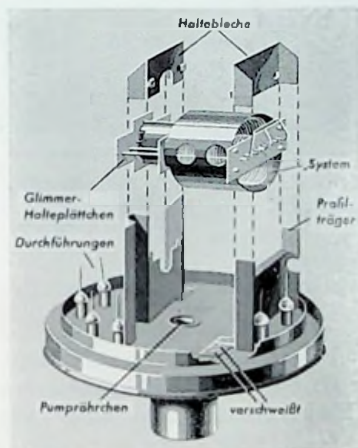


Bild 36. Der Stahlröhrenaufbau
(waagerechte Anordnung)

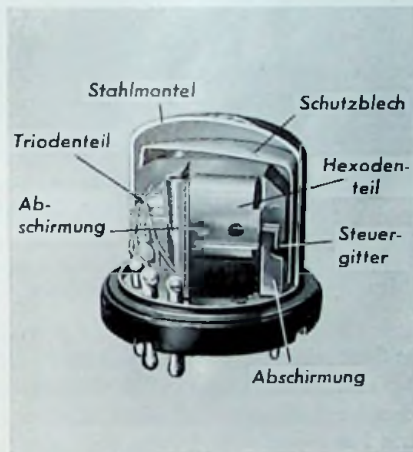


Bild 37. Stahlröhre im Schnitt
(ECII 11)

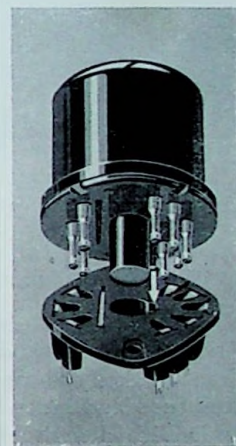


Bild 38. Neuer Sockel
mit Führungsstift

werden durch die Grundplatte durch eingesetzte Glastropfen geführt, die in sogenannte Fernicohülsen eingeschmolzen sind. Das System liegt parallel zur Grundplatte und ist durch entsprechend angeordnete Blechteile gut abgeschirmt. Die äußere Umhüllung der Röhre wird durch einen Stahlmantel gebildet (Bild 37), der seitlich mit der Grundplatte durch einen umbördelten Rand fest verschweißt ist. Das Getter ist im oberen Teil des Stahlkolbens untergebracht und wird durch ein Schutzblech beim Verdampfen von den Systemteilen ferngehalten. Die Grundplatte ist in einem Sockel aus Isoliermasse eingesetzt und festgeklemmt, der 8 Stifte trägt, und zwar in zwei Gruppen zu 5 und 3 Anschlüssen. In der Mitte

besitzt der Sockel eine Umhüllung für das Pumpröhrchen, deren seitliche Nut gleichzeitig als Führungsstift beim Einsetzen der Röhre in die Fassung dient (Bild 38). Der Stahlmantel gibt sowohl eine elektrische als auch eine magnetische Abschirmung.

Herstellungsgang

Der von den Glasröhren abweichende Aufbau der Stahlröhren und die sich daraus ergebenden anders gearteten Herstellungsverfahren, die im folgenden an einigen Beispielen aus dem Fabrikationsgang gezeigt werden, vermitteln am besten einen kurzen Ueberblick über die beim Zusammenbau dieser Röhren verwendeten einzelnen Teile und die dabei benutzte Konstruktion. Man kann den Herstellungsgang etwa in folgende Einzelvorgänge unterteilen:

I. Anfertigung der metallischen Grundplatte mit den notwendigen Eisendurchführungen für die Zuleitungen, gleichzeitige Herstellung der einzelnen Elektroden und der Halte- und Trägerteile für das System.

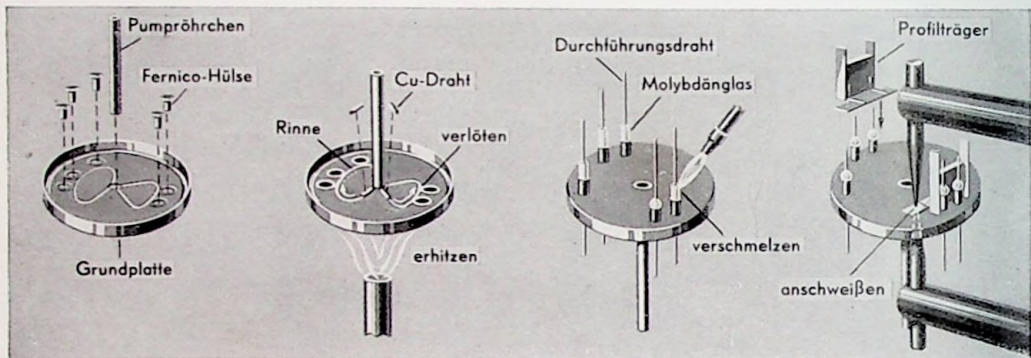


Bild 39. Grundplatte mit Durchführungen

Bild 40. Verlöten der Fernicohülsen

Bild 41. Einschmelzen der Durchführungen

Bild 42. Anschweißen der Profilträger auf die Grundplatte

II. Zusammenbau des Systems aus den einzelnen Elektroden und den Glimmerhalterungsplatten.

III. Verbindung des Systems mit der Trägerkonstruktion der Grundplatte, Aufsetzen des Stahlkolbens und Verschweißen des Kolbens mit der Grundplatte, Evakuieren des Kolbens, Verbinden des Sockelfußes mit dem Kolben, Einbrennen der Kathode und schließlich elektrische und mechanische Prüfung.

Für die Anfertigung der Grundplatte wird eine nach unten umgebördelte Metallscheibe ausgestanzt (Bild 39), die eine entsprechende Anzahl Löcher besitzt. In die Löcher werden zunächst kleine rohrnietenartige Fernicohülsen eingeschweißt. In das mittlere Loch kommt eine lange Metallhülse, das sogenannte Pumpröhrchen für die Entlüftung des Kolbens. Auf der Unterseite der Platte ist eine schleifenartige Rinne ausgespart (Bild 40), die zum Verlöten der Fernicohülsen und des Pumpröhrchens dienen soll. In diese Rinne werden nun einige Stückchen Kupferdraht gelegt und die ganze Platte stark erhitzt. Das Kupfer wird dadurch flüssig und verläuft um die einzelnen Fernicohülsen und das Pump- röhrchen, wodurch diese mit der Metallplatte fest und luftdicht verlötet werden. Die Fernicohülsen bestehen aus einer Eisen-Nickel-Kobalt-Legierung, die einen ähnlichen Wärmeausdehnungsgrad besitzt wie die Glasperlen, die in diese Hülsen später eingeschmolzen werden und die Isolation zwischen Metallplatte und Durchführungsdraht übernehmen. Durch diese übereinstimmende Wärmeausdehnung zwischen Metallhülsen

und Glas wird das Vakuum der Röhre bei den durch die betriebsmäßige Erwärmung bedingten Temperaturschwankungen gesichert. Diese Fernicohülsen werden deswegen verwendet, weil eine ganz aus Fernicolegierung hergestellte Grundplatte zu kostspielig wäre.

Nach Einlöten der Fernicohülsen wird die Grundplatte im Reduzierofen gesäubert.

Im nächsten Arbeitsgang werden die Durchführungsdrähte in die Fernicohülsen eingesetzt, und zwar kommt in jede Hülse ein kleines Molybdän-Glasröhrchen (Bild 41), in das ein Durchführungsdraht gesteckt wird. Das Glasröhrchen wird durch eine Gasflamme erhitzt und verflüssigt. Dadurch schmilzt es den Durchführungsdraht in der Mitte ein, und die Durchföhrung ist abgedichtet. Der Durchföhrungsdraht besitzt ein kurzes Mittelstück aus Molybdän, während die Enden aus Nickel bestehen.

Anschließend werden auf die Grundplatte die beiden Profilträger aufgeschweißt (Bild 42).

Parallel zu den geschilderten Arbeitsgängen verläuft der Zusammenbau des Systems. Die einzelnen Elektroden (Bild 43) werden ähnlich wie bei den Glasröhren zwischen zwei Glimmerhalteplättchen eingesetzt. Zunächst werden die einzelnen Gitter, die Anode

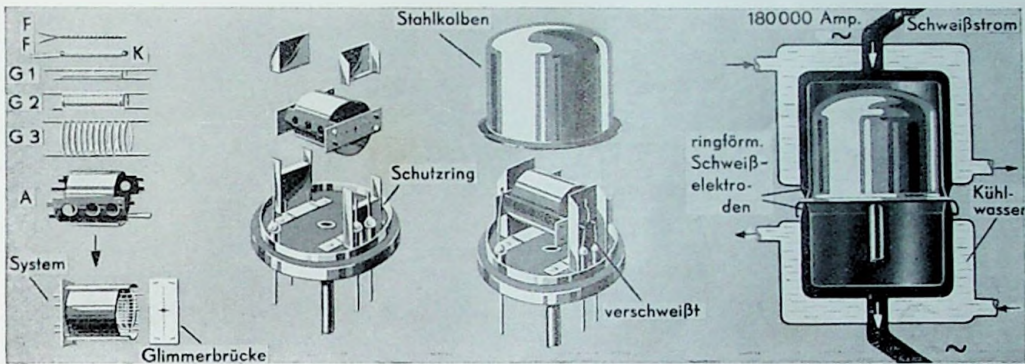


Bild 43. Zusammenbau des Systems aus den einzelnen Teilen

Bild 44. Aufsetzen des Systems auf die Grundplatte und Anschluß der Zuleitungen

Bild 45. Aufsetzen des Stahlkolbens

Bild 46. Aufschweißen des Stahlkolbens auf die Grundplatte

und die Kathode zusammengebaut, während der empfindliche Heizfaden nach dem Zusammenbau in die Kathode eingeschoben wird. Haltestäbe für den Elektrodenaufbau sind nicht notwendig, weil die Anode seitlich Tragflächen besitzt, durch die die Glimmerplatten in dem genau festgelegten Abstand gehalten werden. Die Enden des Anodenbleches besitzen kleine Blechstreifen, die durch die Glimmerplatten durchgesteckt und umgebogen werden. Dadurch ergibt sich ein fester Zusammenhalt für das System.

Das System wird nun auf die Profilträger aufgesetzt (Bild 44) und durch oben angesetzte Halteplatten, die mit den Trägern verschweißt werden, fest- und unverrückbar gehalten. Die Elektrodenanschlüsse werden mit den Durchführungsdrähten verschweißt.

Der innere Aufbau der Röhre ist damit fertiggestellt, und es muß nunmehr der Stahlkolben aufgesetzt und mit der Grundplatte verbunden werden (Bild 45). Dies erfolgt durch einen kurzzeitigen Schweißvorgang (Bild 46). Dazu wird eine Wechselspannung von einigen Volt verwendet, die eine Stromstärke von mehr als 100000 Amp. durch die Auflagefläche des Kolbens auf der Grundplatte schiebt. Der Schweißvorgang dauert $\frac{3}{50}$ Sek. und kommt durch eine ringförmig aufgesetzte Elektrode zustande, die sich von oben auf den umgebördelten Rand des Kolbens legt. Die zweite Elektrode legt sich von unten gegen die Grundplatte. Wegen der hohen Stromstärke müssen die Elektroden eine gute Wasserköhlung besitzen, um die entstehende Wärme abzuleiten.

Die Röhre steht nun noch mit der Außenluft durch das Pumpröhrchen in Verbindung und muß entlüftet werden. Zu diesem Zweck kommt sie auf die Pumpmaschine. An das Pump-
röhrchen wird eine Saugpumpe angeschlossen, die die Luft aus dem Inneren absaugt (Bild 47). Gleichzeitig wird der Stahlkolben seitlich durch Gasflammen bis zur hellen
Rotglut erhitzt, damit auch die inneren Systemteile glühend werden und alle Gasreste
abgeben. Dabei wird der Kolben von oben durch einen Luftstrom gekühlt, damit das an
dieser Stelle befindliche Gettermetall (Magnesium) nicht vorzeitig verdampft. Gleichzeitig
wird die Röhre geheizt, wodurch sich an der Kathodenoberfläche das Bariumoxyd bildet,
das die Grundlage für die wirksame Schicht gibt.

Erst wenn die Röhre durch die Pumpe genügend vorentlüftet ist, wird das Getter ver-
dampft (Bild 48). Dies erfolgt dadurch, daß eine Gasflamme jetzt den Kolben von oben
glühend macht, wobei er gleichzeitig seitlich durch Luftströmung gekühlt wird. Dadurch
soll vermieden werden, daß das durch die von oben erfolgende Erhitzung verdampfende
Gettermetall an den Systemteilen niederschlägt und die Isolation verschlechtert. Aus dem
gleichen Grunde ist das System nach oben zu durch eine in den Kolben eingesetzte Blech-
wand gegen das verdampfende Getter geschützt.

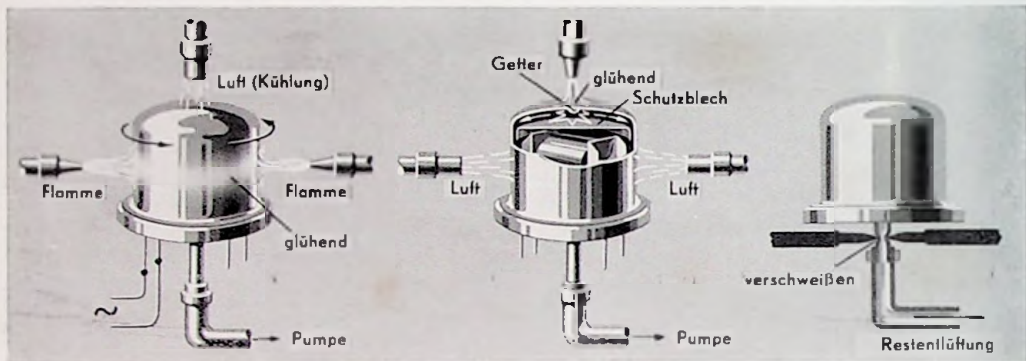


Bild 47. Ausglühen der System-
teile und gleichzeitiges Entlüften
und Formieren der Kathode

Bild 48. Restentlüftung des
Kolbens durch Verdampfen
des Getters

Bild 49. Verschweißen
des Pumpröhrchens

Die Röhre ist nun praktisch vollkommen luftleer, und das Pumpröhrchen wird unten
zugeschweißt (Bild 49). Die Röhre wird dann gesockelt, und zwar werden die Durch-
führungsdrähte mit den im Bakelitsockel eingesetzten Kontaktstiften verlötet (Bild 50).
Diese Bakelitplatte wird durch drei umgebogene Metallnasen der Grundplatte gehalten.
Sie besitzt außerdem eine Schutzhülle für das Pumpröhrchen, die seitlich eine Nase
hat, die zur Führung beim Einsetzen der Röhre in die Fassung dient. Die Bakelitplatte
hat außerdem einen etwa 2 cm breiten Schlitz zwischen dem Führungsstift und den drei
Anschlußkontakten. In diesen Schlitz kann ein Metallplättchen eingesetzt werden, das
mit dem Chassis verbunden die innere Abschirmung zwischen Steuergitter und Anode
nach außen zu fortsetzt (s. Bild 20).

Nun werden die Röhren noch dem sogenannten Einbrennvorgang unterzogen, d. h. sie
werden bei angelegten Betriebsspannungen längere Zeit überheizt (Bild 51). Dadurch
bildet sich an der Bariumoxydoberfläche der Kathode die für den guten Emissionsvor-
gang notwendige reine Bariumhaut. Der Kolben wird nun außen noch mit einer haltbaren
Lackierung und mit der Stempelung versehen, die Firma und Type anzeigt (Bild 52).
Schließlich folgen noch die von der Glasröhrenherstellung her bekannten elektrischen und
mechanischen Prüfungen (Bild 53), und die Röhre ist nach bestandener Prüfung zur Wei-
terleitung an den Verbraucher fertig.

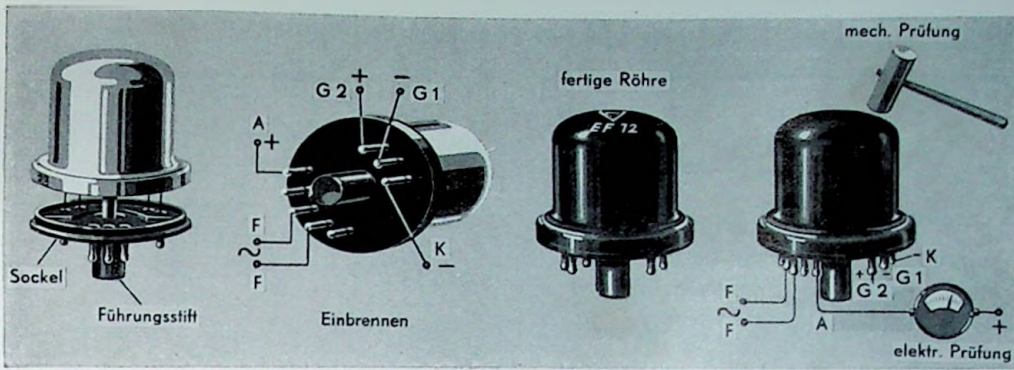


Bild 50. Anbringen des Bakelitsockels

Bild 51. Einbrennen der Kathode

Bild 52. Lackieren des Kolbens und Aufdruck der Bezeichnungen

Bild 53. Elektrische und mechanische Schlußprüfung

Die Sockelung der Rundfunkröhren. Bei den heute gebräuchlichen Rundfunkröhren sind drei verschiedene Sockelarten in Verwendung, und zwar der alte Stiftsockel, der Außenkontaktsockel und schließlich der erstmalig bei den Röhren der „Harmonischen Serie“ verwendete sogenannte neue 8polige Stiftsockel. Der alte Stiftsockel (Bild 54), von dem es verschiedene Ausführungen, und zwar einen 3poligen, 4poligen, 5-, 6- und 7poligen gibt, wurde hauptsächlich bei den Röhren verwendet, die durch die Ziffernbezeichnung gekennzeichnet sind. Bei den Röhren mit Buchstabenbezeichnung, die im Jahre 1934 auf den Markt kamen, ging man dazu über, die Sockelung zu vereinheitlichen und als 8polige Außenkontaktanordnung auszuführen (Bild 55). Lediglich für die kleineren Duodioden wurde daneben noch der sogenannte 5polige Außenkontaktsockel geschaffen. Für die Röhren der in diesem Jahr auf den Markt kommenden „Harmonischen Serie“ ist schließlich der neue 8polige Stiftsockel kennzeichnend (Bild 56), der künftighin bei allen Röhren als Einheitssockel Verwendung finden soll.

Sockelarten

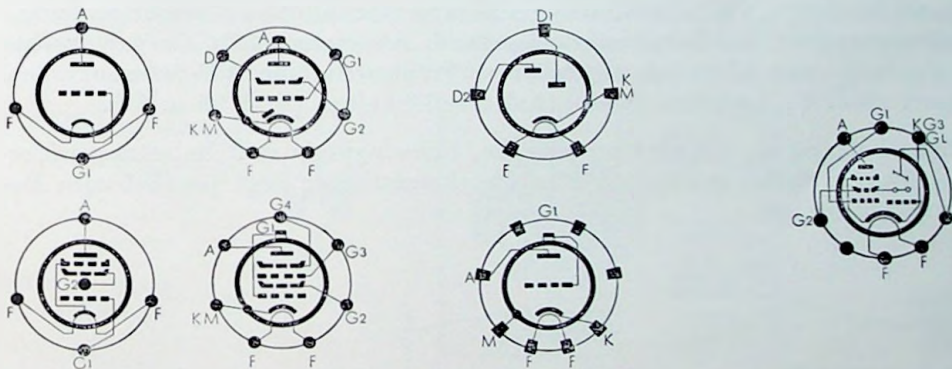


Bild 54. Alte Stiftsockel mit Sockelzeichnungen

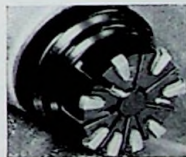


Bild 55. Außenkontaktsockel (5- und 8polig) mit Sockelzeichnungen



Bild 56. Neuer 8poliger Stiftsockel mit Sockelzeichnung



DIE EINZELNEN RÖHRENTYPEN

1. Hochfrequenzgleichrichter

- . **B.** Kennbuchstabe: B Duodiode / Doppelzweipolröhre
- . **BC.** Verwendungsmöglichkeiten: Gleichrichtung von Hochfrequenz-
- . **BF.** bzw. Zwischenfrequenzschwingungen.

- a) zur Gewinnung der NF-Sprechschwingungen (Empfangsgleichrichtung).
- b) zur Gewinnung der zur selbsttätigen Schwund- bzw. Lautstärkeregelung notwendigen Regelspannung (Regelspannungserzeugung).
- c) zur Gewinnung der Nachstimmspannung für selbsttätige Scharfabstimmung.

Grundsätzliches: Die Diodengleichrichtung wird heute in größeren Empfangsgeräten fast ausschließlich an Stelle der früher üblichen Gitter- bzw. Anodengleichrichtung verwendet. Sie gibt von einer bestimmten Mindest-Eingangsspannung ab eine lineare Gleichrichtung auch der größten praktisch vorkommenden HF-Wechselspannungen. In kleineren Empfangsgeräten hat sie bisher weniger Eingang gefunden, weil sie keine Verstärkung gibt und die Möglichkeit einer Rückkopplung ausschließt. In solchen Geräten kann auf die Empfindlichkeits- und Trennschärfeerhöhung durch die Rückkopplung jedoch nicht verzichtet werden, so daß dort Gittergleichrichtung notwendig ist. Die Duodiode (Bild 57) besitzt in einem gemeinsamen Kolben 2 getrennte Gleichrichterstrecken über einer gemeinsamen Kathode und ermöglicht eine einwandfreie Trennung zwischen Empfangsgleichrichtung und Regelspannungserzeugung. Der grundsätzliche Vorgang bei der Gleichrichtung ist die Aufladung eines kleinen Ladekondensators über die Gleichrichterstrecke und der Ausgleich seiner Ladungsschwankungen über den Belastungswiderstand. An diesem tritt die gewünschte Richtspannung auf, der bei modulierter Trägerwelle die NF-Schwankungen überlagert sind. Es bestehen zwei Schaltmöglichkeiten (Bild 58 u. 59).

- 1. Reihenschaltung — Gleichrichterstrecke, Schwingkreis und Belastungswiderstand sind in Reihe geschaltet. Der Ladekondensator liegt parallel zum Belastungswiderstand.

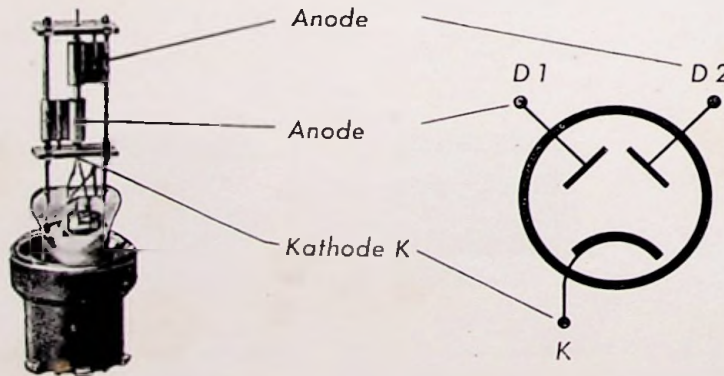


Bild 57. Grundsätzlicher Aufbau einer Duodiode (Beispiele AB 2, CB 2)

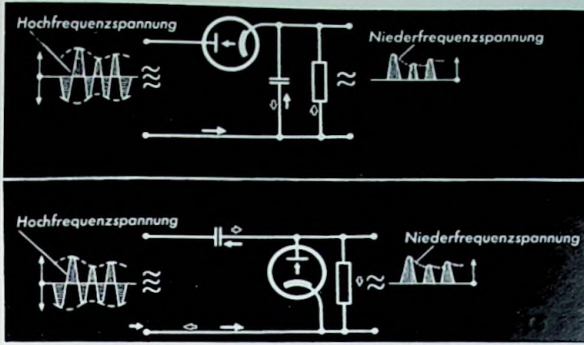


Bild 58. Grundsätzliche Schaltung und Wirkungsweise der Dioden-Reihenschaltung

Bild 59. Grundsätzliche Schaltung und Wirkungsweise der Dioden-Parallelschaltung

2. Parallelschaltung — Gleichrichterstrecke, Schwingkreis und Belastungswiderstand sind parallel geschaltet. Der Ladekondensator liegt zwischen Schwingkreis und Gleichrichterstrecke.

In der „Harmonischen Reihe“ steht in der EB 11 eine Diode besonderer Ausführung zur Verfügung, bei der beide Systeme getrennte Kathoden besitzen (Bild 60). Dadurch besteht die Möglichkeit, die eine Kathode direkt an den Spannungsnullpunkt zu legen, während die andere Kathode eine beliebige Vorspannung erhalten kann. Schließlich sei noch auf die Verbundröhren hingewiesen, die Dioden enthalten. Dabei ist die Duodiode entweder mit einer Triode (z. B. ABC 1 bzw. EBC 11, s. S. 163) oder mit einer Pentode (z. B. EBF 11, Bild 60) in einem gemeinsamen Kolben untergebracht. Letztere stellt eine besonders sinnfällige Zusammenfassung zweier Systeme dar, da sie eine einfache Leitungsführung für die Verbindung mit dem ZF-Bandfilter ermöglicht.

Schaltungshinweise: Die Gleichrichteranordnung übt auf den Schwingkreis, der die gleichzurichtende HIF liefert, eine Dämpfung aus. Bei Reihenschaltung ist der Dämpfungswiderstand gleich dem halben Belastungswiderstand, bei Parallelschaltung gleich dem dritten Teil. Bei kleinen Amplituden (unter 0,2 V eff. HF) wird die Dämpfung wesentlich größer. Die Parallelschaltung gibt die Möglichkeit, den unteren Punkt des Schwingkreises zu erden. Durch eine Anzapfung des Schwingkreises läßt sich die für den Schwing-

Dioden-
dämpfung

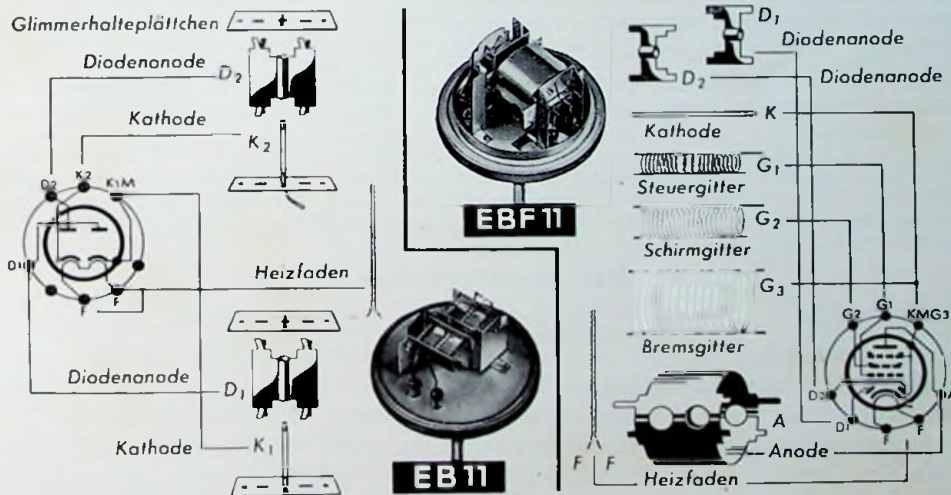


Bild 60. Grundsätzlicher Aufbau der Stahlröhren EB 11 (Duodiode) und EBF 11 (Duodiode-Pentode)

kreis wirksame Dämpfung quadratisch mit dem Anzapfungsverhältnis verkleinern. Für Empfangsrichtung wird der Belastungswiderstand im allgemeinen mit 0,5 M Ω und der Ladekondensator mit 100 pF gewählt. Ein kleinerer Belastungswiderstand bietet Vorteile in bezug auf verzerrungsfreie Gleichrichtung stärker modulierter Sender. Für die Regelspannungserzeugung wählt man den Belastungswiderstand bis zu 1 M Ω .

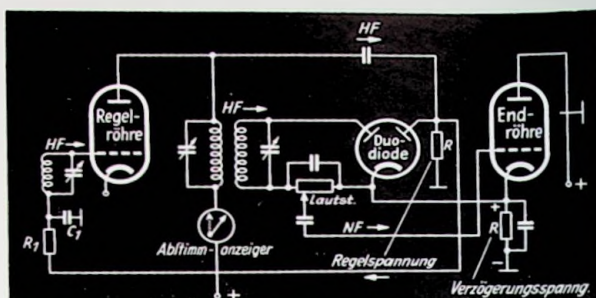


Bild 61. Schaltbeispiel für die Verwendung der Duodiode im Empfänger

Siebung Für die Erzeugung der Regelspannung ist noch ein besonderes Siebglied notwendig (Bild 61), das einerseits die NF-Schwankungen ausgleichen muß, andererseits Schwankungen der Empfangsfeldstärke, die sich über Bruchteile von Sekunden erstrecken, für die Regelung zur Wirkung kommen lassen soll. Dieses Siebglied besteht aus einem Siebwiderstand und einem Siebkondensator. Ein Maß für die Bemessung dieses Siebgliedes ist die sogenannte Zeitkonstante, die man mit 0,1 bis 0,2 Sek. wählt. Sie ist gegeben durch den Wert des Kondensators in μF mal dem Wert des Siebwiderstandes in M Ω und gibt den Zeitabschnitt in Sekunden an, in dem sich der Kondensator über den Widerstand auf $\frac{2}{3}$ einer angelegten Spannung aufgeladen bzw. bei Wegfall der Spannung auf $\frac{1}{3}$ entladen hat. Für die Wahl des Siebwiderstandes ist zu beachten, daß dieser Siebwiderstand zusammen mit einem evtl. noch vorhandenen zweiten Siebwiderstand und dem Belastungswiderstand der Diode den Gitterableitwiderstand der Regelröhre bildet, für den eine obere Grenze festgelegt ist. Andererseits soll der Siebwiderstand aus Verzerrungs- und Dämpfungsgründen möglichst groß sein.

Der Widerstand der Diodenstrecke kann in die Berechnung der einzelnen Gitterableitwiderstände mit einem Wert von mindestens 100000 Ohm angesetzt werden, vorausgesetzt, daß an der betreffenden Diodenstrecke keine negative Vorspannung (Verzögerungsspannung) liegt.

Beispiel: Ein Siebwiderstand von 1 M Ω ergibt bei einem Kondensator von 0,2 μF eine Zeitkonstante von $0,2 \mu\text{F} \cdot 1 \text{M}\Omega = 0,2$ Sekunden.

**Verzögerte
Regelung**

Heute wird vielfach die verzögerte Regelung angewendet. Sie bewirkt, daß der Einsatz der Regelung bei kleinen Empfangsfeldstärken solange unterdrückt wird, bis eine bestimmte Ausgangslautstärke erreicht ist. Man erteilt der Gleichrichteranode für die Regelspannungserzeugung eine bestimmte negative Vorspannung (s. Bild 61), die meist am Kathodenwiderstand der NF- oder der Endröhre gegebenenfalls durch Anzapfung dieses Widerstandes abgegriffen wird. Der Belastungswiderstand für die Empfangsrichtung kann gleichzeitig als Potentiometer geschaltet zur Lautstärke-regelung dienen.

Zweckmäßiger ist allerdings ein besonderer gleichstromfreier Regelwiderstand, der durch einen Kondensator vom Belastungswiderstand getrennt ist und nur die NF-Wechselspannung zugeführt erhält. Man vermeidet dadurch Störungsgeräusche beim Regeln, die durch Kontaktunsicherheiten entstehen können. Der Regelwiderstand muß entsprechend der Ohrempfindlichkeit logarithmischen Verlauf besitzen.

2. Eingitterröhren

. C . Kennbuchstaben: C Triode / Dreipolröhre D Endtriode / Dreipol-Endröhre
. D . Verwendungs möglichkeiten: Verstärkung von Niederfrequenz-
. DD . bzw. Hochfrequenzschwingungen, Gleichrichtung von Hochfrequenzschwingun-
. CH . gen mit gleichzeitiger Niederfrequenzverstärkung. Schwingungserzeugung im
. CL . Überlagerungsempfänger (Oszillatorstufe). Leistungsverstärkung in der Endstufe.
. BC . Grundsätzliches: Zur HF-Verstärkung wird die Triode heute fast nicht mehr verwendet, weil sie die Vorteile der Pentode in bezug auf Verstärkung und Rückwirkungsfreiheit der Anode auf das Steuergitter nicht erreicht. Für Emp-

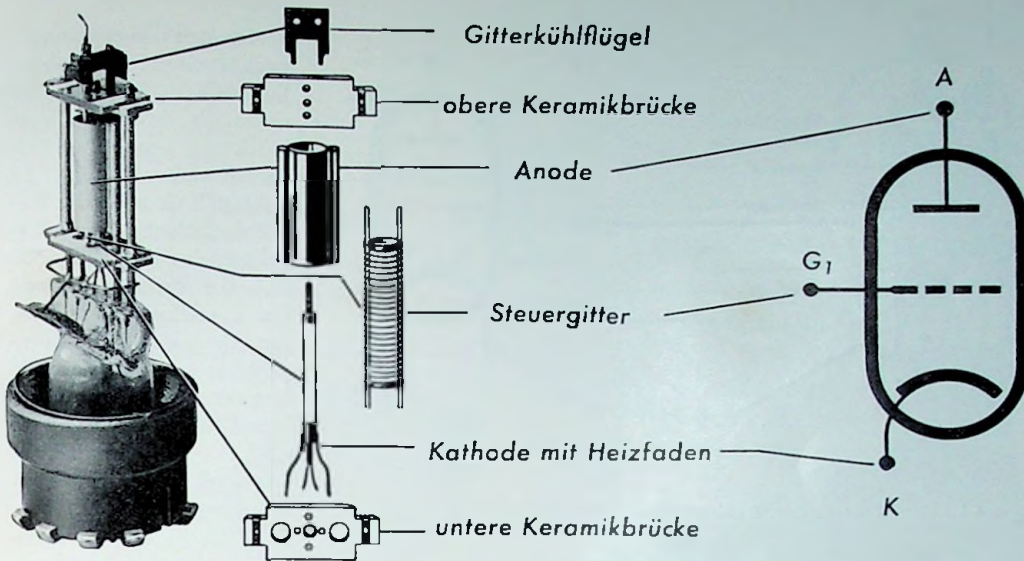


Bild 62. Grundsätzlicher Aufbau einer Triode (Beispiele AC2, CC2)

fangsgleichrichtung findet sie in billigen und einfachen Empfängern Verwendung. Zur NF-Verstärkung in erster Linie dort, wo man mit der kleineren Triodenverstärkung auskommt. Letzteres ist besonders in Verbindung mit den neuen Endröhren der Fall. Als Treiberröhre für die Gegentakt-B-Endstufe besitzt die Triode besonders günstige Eigenschaften, da in diesem Fall eine Pentode wegen ihres hohen Innenwiderstandes nicht zu verwenden ist. In der Endstufe wird die Eingitterröhre neuerdings wieder gern verwendet (s. Seite 52).

Den grundsätzlichen Aufbau einer Eingitter-Verstärkerröhre zeigt Bild 62.

In der „Harmonischen Reihe“ ist eine besondere Eingitterröhre nicht vorhanden. Man hat jedoch die Möglichkeit, die Pentode EF 12 auch als Triode zu verwenden, indem man Schirmgitter und Anode miteinander verbindet (s. S. 173).

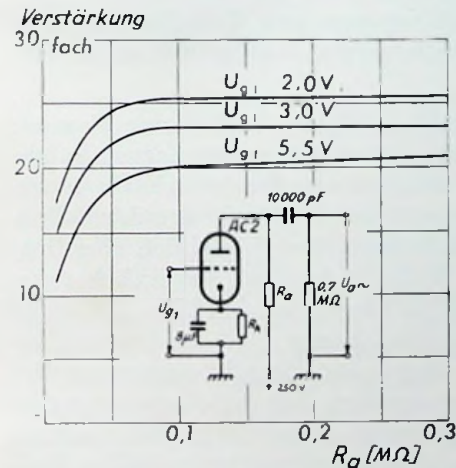


Bild 63. Verstärkungskurven einer Triode für NF-Verstärkung in Abhängigkeit vom Außenwiderstand für verschiedene Arbeitspunkte (Beispiel AC2)

Schaltungshinweise: Für die NF-Verstärkung sollte man nach Möglichkeit stets Widerstandskopplung verwenden, da sie einfach, billig und verzerrungsfrei ist. Der Außenwiderstand wird zweckmäßig mit $0,2 \text{ M}\Omega$ gewählt, die Verstärkung ist von dem eingestellten Arbeitspunkt (Gittervorspannung) abhängig (Bild 63). Kleinere Gittervorspannung gibt höhere Verstärkung, verkleinert aber den Aussteuerbereich. Für Empfangsgleichrichtung ist die Gittergleichrichtung wegen ihrer günstigen Rückkopplungseigenschaften und höheren Verstärkung unbedingt vorzuziehen. Die Aussteuerfähigkeit der Gittergleichrichtung ist durch Übersteuerungserscheinungen begrenzt und wird bei Widerstandskopplung durch kleineren Außenwiderstand ($R_a = 0,05$ bis $0,1 \text{ M}\Omega$) größer.

Bei Transformatorkopplung ist die Möglichkeit einer Spannungserhöhung durch ein

NF-Verstärkung

Gittergleichrichtung

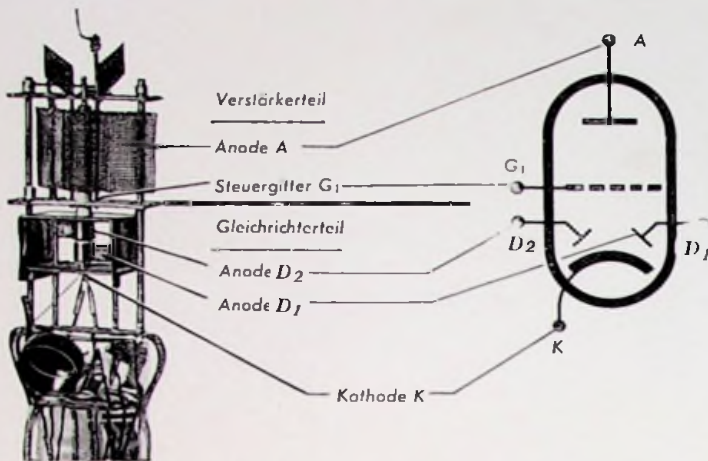


Bild 64. Grundsätzlicher Aufbau einer Duodiode-Triode (Beispiele ABC 1, CBC 1)

röhre Duodiode-Triode dar (Bild 64), bei der über der gemeinsamen Kathode zwei getrennte HF-Gleichrichterstrecken und ein besonderes Eingitterverstärkersystem aufgebaut sind. Diese Röhre entspricht vollkommen einer Duodiode und einer getrennten Triode. Man spart jedoch die Heizleistung für eine Röhre. Sie wird zur HF-Gleichrichtung, Regelspannungserzeugung und NF-Verstärkung verwendet.

geeignetes Übersetzungsverhältnis (1:4) gegeben. Drosselkopplung gibt mehr als doppelte Verstärkung gegenüber Widerstandskopplung. In beiden Fällen ist die Parallelschaltung eines Widerstandes von 100—300 k Ω zur Primärwicklung des Transformators bzw. zur Drosselspule zu empfehlen, um den Verstärkungsanstieg bei den hohen Tönen zu verhindern und eine gleichmäßigere Verstärkung des Tonbandes zu erzielen.

Eine besondere Ausführung stellt die Verbund-

3. Mehrgitterröhren

F. Verstärkerpentoden

Kennbuchstabe: F Hochfrequenz-Pentode / Fünfpol-Schirmröhre

Verwendungsmöglichkeiten: Hochfrequenz- bzw. Zwischenfrequenzverstärkung, Empfangsgleichrichtung mit gleichzeitiger Niederfrequenzverstärkung, Niederfrequenzverstärkung.

Grundsätzliches: Die hervorstechendsten Eigenschaften der Pentode (Bild 65) sind der hohe Innenwiderstand und die kleine Kapazität Gitter/Anode. Dadurch sind die Möglichkeiten für eine vorzügliche und trennscharfe Hochfrequenzverstärkung gegeben. Eine Neutralisierung zur Verhinderung der Selbsterregung ist nicht notwendig. Die ideale Verstärkungsziffer (μ) läßt sich allerdings praktisch nicht erreichen, weil der erzielbare Außenwiderstand wesentlich unter dem Wert des Innenwiderstandes liegt. Je nach Kreisgüte ist mit 150—300facher HF-Verstärkung zu rechnen. Zur Empfangsgleichrichtung wird die Pentode besonders in kleinen Geräten fast ausschließlich verwendet. Sie gibt eine wesentlich größere Gleichrichterverstärkung als die Eingitterröhre. Zur NF-Verstärkung ist die Verwendung einer Pentode im allgemeinen nicht erforderlich, weil dadurch die gesamte NF-Verstärkung, insbesondere in Verbindung mit einer steilen Endröhre, zu groß wäre. Nur bei einer Triodenendstufe oder bei einer Endpentode mit starker Gegenkopplung kann die höhere Vorverstärkung durch eine NF-Pentode u. U. erwünscht sein.

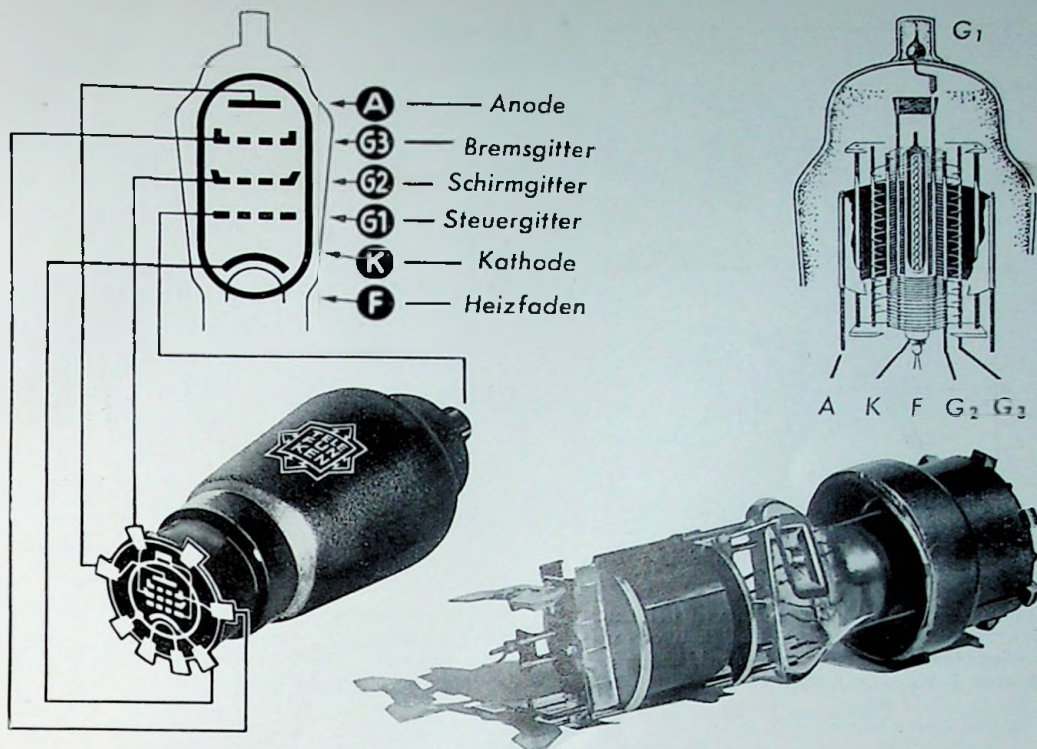


Bild 65. Grundsätzlicher Aufbau und Sockelschaltung einer Verstärkerpentode
(Beispiele AF 7, CF 7)

Schaltungshinweise: Bei der Hochfrequenzverstärkung können Bandfilter oder Sperrkreis direkt in den Anodenkreis geschaltet werden. Eine Anzapfung bringt theoretisch keinen Gewinn an Verstärkung und Trennschärfe, wird jedoch vielfach zwecks Verringerung der Rückwirkung Anode/Gitter und zur Verminderung des Röhreneinflusses auf den Schwingkreis vorgenommen. Bei unregelmäßigen HF- bzw. ZF-Stufen kann die Schirmgitterspannung über einen Vorwiderstand zugeführt werden.

**HF-
Verstärkung**

Bei der Gittergleichrichtung ist die Aussteuerfähigkeit ebenso wie bei der Eingitterröhre begrenzt, weil die Gittergleichrichtung bei großen Amplituden in eine Anodenstromgleichrichtung übergeht. Die Elektronen fließen nur langsam über den Hochohmwiderstand zur Kathode ab und bewirken einen Spannungsabfall, der den Arbeitspunkt in das Gebiet negativer Gitterspannung verschiebt. Die Gleichrichtercurve zeigt einen Knick (Bild 66). Als oberste Grenze für die erzielbare NF-Spannung kann man 15 V eff. ansetzen. Die Aussteuerfähigkeit ist jedoch, wie aus Bild 66 zu ersehen, sehr stark von der Schirmgitterspannung bzw. dem Schirmgitter-Vorwiderstand abhängig. Die Schirmgitterspannung sollte unbedingt über einen Vorwiderstand zugeführt werden, weil dadurch der Aussteuerbereich automatisch vergrößert wird. Durch die Verlegung des Arbeitspunktes in das Gebiet negativer Gitterspannung sinkt der Schirmgitterstrom, und dadurch steigt die Schirmgitterspannung. Steigende Schirmgitterspannung rückt die Kennlinie nach links. Dadurch wird der Aussteuerbereich wieder größer. Der Außenwiderstand wird zweckmäßig mit 0,2 M Ω gewählt, der Schirmgittervorwiderstand zwischen 0,5 und 1 M Ω . Höherer Schirmgitter-Vorwiderstand ergibt bessere Verstärkung und guten Rückkopplungseinsatz bei Gittergleichrichtung, verkleinert jedoch bei der Gittergleichrichtung den erzielbaren Aussteuerbereich. Sein günstigster Wert richtet sich auch

**Gittergleich-
richtung**

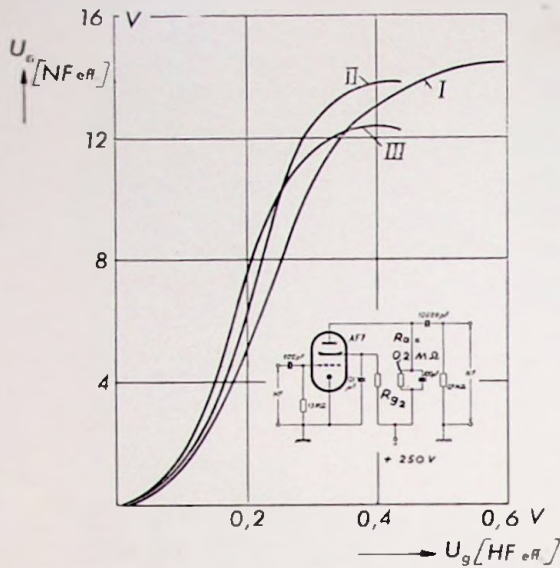


Bild 66. Verlauf der Richtkurven bei Empfangsgerichtung in Abhängigkeit von verschiedenen Schirmgitter-Vorwiderständen. Kurve I $R_{g_2} = 0,5 \text{ M}\Omega$, II $R_{g_2} = 0,8 \text{ M}\Omega$, III $R_{g_2} = 1 \text{ M}\Omega$

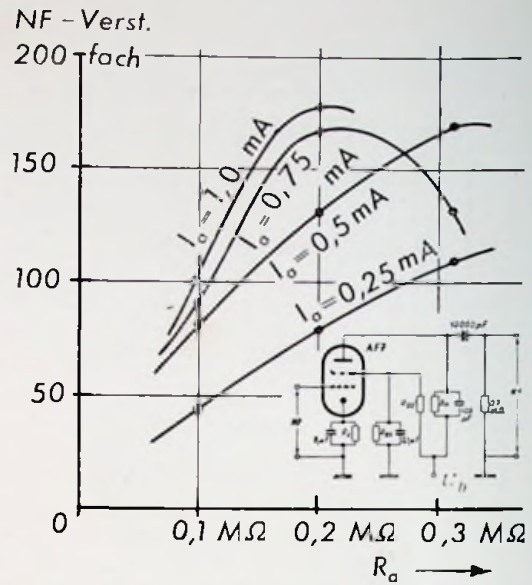


Bild 67. Verstärkungskurven einer Pentode für NF-Verstärkung in Abhängigkeit vom Außenwiderstand für vier verschiedene Arbeitspunkte (Beispiel AF 7, $U_b = 250 \text{ V}$)

nach dem Rückkopplungseinsatz und Brummbeeinflussungen. Im Anodenkreis der Gleichrichterstufe ist im allgemeinen ein besonderes Siebglied (s. Bild 133) zur Siebung der Anodengleichspannung notwendig, da die überlagerte Brummspannung über den Kopplungskondensator auf das Gitter der folgenden Röhre übertragen wird. Der Gitterkondensator kann zwischen 20 und 200 pF gewählt werden. In schwierigen Fällen bietet ein kleiner Wert des Gitterkondensators die Möglichkeit, Brummstörungen durch kapazitive Gitterbeeinflussung herabzusetzen. Die Größe des Gitterkondensators und des Ableitwiderstandes beeinflusst auch den Frequenzgang. Kondensator und Widerstand müßten aus diesem Grunde möglichst klein gewählt werden, wobei aber zu beachten ist, daß dadurch wieder die Verstärkung herabgesetzt wird. Sehr wichtig ist eine möglichst kurze Verbindung zwischen Kondensator und Gitteranschluß, gegebenenfalls ist Abschirmung notwendig. Durch die Rückkopplung läßt sich etwa eine 5—10fache Empfindlichkeitssteigerung erzielen. Anodengleichrichtung ergibt schwierigen Rückkopplungseinsatz und kleinere Verstärkung, läßt aber größere Amplituden verarbeiten.

NF-Verstärkung

Für die NF-Verstärkung ist ausschließlich Widerstandskopplung zu empfehlen. Die Verstärkung ist bei gegebener Betriebsspannung U_b sehr stark vom Außenwiderstand und vom gewählten Arbeitspunkt abhängig (Bild 67). Der Arbeitspunkt wird zweckmäßig durch den Anodenstrom eingestellt und der Außenwiderstand mit 0,1—0,3 MΩ gewählt (größte Verstärkung, wenn 75 % von U_b an R_a liegen), s. Bild 67.

Selbsttätige Scharf-abstimmung

Ein neues Anwendungsgebiet hat die HF-Pentode in den letzten Jahren als Nachstimmröhre für die selbsttätige Scharf-abstimmung gefunden (Prinzipschaltung Bild 68). Die Nachstimmung des Oszillatorkreises erfolgt durch eine parallel liegende Schaltungsanordnung, deren Wechselstromwiderstand durch die Steilheit der HF-Pentode (AF 7) bestimmt ist. Die Steilheit dieser Röhre wird je nach dem Grad der Verstimmung des Empfängers durch die Nachstimmspannung verändert. Letztere wird mit Hilfe eines Gegentakt-Bandfilters und einer Duodiode (AB 2) von der ZF-Spannung erzeugt.

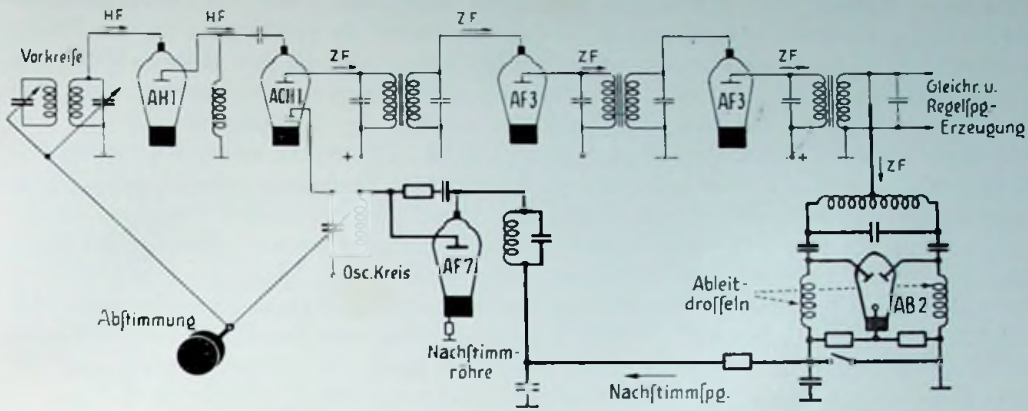


Bild 68. Grundsätzliche Schaltung des IIF-Teiles eines Empfängers mit selbsttätiger Scharfabstimmung. Die Nachstimmordnung ist stark eingezeichnet

Regelröhren

Kennbuchstaben: F Regelpentode / Fünfpolregelröhre
 H Regelhexode / Sechspolregelröhre

Verwendungsmöglichkeiten: Hochfrequenz- oder Zwischenfrequenz- bzw. Niederfrequenz-Verstärkung mit gleichzeitiger Möglichkeit, die Verstärkung durch Ändern der Steuergittervorspannung entweder selbsttätig oder von Hand aus zu regeln.

Grundsätzliches: Die Lautstärkeregelung im Empfänger ist notwendig wegen der weitgehenden Unterschiede in der Feldstärke der verschiedenen für den Empfang in Betracht kommenden Sender und um die Lautstärke der Wiedergabe nach Belieben einstellen zu können. Die Regelung kann entweder im HF-Teil, also vor dem Gleichrichter, oder im NF-Teil, d. h. hinter dem Gleichrichter, vorgenommen werden. Außerdem ist es möglich, die Regelung entweder schaltungsmäßig, z. B. durch einen Spannungsteiler, oder röhrenmäßig, durch Veränderung des Verstärkungsgrades einer Röhre, vorzunehmen. In kleineren Geräten benutzt man die hochfrequente Eingangsregelung mit Hilfe von Schaltelementen, während die Verstärkungsregelung mit Regelröhren nur bei Vorhandensein einer HF-Stufe in Betracht kommt.

In Empfängern, die einen HF-Teil besitzen, ist auch eine selbsttätige Verstärkungsregelung (sog. Schwund- oder Fading-Ausgleich) möglich. Sie bewirkt bei kleinerem Regelbereich den selbsttätigen Schwundausgleich, bei größerem Regelbereich ist auch ein Lautstärkeausgleich der verschiedenen Sender möglich. Der von Hand zu bedienende Regler für die Einstellung der Lautstärke muß jedoch in diesem Falle unbedingt hinter den Gleichrichter gelegt werden, um die Wirkung der selbsttätigen Regelung nicht zu beeinträchtigen. Eine solche selbsttätige Schwund- bzw. Lautstärkeregelung ist im allgemeinen nur zu empfehlen, wenn die Gleichrichtung durch eine Diode erfolgt. Die grundsätzliche Wirkungsweise beruht darauf, daß die durch die Diode gleichgerichtete HF-Eingangsspannung über ein Siebglied als negative Vorspannung einer oder

- . F .
- . BF .
- . FM .
- . H .

Lautstärke-
regelung

Schwund-
regelung

mehreren Röhren des HF-Teiles zugeführt wird, die eine zur Verstärkungsänderung geeignete, gekrümmte Kennlinie besitzen. Je größer die an der Diode vorhandene Eingangsspannung, um so größer wird dann die den Röhren gelieferte Regelspannung, und die Röhrenverstärkung wird entsprechend herabgesetzt. Die Regelspannung ist nur abhängig von der Größe der Trägerwelle, jedoch unabhängig von der jeweiligen Modulation (s. Bild 134). Stark und schwach modulierte Sender würden also auch bei vollkommener Regelung verschiedene Lautstärke ergeben. Es liegt in der Natur des Regelvorganges, daß eine sog. ideale Regelkurve, die von der vollen Aussteuerung der Endröhre an vollkommen geradlinig verlaufen müßte, mit einfachen Regelschaltungen nicht zu erreichen ist. Es soll ja beim Empfang eines starken Senders die HF-Verstärkung herabgesetzt werden. Dazu muß aber eine höhere Regelspannung von der Diode an die Regelröhre geliefert werden. Damit steigt natürlich auch die Eingangsspannung für den Gleichrichter, der zur Empfangsgleichrichtung dient, entsprechend an.

Wirksamkeit der Regelung

Die Wirksamkeit einer selbsttätigen Verstärkungsregelung ist abhängig von der Anzahl der geregelten Röhren, von dem Kennlinienverlauf der Regelröhren, z. T. auch von deren Betriebsspannungen (Schirmgitterspannung!), sowie von der Größe der zur Verfügung stehenden Regelspannungen, die um so größer sind, je kleiner die NF-Verstärkung des Empfängers ist. Praktisch verwendet man heute ausschließlich verzögerte Regelung, bei der die Gleichrichteranode, die zur Regelspannungserzeugung dient, eine negative Vorspannung erhält, z. B. von der Größe, daß erst dann Regelspannungen geliefert werden, wenn die Endröhre durch einen schwach modulierten Sender voll angesteuert ist. Die Verzögerung erhöht gleichfalls die Wirksamkeit der Regelung (flachere Regelkurve).

Vorwärtsregelung

Eine „Vorwärtsregelung“ ist z. B. dadurch möglich, daß man die zur Erzeugung der Regelspannung notwendige Hochfrequenzspannung vor der letzten ZF-Stufe abgreift und dieser Röhre von der Endstufe aus gesehen die Regelspannung nach „vorwärts“ zuführt. Eine solche Schaltung setzt natürlich eine genügend große HF-Vorverstärkung voraus, damit man bereits vor der letzten ZF-Stufe genügend große HF-Amplituden und damit eine entsprechende Regelspannung erhält. Sie wird deshalb nur für Spitzengeräte in Betracht kommen.

Mit den Röhren der „Harmonischen Serie“ ist jedoch die Vorwärtsregelung mit Hilfe der regelbaren Niederfrequenz-Pentode EFM 11 (s. Bild 108) auf besonders einfache Weise möglich, da sie als die auf den HIF-Gleichrichter folgende regelbare NF-Stufe mit „Vorwärtsregelung“ arbeitet. Die Regelfähigkeit dieser Röhre ist zwar nicht besonders groß (etwa 1:6 bis 1:10), aber doch ausreichend, um das für die Gewinnung der zur Regelung nötigen Regelspannung notwendige Ansteigen der Gleichrichter-Eingangsspannung so weit auszugleichen, daß man gehörmäßig von einer praktisch idealen Regelung sprechen kann.

Regelpentode

Für die HF-Regelstufe stehen zwei Röhrentypen, die Regelpentode und die Regelhexode zur Verfügung. Der Aufbau der Regelpentode (Bild 69) entspricht dem einer Verstärkerpentode. Der einzige Unterschied ist die besondere Ausbildung des Steuergitters, das aus einem kurzen Teil mit weitmaschiger Spirale und einem längeren Teil mit engmaschiger Spirale besteht. Dadurch ergibt sich die besondere Form der Kennlinie, deren Steilheit mit wachsender negativer Gittervorspannung langsam und stetig kleiner wird. Durch Verlegung des Arbeitspunktes ist daher die Änderung der Verstärkung möglich.

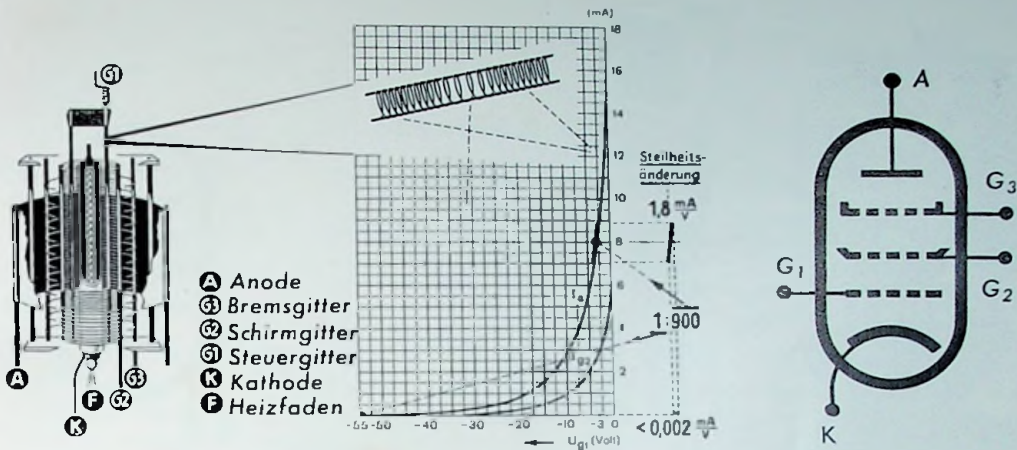


Bild 69. Grundsätzlicher Aufbau und Kennlinienverlauf einer Regelpentode (Beispiele AF 3, CF 3)

Der Verlauf dieser Regelkurve stellt stets ein gewisses Kompromiß dar, das die verschiedenen zum Teil widerstrebenden Forderungen erfüllen muß. Die notwendige Regelspannung soll möglichst klein, die dadurch erzielte Verstärkungsänderung aber möglichst groß sein. Außerdem muß eine genügend große Anfangsverstärkung vorhanden sein, wobei wieder der Anodenstrom möglichst klein sein soll. Zu allen diesen Anforderungen kommen noch als wichtigste, daß die durch die Kennlinienkrümmungen entstehenden Verzerrungen eine gewisse Grenze nicht überschreiten dürfen. Die sich daraus für die Röhrenentwicklung ergebenden Folgerungen sind an anderer Stelle ausführlicher behandelt (s. S. 70). Beim Aufbau des Empfängers kann man eine gewisse Anpassung an die jeweiligen Bedingungen bei den älteren Röhren noch mit Hilfe der Schirmgitterspannung erreichen, wobei eine kleinere Schirmgitterspannung eine schnellere Regelung, d. h. geringeren Regelspannungsbedarf ergibt, jedoch die Verzerrungen ansteigen läßt. Bei den Röhren der „Harmonischen Reihe“ hat man dagegen von vornherein durch die sogenannte „Gleitende Schirmgitterspannung“ eine Verbesserung der Regeleigenschaften vorsehen können. Dieses neue Schaltungsprinzip bezweckt zunächst eine Verbesserung der Aussteuerfähigkeit mit zunehmender Regelspannung durch die hochgleitende Schirmgitterspannung. Dies ist deswegen wichtig, weil die zunehmende Regelspannung durch die gleichzeitig wachsende Eingangsspannung, d. h. durch die größere Feldstärke des Senders, hervorgerufen wird und demzufolge die Verzerrungseigenschaften der Röhren bei höheren negativen Vorspannungen günstiger sein müssen. Außerdem läßt sich durch das stetige Hochgleiten der Schirmgitterspannung eine äußerst günstige Änderung der Kennlinienkrümmung erzielen, wodurch unangenehme Stellen starker Krümmung (s. S. 72) vermieden werden.

Regel-
kennlinien

Die Regelhexode (Bild 70) ist besonders als Eingangsröhre in Geradeempfängern mit Vorteil zu verwenden, da sie die gleiche Verstärkungsänderung bei einem bedeutend kleineren Regelspannungsbedarf erzielen läßt. Dies ist dadurch möglich, daß die Regelspannung an zwei Gitter geführt wird, deren Wirkung sich multipliziert. Das 2. Gitter bewirkt außerdem eine Verflachung der Kennlinie, so daß bei größeren Eingangsspannungen, die mit größeren Gittervorspannungen

Regelhexode

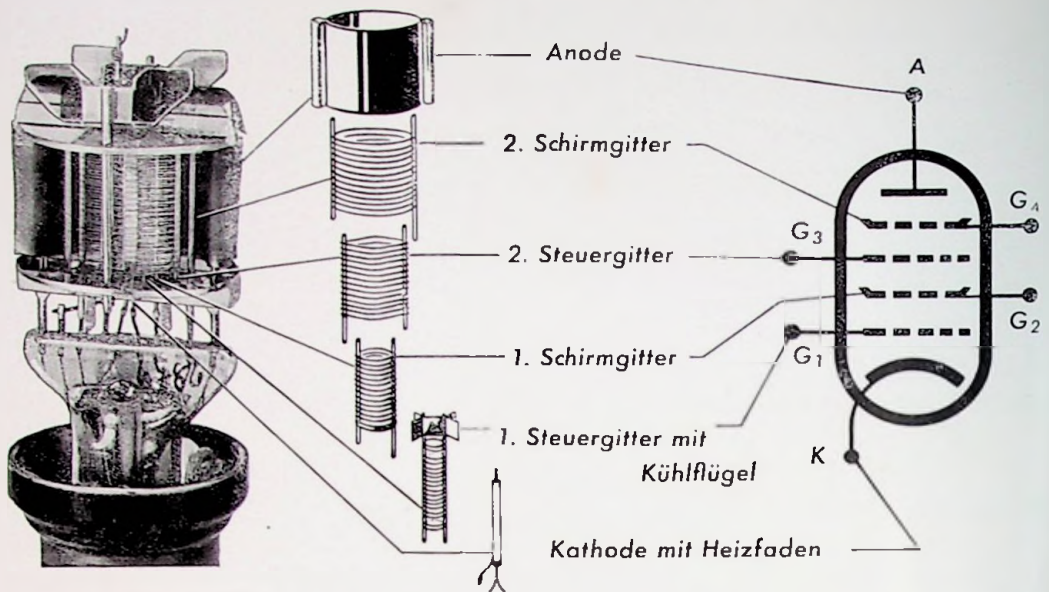


Bild 70. Grundsätzlicher Aufbau einer Hexode (Beispiele AH 1, CH 1)

zusammenfallen, kein Ansteigen der Verzerrungseigenschaften wie bei der Pentode entsteht. Die gleitende Schirmgitterspannung macht jedoch die Pentode in dieser Beziehung gleichwertig.

**Rauscharme
Regelröhre**

Für die HF-Eingangsstufe ist als besondere Spezialröhre die rauscharme Regelpentode EF 13 vorgesehen. In dieser Stufe ist das Röhrenrauschen wegen der nachfolgenden großen Verstärkung besonders kritisch, und aus diesem Grunde eine Regelröhre notwendig, die eine außerordentlich geringe Rauscheigenschaft besitzen muß. Die Verstärkungsregelung dieser Röhre soll gleichzeitig sehr wirksam sein, damit die Mischröhre mit möglichst gleichmäßiger Eingangsspannung arbeiten kann. Außerdem kann man durch eine solche Vorröhre dem Entstehen von Pfeifstörungen in der Mischstufe am wirksamsten begegnen, und schließlich ist die zusätzliche HF-Verstärkung durch die Vorröhre besonders für Kurzwellenverstärkung außerordentlich erwünscht. Um diesen Anforderungen zu genügen, muß eine solche Röhre eine möglichst große Steilheit, günstiges Stromverteilungsverhältnis, gute Regeleigenschaften und kleine Gitter-Anode-Kapazität besitzen. Durch eine entsprechende Konstruktion konnten diese Forderungen bei der EF 13 weitgehend erfüllt werden. Der Abstand Steuergitter—Kathode ist außerordentlich klein, dadurch die Steilheit und die Steuerwirkung des Gitters sehr groß. Die günstige Stromverteilung wurde durch entsprechende Ausbildung des Schirmgitters (dünne Drähte, großer Abstand usw.) erreicht, wobei die Schirmwirkung gegenüber der Anode durch besondere Maßnahmen (dichter gewickelte Enden des Schirm- und Bremsgitters und Abschirmbleche) gesichert wurde.

**Regel-
schaltungen**

Schaltungsweise: Die gebräuchlichsten Regelschaltungen für die derzeit in Betracht kommenden Empfängertypen des Überlagerungsempfängers (Super) sind grundsätzlich in Bild 71 bis 73 dargestellt. In kleineren Empfängern begnügt man sich damit, nur die Mischstufe zu regeln (Bild 71), eine Schaltung, die natürlich nur einen Schwundausgleich in gewissen Grenzen ergeben kann. Eine Schaltung, bei der auch auf einen Ausgleich der Lautstärkeunterschiede bei Empfang verschiedener Sender Wert gelegt wird, er-

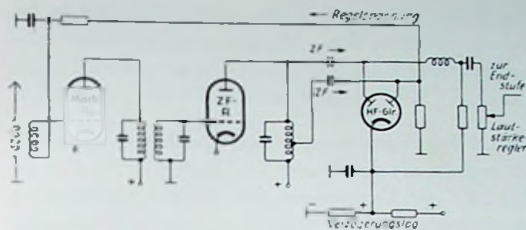


Bild 71. Überlagerungsempfänger mit einer Regelstufe

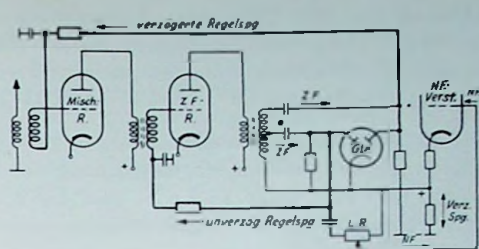


Bild 72. Überlagerungsempfänger mit zwei Regelstufen

fordert mindestens zwei geregelte Stufen (Bild 72). Dabei ist zu beachten, daß die dem Empfangsgleichrichter vorgeschaltete ZF-Stufe stets eine gewisse Mindestverstärkung besitzen muß. Die von der Gleichrichterröhre gelieferte Regelspannung stellt nämlich praktisch die Gittervorspannung für diese Regelröhre dar. Für den ungünstigsten Fall eines 100 % modulierten Senders und unter Berücksichtigung der Verluste im Übertragungsteil kann man leicht errechnen, daß die Verstärkung dieser Stufe nie unter das

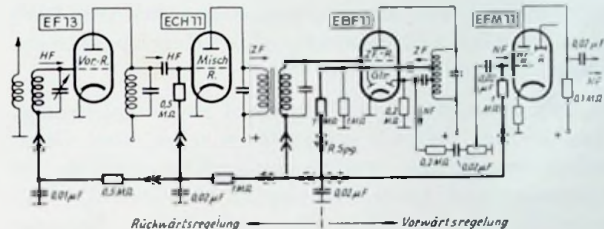


Bild 73. Überlagerungsempfänger mit „harmonischer Regelung“ in 4 Regelstufen (Rückwärts- und Vorwärtsregelung), ohne Verzögerung gezeichnet (mit Verzögerung fast ideale Regelkurve s. Bild 74)

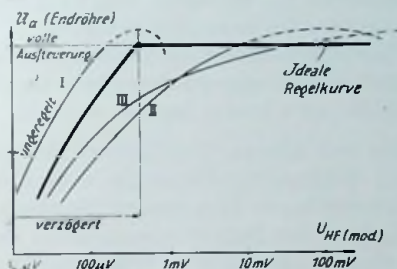


Bild 74. Regelkurven verschiedener Empfängertypen

- I. Empfänger ohne Schwundregelung
- II. Empfänger mit einer geregelten Stufe (Bild 72)
- III. Empfänger mit zwei geregelten Stufen (Bild 73)

3- bis 4-fache heruntergeregelt werden darf, wenn nicht die Spitzen der am Gitter wirkenden Wechselspannung in das Gitterstromgebiet reichen sollen. Aus diesem Grunde verwendet man vor dem HIF-Gleichrichter ausschließlich die schwächer regelnden Pentoden.

Im allgemeinen verzichtet man auch auf eine verzögerte Regelung dieser Stufe, insbesondere dann, wenn von dieser Röhre aus eine Abstimmanzeigevorrichtung gesteuert wird. Die Regelspannung für diese Röhre wird dann an der Gleichrichterstrecke abgegriffen, die zur Empfangsgleichrichtung dient und die stets unverzögert ist. Die zweite Gleichrichterstrecke der Duodiode benutzt man zur Erzeugung der verzögerten Regelspannung für die Mischstufe bzw. für die HF-Stufe. Die Wirksamkeit der Regelung dieser beiden Schaltungen läßt sich aus den Kurven in Bild 74 erkennen. Die Kurve II gilt für die Anordnung nach Bild 71, während die Kurve III, die eine bedeutend wirksamere Regelung erkennen läßt, der Schaltung nach Bild 72 mit zwei geregelten Stufen entspricht. Die ideale Regelkurve wäre die stark ausgezogene Linie, bei der nach Erreichen der vollen Aussteuerung die Ausgangsspannung trotz zunehmender HF-Eingangsspannung vollkommen konstant bliebe. Wie bereits eben erwähnt, ist eine solche Regelung an-

Harmonische Regelung

nähernd nur mit Hilfe der „Vorwärtsregelung“ zu erreichen. Eine solche Schaltung ist in Bild 73 dargestellt, und zwar werden dabei die Röhren der „Harmonischen Serie“ verwendet, die eine äußerst harmonische und wirksame Regelung ergeben. Bei einem Empfänger mit der Bestückung EF 13, ECH 11, EBF 11 und EFM 11 regelt man z. B. in vier Stufen.

Die Regeleigenschaften der einzelnen Röhren sind so abgestimmt, daß die Eingangsstufen wesentlich bei gleicher Regelspannung stärker regeln als die folgenden, z. B. EF 13 1 : 150, ECH 11 1 : 250, EBF 11 1 : 10 und EFM 11 1 : 6. Als Grenzwert für die Regelfähigkeit jeder Stufe gilt, daß ihr Regelverhältnis nicht größer werden soll als ihre eigene Verstärkung.

Sämtliche Regelröhren des harmonischen Röhrensatzes können daher mit der gleichen Regelspannung versorgt werden, so daß sich eine Spannungsteilung erübrigt. Während für die EBF und ECH der gleiche Vorwiderstand zur Herabsetzung der Schirmgitterspannung verwendet werden kann, empfiehlt sich für die EF 13 ein besonderer Spannungsteiler, damit die Regelung dieser Röhre nicht mit voll gleitender Schirmgitterspannung vor sich geht und dadurch wirksamer wird. Dabei muß man noch einer eventuell gewünschten Verzögerung und der Frage der Grundgittervorspannung einige Aufmerksamkeit schenken. Am einfachsten ist es, auf eine Verzögerung überhaupt zu verzichten. Neuerdings geht man immer mehr dazu über, die Kathodenwiderstände für die Regelröhren einzusparen. In einem solchen Fall ist als Grundgittervorspannung nur die Anlaufspannung der Diodenstrecke, die etwa 0.5 bis 1 V beträgt, wirksam. Dabei sorgt auch die durch den größeren Schirmgitterstrom herabgedrückte Schirmgitterspannung dafür, daß die Röhren ungefähr im normalen Arbeitspunkt liegen. Verwendet man für die EBF 11 einen Kathodenwiderstand, so kann man den an diesem vorhandenen Spannungsabfall (ca. 2 V) als Verzögerungsspannung benutzen, indem man den Ableitwiderstand der Regelspannungsdiode an Chassis legt (s. a. Schaltmöglichkeit nach S. 165).

Festgehaltene und gleitende Schirmgitter- spannung

Bei den älteren Regelröhren (Hexoden und Pentoden bzw. Tetroden) ist es notwendig, die Schirmgitterspannung, sofern sie nicht einer Batterie entnommen wird, über einen entsprechend bemessenen Spannungsteiler zuzuführen, um zu verhindern, daß sie im Verlauf der Regelung unzulässig hoch ansteigt und einen festgelegten Höchstwert überschreitet. Bei den Röhren der „Harmonischen Reihe“ ist es dagegen möglich, die Aussteuerverhältnisse im geregelten Zustand bzw. den Regelspannungsbedarf durch mehr oder weniger starkes Gleiten der Schirmgitterspannung in gewissen Grenzen nach Wunsch festzulegen. Dies erreicht man entweder durch einen Spannungsteiler mit hohem Querwiderstand oder im Grenzfall durch die voll gleitende Schirmgitterspannung, bei der nur ein Vorwiderstand vorhanden ist.

Die Eigenheiten der beiden Schaltungen erkennt man am besten aus der Gegenüberstellung beider Regelkurven in Bild 75/76. Links ist die Schaltung der Röhre AF 3 dargestellt, bei der die Schirmgitterspannung über einen Spannungsteiler zugeführt wird, dessen Querwiderstand so bemessen sein muß, daß die Schirmgitterspannung im Verlauf der Regelung den vorgeschriebenen Höchstwert von 125 V nicht überschreitet (s. S. 101). Wie in Bild 77 dargestellt, ändert sich der durch den Vorwiderstand fließende Gesamtstrom (Schirmgitterstrom I_{g2} + Querstrom I_q) verhältnismäßig wenig und hält dadurch den Spannungsabfall und damit die Schirmgitterspannung auch bei Verschwinden des Schirmgitterstromes in dem gewünschten Maße konstant. Unter der vereinfachenden Annahme, daß die Schirmgitterspannung mit 100 V im Lauf der Regelung vollkommen unverändert bleiben möge, ergibt sich als Arbeitskennlinie die in Bild 75 dargestellte Kurve für $U_{g2} = 100$ V, wobei die mit zunehmender Gitterspannung stark abnehmende Steilheit die Verstärkungsregelung ermöglicht. Wie sich aus einem Vergleich mit der halblogarithmischen Darstellung auf S. 72 ergibt, treten bei dieser Arbeitskennlinie Stellen besonders starker Krümmung unangenehm in Erscheinung. Sie müssen jedoch in Kauf genommen werden, um einerseits die erforderliche Steilheit im normalen Arbeitspunkt zu erzielen und andererseits die Aussteuerfähigkeit im heruntergeregelten Zustand zu sichern.

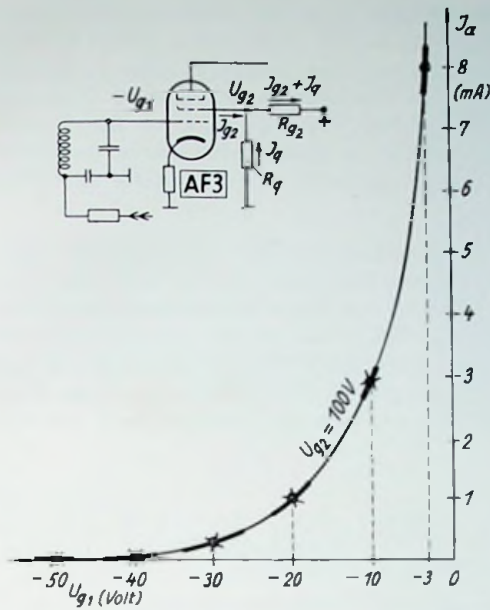


Bild 75. Feste Schirmgitterspannung (AF 3)

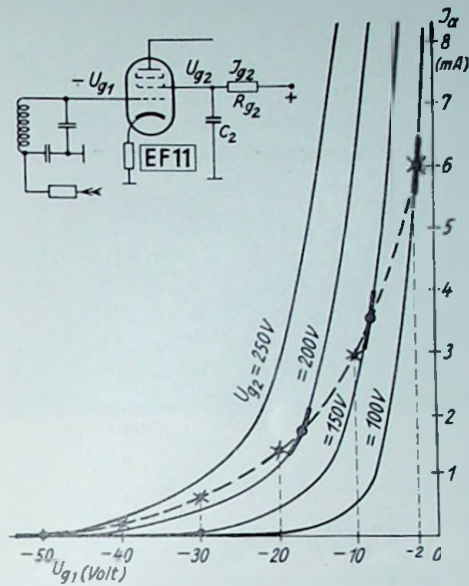


Bild 76. Gleitende Schirmgitterspannung (EF 11)

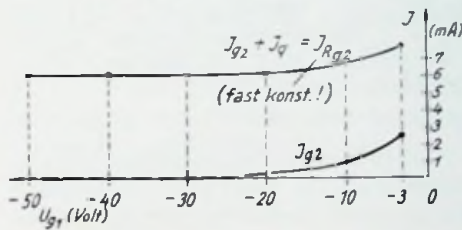


Bild 77. Änderung des Schirmgitterstromes (I_{g2}) bzw. des Gesamtstromes ($I_{g2} + I_g$) in Abhängigkeit von der Regelspannung bei fester Schirmgitterspannung

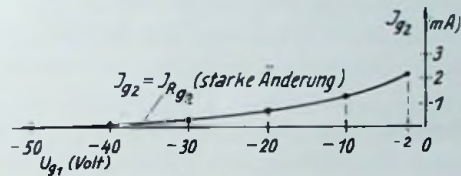


Bild 78 wie Bild 77, jedoch bei gleitender Schirmgitterspannung ($I_{g2} = I_{Rg2}$)

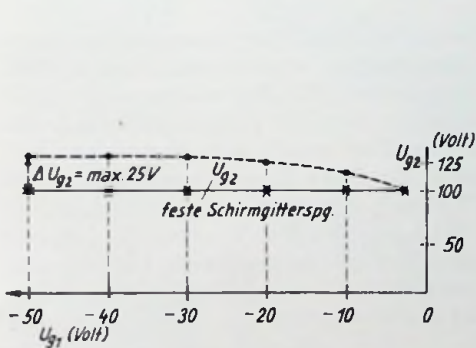


Bild 79. Verlauf der Schirmgitterspannung in Abhängigkeit von der Regelspannung für Schaltung nach Bild 75

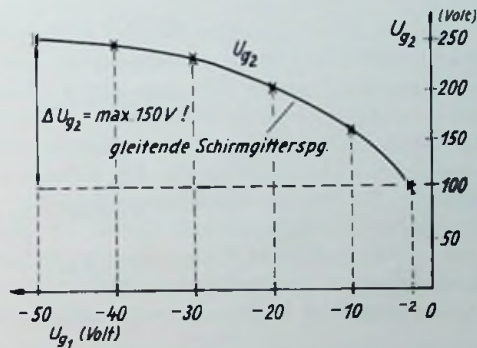
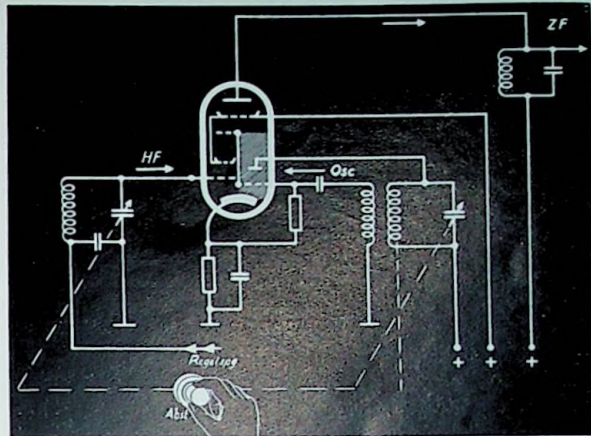


Bild 80. Verlauf der Schirmgitterspannung in Abhängigkeit von der Regelspannung für Schaltungen nach Bild 76

Bild 82. Prinzipschaltung für eine Mischstufe mit einer Triode-Hexode (ACH 1, CCH 1 oder ECH 11)



Mischröhren.

Kennbuchstaben: H Hexode / Sechspolmischröhre
K Oktode / Achtpolmischröhre

· H ·
· CH ·
· K ·

Verwendungsmöglichkeiten: Überlagerung der aus der Antenne entnommenen Hochfrequenzschwingung mit der im Empfänger erzeugten Hilfschwingung. Aus dieser Mischung ergibt sich die langsamere, besser und leichter zu verstärkende Zwischenfrequenzschwingung. Letztere erhält gleichzeitig die Sprechschwingung der empfangenen Senderwelle aufgebürdet.

Grundsätzliches: Mit der Entwicklung der Hexode, die in den Laboratorien der Telefunkengesellschaft vor sich ging, wurde erstmalig allen Anforderungen, die man an eine leistungsfähige Mischröhre stellt, entsprochen. Heute bestehen zwei Möglichkeiten:

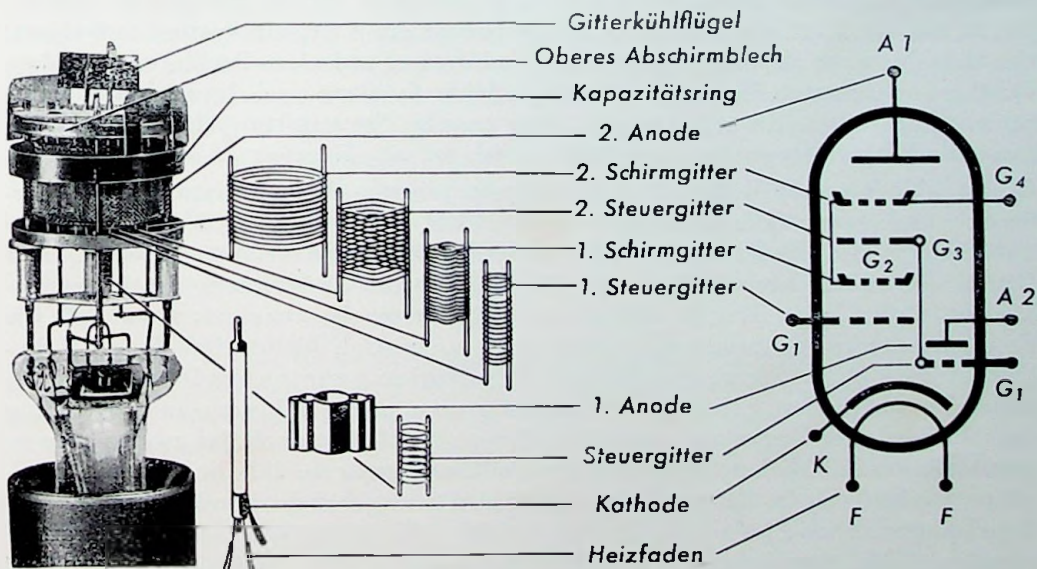


Bild 83. Grundsätzlicher Aufbau der Verbundröhre ACH 1 bzw. CCH 1 (Hexode-Triode)

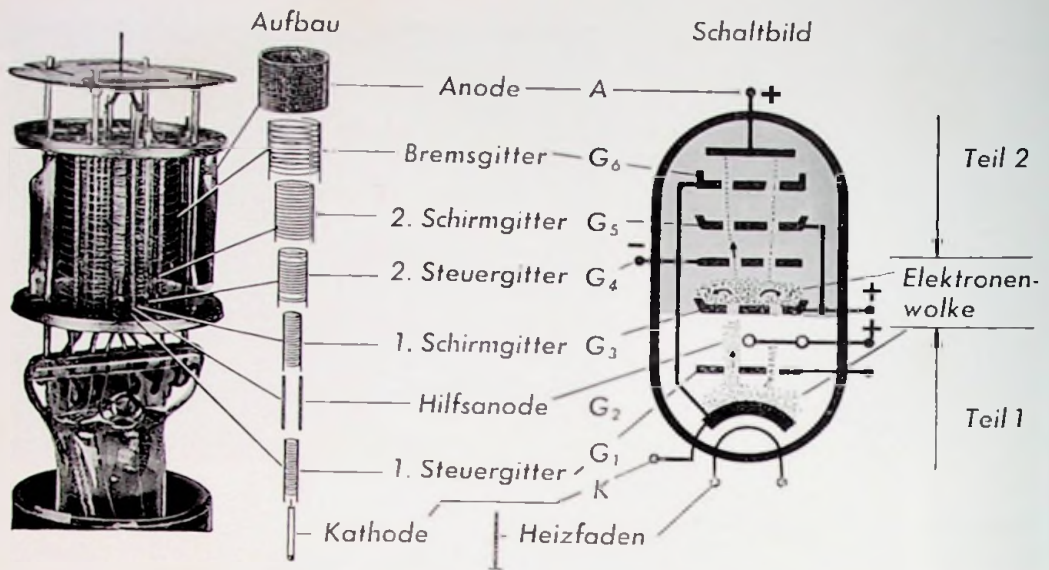


Bild 84. Grundsätzlicher Aufbau einer Oktode (Beispiele AK2, CK1)

1. die Mischung mit der Hexode, wobei die Hilfsschwingung Oszillatorwelle in einem besonderen Eingitter-Verstärkersystem erzeugt wird,
2. die Mischung mit der Oktode, die zugleich die Oszillatorschwingung erzeugt.

Beide Röhren bieten die Möglichkeit, gleichzeitig eine Verstärkungsregelung vorzunehmen. Als Mischhexode wird die gleiche Röhre verwendet, die als Regelhexode Anwendung findet. Eine besondere Ausführung stellt die Triode-Hexode dar, bei der der Hexodenteil und der Oszillorteil über einer gemeinsamen Kathode aufgebaut sind (Bild 83). Bei der Oktode (Bild 84) ist der Oszillorteil, bestehend aus einem Steuergitter und zwei Stäbchen, die als Hilfsanode wirken, direkt um die Kathode angeordnet. Darüber ist ein Viergittersystem aufgebaut, von dem das erste als Schirmgitter zur Abschirmung zwischen Oszillator- und dem darüber aufgebauten Pentodenteil dient. Beide Systeme sind durch den gemeinsamen Elektronenstrom gekoppelt. Das zweite Steuergitter, dem die Hochfrequenz-Eingangsspannung zugeführt wird, ist als Regelgitter ausgebildet.

Einheitstyp
ECH 11

In der „Harmonischen Serie“ steht nur eine einzige Mischröhrentype zur Verfügung, und zwar wurde die Hexode-Triode ECH 11 gewählt, da dieser Röhrentyp insbesondere im Kurzwellenbereich außerordentlich zuverlässig arbeitet. Auf Grund der neuen Konstruktion war es möglich, die Änderungen der Eingangskapazität, die beim Regeln auftreten, noch weiter herabzusetzen, so daß die Frequenzverwerfung praktisch vollkommen unkritisch bleibt. Bei dieser Röhre kommt auch eine neuartige zusätzliche Regelwirkung zur Anwendung, durch die trotz der gleitenden Schirmgitterspannung eine genügend wirksame Regelung erreicht wird. Im Gegensatz zur Vorläufertypen ACH 1 ist auch das zweite Steuergitter mit veränderlicher Steigung entwickelt, und zwar so, daß die beiden Steuergitter G_1 und G_3 in ihrem Steigungsverlauf weitgehend übereinstimmen. Die Regelspannung wird jedoch ebenso wie bei der ACH 1 nur dem ersten Steuergitter zugeführt. Mit zunehmender Regelspannung am ersten Steuergitter wird der Elektronenstrom immer mehr auf die Stellen großer Steigung konzentriert.

Da der Elektronenstrom dadurch auch das dritte Gitter entsprechend gebündelt durchläuft, beschränkt sich auch die Steuerung durch die Oszillatorspannung immer mehr auf die Stellen großer Steigung des dritten Gitters. Dies läuft praktisch darauf hinaus, daß die Steuerfähigkeit des Oszillator-Steurgitters mit zunehmender Regelung immer geringer wird. Dadurch wird die Mischverstärkung entsprechend herabgesetzt und die Wirkung der Regelspannung an G_1 unterstützt. Die Regelung wird auf diese Weise wirksamer und die geringere Regelbarkeit durch die gleitende Schirmgitterspannung zum Teil ausgeglichen.

Sowohl bei der Hexode wie auch bei der Oktode kommt die Mischung dadurch zustande, daß der Elektronenstrom mit den beiden Schwingungen durch zwei getrennte Steurgitter beeinflusst wird (Bild 85). Durch diese multiplikative Mischung ergibt sich die ZF-Schwingung direkt an einem an der Anode liegenden abgestimmten ZF-Schwingkreis. Vor dem zweiten Steurgitter bildet sich eine

Multiplikative Mischung

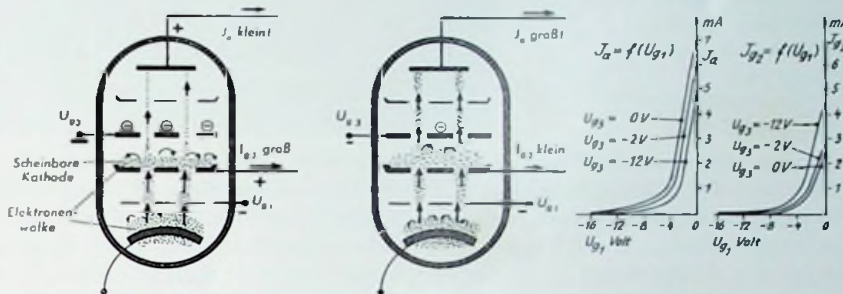


Bild 85. Die Verteilungssteuerung in der Hexode
Links: Verteilungsgitter stark negativ
Rechts: Verteilungsgitter schwach negativ

Bild 86. Kennlinien für die Verteilungssteuerung

scheinbare Kathode (Elektronenstauung). Dieses Gitter verteilt den Elektronenstrom zwischen dem davor liegenden Schirmgitter und Anode. Durch die sorgfältige Trennung zwischen Eingangs- und Oszillatorkreis ist eine gegenseitige Beeinflussung, und zwar sowohl kapazitiver Art als auch über den Elektronenstrom, weitgehend vermieden. Dadurch ist auch die Möglichkeit gegeben, eine Verstärkungsregelung in der Mischstufe vorzunehmen, ohne daß unzulässig hohe Frequenzverwerfungen auftreten. Pfeifstörungen sind durch geeignete Ausbildung der Röhrenkennlinie stark herabgedrückt. Eine Ausstrahlung der Oszillatorschwingungen in der Antenne ist durch die geringe Kopplung zwischen Oszillator- und Hochfrequenzkreis nicht möglich. Schließlich ist eine sichere Erzeugung der Hilfsschwingung unabhängig von der gleichzeitigen Regelung im Hochfrequenzteil gesichert.

Schaltungshinweise: Rein schaltungsmäßig betrachtet, ist der Aufbau der Mischstufe im allgemeinen ziemlich verwickelt, da es zwecks einwandfreier Mischung darauf ankommt, das Arbeiten der einzelnen Kreise auf allen Wellenbereichen in genaue Übereinstimmung zu bringen, d. h. den notwendigen Gleichlauf zu erzielen. Als Beispiel ist im Bild 87 der Aufbau einer Mischstufe mit einer Triode-Hexode dargestellt, bei der für die Abstimmung ein sogenannter Dreigang-Drehkondensator notwendig ist, da zwei abgestimmte Vorkreise (Eingangsbandfilter) vorgesehen sind. In kleineren Empfängern wird meist nur ein abgestimmter Vorkreis verwendet, wobei man sich den Vorkreis I wegzudenken hat. Die Abstimmung erfolgt dann mit einem Zweigang-Drehkondensator. Die Ankopplung an den Eingangskreis ist meist sehr lose, um den Einfluß verschiedener Antennen auf die Ab-

Aufbau der Mischstufe

stimmung auszuschalten, und erfolgt induktiv über den Antennenkreis (Antennenkondensator C_A zirka 500 pF). Die einzelnen Kreise sind in Mittel- (m) und Langspulen (l) und, sofern Kurzwellenempfang vorgesehen ist, auch in Kurzwellenspulen (k) unterteilt. Die Umschaltung auf die einzelnen Bereiche erfolgt durch einen gemeinsamen Wellenschalter, der bei Empfang der Mittelwelle die Langwellenspule kurzschließt und bei Kurzwellenempfang entsprechend umschaltet.

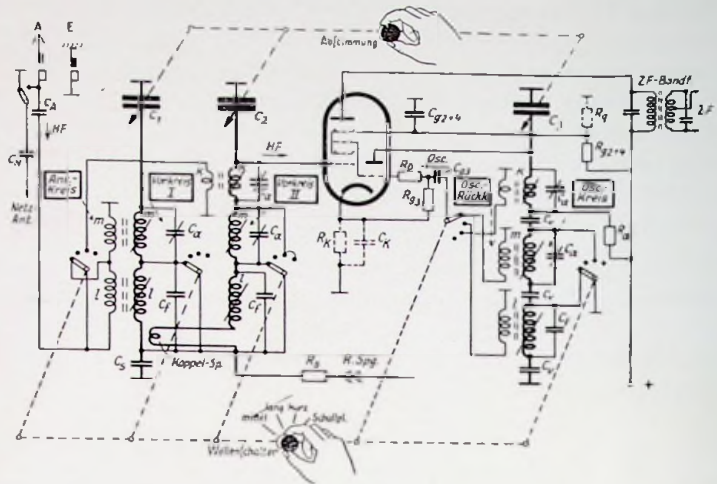


Bild 87. Schaltbeispiel für eine Mischstufe

Die Resonanzkreise werden durch kleine veränderliche Abgleichkondensatoren (C_a je nach Bereich 3—50 pF) und durch Veränderung der Selbstinduktion der Schwingkreisspulen, die heute fast ausschließlich als Eisenkernspulen ausgeführt sind, abgeglichen. Der Abgleich mit den Kondensatoren erfolgt am Anfang des Bereichs, weil bei herausgedrehtem Drehkondensator die Kapazität am kritischsten ist, der Abgleich mit der Selbstinduktion dagegen bei eingedrehten Kondensatoren, d. h. am Ende des Bereichs. Im Langwellenbereich wird meist wegen der großen Eigenkapazität der Spulen auf einen Kondensatorabgleich verzichtet. (Feste Schwingkreis-Kondensatoren, C_f je nach Bereich 5—20 pF.) Im Oszillatorkreis sind für die Umschaltung auf die einzelnen Bereiche noch sogenannte Verkürzungskondensatoren notwendig (C_v z. B. 200 pF für Lang, 500 pF für Mittel und 5000 pF für Kurz), die mit dem Drehkondensator in Reihe liegen und es ermöglichen, den gleichen Drehkondensator für alle Bereiche zu verwenden (Gleichlauf). Bei der Zuführung der einzelnen Betriebsspannungen ist zu beachten, daß die Anodenspannung nicht durch einen Vorwiderstand herabgesetzt werden darf, während die Schirmgitterspannung zumindest im normalen Arbeitspunkt den vorgeschriebenen Höchstwert nicht überschreiten soll. Es ist daher ein Spannungsteiler (R_{g2+3}) bzw. bei gleitender Schirmgitterspannung ein Vorwiderstand notwendig, der durch einen Parallelkondensator (C_{g2+3} zirka 0,5 μ F) hochfrequenzmäßig kurzgeschlossen sein muß. Die Zuführung der Hilfsanodenspannung erfolgt ebenfalls über einen Vorwiderstand ($R_a = 30$ k Ω), der zweckmäßig so geschaltet wird, daß er mit dem Kurzwellenkreis in Reihe liegt, um die Dämpfung klein zu halten. Den Schwingkreis des Oszillators legt man nach Möglichkeit in die Anodenzuleitung, um den Einfluß der Änderung der Kapazität des Oszillatorgitters, die durch den Regelvorgang hervorgerufen wird, mit Hilfe der Übersetzung abzuschwächen. Die Vorspannung für das Oszillatorsteuergitter wird mit Hilfe des Gitterblocks (C_{g2} , R_{g3}) automatisch erzeugt. In der Zuleitung zum Gitter wird ein Dämpfungswiderstand (R_D zirka 150 Ω) eingeschaltet, der bei Kurzwellenschaltung eine über den ganzen Wellenbereich ziemlich gleichmäßige Dämpfung ergeben soll und dadurch die Oszillatoramplitude annähernd gleich groß hält. Die Grundvorspannung für das HF-Steuergeritter kann durch einen Kathodenwiderstand (R_k zirka 200—400 Ω und C_k zirka 0,1 μ F) erzeugt werden, doch geht man heute immer mehr dazu über, ohne Grundvorspannung zu arbeiten und dadurch diese Glieder zu sparen. Die Zuführung der Regelspannung erfolgt über das Regelglied (R_s zirka 1—2 M Ω , C_s zirka 50000 pF). Bei der Röhre ECH 11 kann die Schirmgitterspannung vom gleichen Vorwiderstand abgenommen werden, der zur Herabsetzung der Schirmgitterspannung für die ZF-Röhre dient.

Für die Wahl der Zwischenfrequenz bieten sich praktisch drei Möglichkeiten. 1. ZF ca. 120 kHz. 2. ZF ca. 465—473 kHz. 3. ZF = 1600 kHz. Die am meisten benutzte ZF liegt bei 468 kHz (international freie Welle), weil damit eine gute ZF-Verstärkung erzielt wird und vor der Mischstufe kein besonderer Aufwand an Selektionsmitteln nötig ist. Bei ZF = 120 kHz ist zwar die Verstärkung am größten, man muß jedoch vor der Mischröhre unbedingt ein Bandfilter verwenden, um Störungen durch Spiegelwellen zu verhindern. Die ZF = 1600 kHz ermöglicht den Bau des schaltungsmäßig besonders einfachen Einbereich-Supers (nicht abgestimmter Eingangskreis — Spulenumschaltung überflüssig). Die erzielbare Verstärkung und Trennschärfe ist aber gering, und Streuungen der Röhrenkapazitäten machen sich bei Serienfabrikation unangenehm bemerkbar.

Endröhren

Kennbuchstaben: D Endtriode / Dreipolendröhre
L Endpentode / Fünfpolendröhre

. D .
. DD .
. L .
. CL .

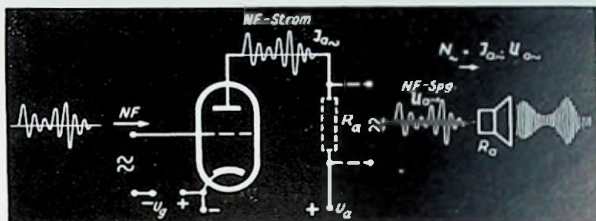


Bild 88. Grundsätzliche Darstellung des Verstärkungs Vorganges in der Endstufe

Grundsätzliches: Von den verschiedenen Röhrentypen, die im modernen Rundfunkempfänger zu finden sind, ist die Endröhre zweifellos die wichtigste. Sie muß in jedem, auch dem kleinsten Empfänger vorhanden sein, um die für den Betrieb des Lautsprechers erforderliche Sprechleistung zu erzeugen. Im Gegensatz zu den Röhren der Vorstufen, die möglichst leistungslos, d. h. nur spannungsverstärkend, arbeiten, hat die Endröhre in erster Linie die Aufgabe, die durch die Vorstufen genügend verstärkte Sprechwechselspannung in Wechselstromsprechleistung umzuformen. Die notwendige elektrische Gleichstromleistung wird dabei entweder von der Anodenbatterie (sog. Batterieempfänger) oder vom Netz bzw. vom Netzgleichrichterteil (sog. Gleich- oder Wechselstrom-Netzempfänger) geliefert. Das von den Vorstufen gelieferte Tonfrequenzband soll möglichst ohne Benachteiligung wichtiger Frequenzgebiete und ohne Erzeugung unzulässiger Verzerrungen in Leistung umgewandelt werden. Die erzeugte Leistung soll entsprechend den geforderten Wiedergabebedingungen ausreichend sein, auch die höchsten zu erwartenden Lautstärke Spitzen einwandfrei wiederzugeben. Die notwendige Lautstärken- und Bandbreitenregelung wird zum Teil vor der Endstufe, zum Teil schon bei der Vorverstärkung vorgenommen. In der Endstufe selbst kommt durch die Steuerungwirkung des Gitters gleichzeitig auch eine mehr oder weniger große Spannungsverstärkung zustande, die insbesondere davon abhängt, ob eine Eingitter- oder eine Mehrgitterröhre verwendet wird. Je nach der Größe dieser Spannungsverstärkung muß die niederfrequente Vorverstärkung des Empfängers entsprechend bemessen werden, um eine ausreichende Aussteuerung der Endröhre sicherzustellen, wobei auf eine etwaige Uebersteuerung des HF-Gleichrichters Rücksicht zu nehmen ist. Besonderes Augenmerk verdient die Wahl der Betriebsspannungen, insbesondere der Gittervorspannung, und des Anpassungswiderstandes, damit die Endröhre richtig arbeitet und voll ausgenutzt werden kann.

Die Entwicklung hat im Laufe der Zeit eine ganze Reihe von Endröhren auf den Markt gebracht, die, eine aus der anderen aufbauend, immer wieder Verbesse-

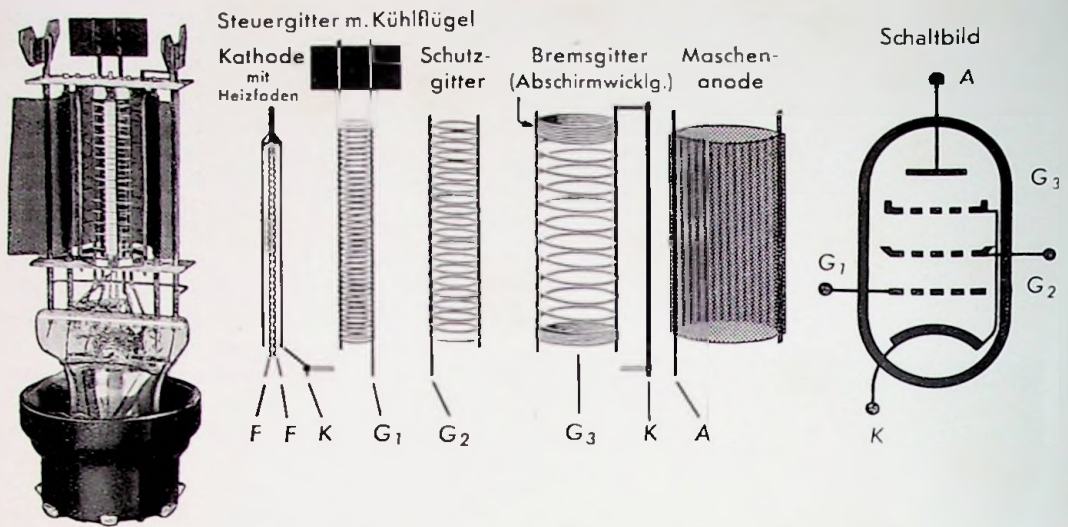


Bild 89. Grundsätzlicher Aufbau einer Endpentode (Beispiel AL 4)

rungen der bestehenden Typen brachten und zu den heute fast allgemein gebräuchlichen Hochleistungs-Endröhren führten. In erster Linie wird heute die Endpentode (Dreigitterröhre) verwendet, während man die Endtriode (Eingitterröhre) fast nur in Spitzengeräten benutzt, von denen höchste Qualität der Wiedergabe gefordert wird. Im übrigen ist es jedoch möglich, die Endpentode durch Anwendung der sog. Gegenkopplung wiedergabemäßig weitgehend zu verbessern und an die Eigenschaften einer Triode anzugleichen.

Erforderliche Sprechleistung

Die für einen bestimmten Empfänger erforderliche Sprechleistung ergibt sich aus den Anforderungen, die in bezug auf Lautstärke und Qualität der Wiedergabe gestellt werden unter Berücksichtigung der aufwendbaren Kosten für Schaltungsaufbau und Betrieb. Die benötigte Lautstärke wird natürlich in erster Linie davon abhängen, ob es sich um einen normalen Rundfunkempfänger oder um ein Spezialgerät (Kraftverstärker für größere Räume u. ä.) handelt. Der Sprechleistungsbedarf eines normalen Rundfunkempfängers hat sich im Laufe der Zeit stark nach oben verschoben. Dies ist einmal dadurch bedingt, daß man immer mehr dazu überging, die tieferen Töne in der Wiedergabe mit einzu beziehen und andererseits dadurch, daß man die Röhre bei normaler durchschnittlicher Lautstärke nicht voll aussteuern will, damit eine entsprechende Leistungsreserve vorhanden ist, um auch die lautstärksten Stellen, die in der Wiedergabe auftreten, ohne starke Verzerrung wiederzugeben. Außerdem bedingt noch der Uebergang von dem früher verwendeten magnetischen Lautsprecher zum dynamischen eine gewisse Erhöhung des Leistungsbedarfes. Der dynamische Lautsprecher besitzt nicht nur im allgemeinen einen etwas geringeren Wirkungsgrad, sondern er benötigt einen besonderen Uebertrager, der auch einen bestimmten Leistungsverlust (20 bis 25 %) verursacht.

Die in den modernen Rundfunkgeräten übliche Sprechleistung ist je nach Gerätetyp und Preisniveau sehr verschieden. Während kleinere Batterieempfänger mit Rücksicht auf geringen Leistungsverbrauch mit Sprechleistungen von 0,2 bis 0,4 Watt auskommen müssen, haben kleinere Netzempfänger mit Freischwinger-Lautsprecher (z. B. Volksempfänger) etwa 1,5 Watt zur Verfügung.

In größeren Empfängern mit dynamischem Lautsprecher, die einen großen Wiedergabebereich besitzen, hält man einen Sprechleistungsbedarf von 3 bis 4 Watt als erforderlich, während man Spitzengeräte mit Sprechleistungen bis 10 Watt ausstattet und bei Anwendung von Dynamikentzerrungsschaltungen bis zu 25 Watt verlangen wird. Gehörmäßig betrachtet ist es nämlich notwendig, für die tieferen Töne eine mit abnehmender Tonhöhe wachsende elektrische Leistung aufzuwenden, um eine bestimmte Lautstärke zu erzielen. So ist es zu erklären, daß mit der Erweiterung des wiedergegebenen Frequenzbandes nach tiefen Tönen zu der Bedarf an elektrischer Sprechleistung größer wurde. Während man früher das Tonband nach unten zu nur bis zu etwa 300 oder 200 Hz vom Lautsprecher abstrahlte, geht man heute bis zu 50, ja bis zu 30 Hz herunter. Bei Kraftverstärkern berechnet man die notwendige Sprechleistung überschlägig nach der zu bestrahlenden Fläche bzw. nach der Anzahl der zu erfassenden Zuhörer. So hält man z. B. für eine Fläche von 35 qm eine Sprechleistung von 1 Watt bzw. bei größeren Ansammlungen 1 Watt für je 100 Zuhörer notwendig. Diese Werte werden natürlich durch den Lautsprecherwirkungsgrad und die Geräuschverhältnisse beeinflußt (z. B. für Kleinlautsprecher dreifache, für Großlautsprecher ein Drittel, im Freien doppelte, in Tanzsälen zehnfache Leistung).

Auf Grund der unter diesen Gesichtspunkten festgelegten bzw. ermittelten Sprechleistung kann man unter den vorhandenen Endröhren die Auswahl treffen bzw. entscheiden, ob einfache A-Verstärkung oder Gegentaktschaltung verwendet werden soll. Die in den Röhrentabellen für die einzelnen Röhren angegebene Sprechleistung stellt die bei voll ausgesteuerter Röhre an der Anode abnehmbare Wechselstromleistung dar, bei der ein Klirrfaktor von 10 % (Pentode) bzw. 5 % (Triode) auftritt.

Auswahl
der Endröhre

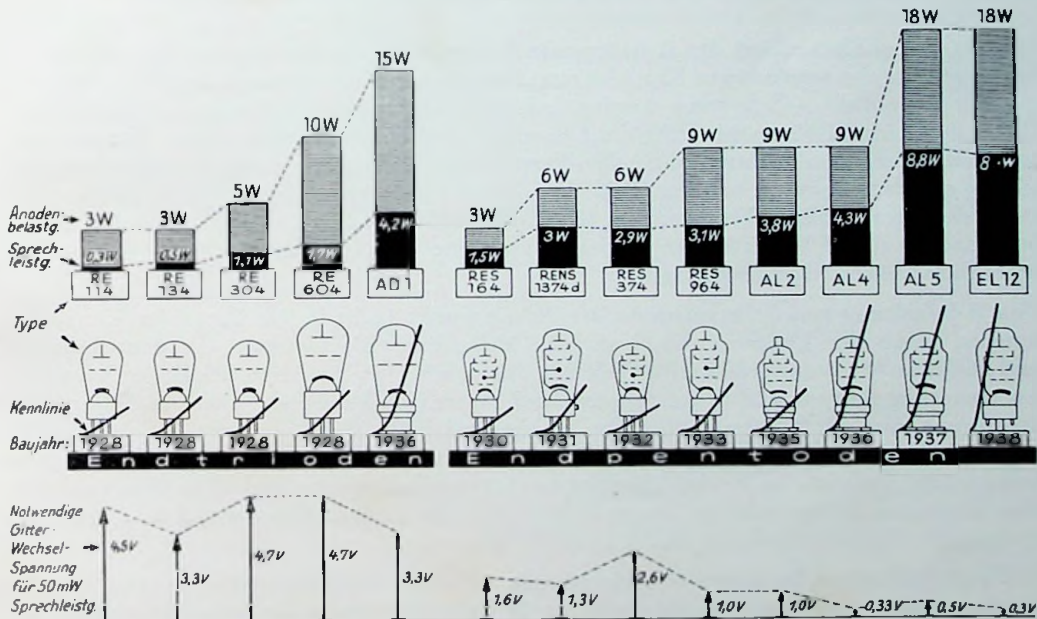


Bild 90. Die Entwicklung der Endröhren (Wirkungsgrad, Sprechleistung, Steilheit und Gitterwechselspannungsbedarf)

Die Vorteile der Hochleistungsendröhren. Die große Sprechleistung der modernen Endröhren stellt also in erster Linie eine genügend große Leistungsreserve für die Wiedergabe sicher, die dazu dient, auch die tiefen Töne großer Lautstärke, die eine große Sprechleistung erfordern, unverzerrt wiederzugeben. Es ist dadurch auch möglich, durch eine sog. Baßanhebung die tiefen Töne elektrisch zu bevorzugen und dadurch das Klangbild natürlicher zu gestalten. Die große Eigenverstärkung ermöglicht es, mit einer einfachen NF-Vorstufe auszukommen bzw. durch Anwendung der Gegenkopplung die in der Röhre entstehenden Verzerrungen weitgehend zum Verschwinden zu bringen.

Schaltungsarten

Schaltungshinweise: Für die Verwendung der Endröhren bestehen verschiedene Schaltungsmöglichkeiten, von denen die wichtigsten die normale sog. A-Schaltung, die Gegentakt-A-Schaltung bzw. A-B-Schaltung und die Gegentakt-B-Schaltung mit Ausnutzung des Gitterstrombereiches sind.

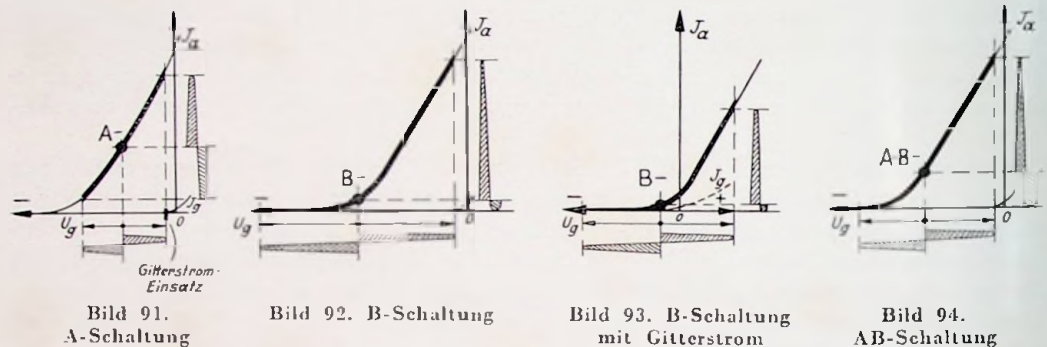


Bild 91—94. Die verschiedenen Schaltungsmöglichkeiten für Endröhren

A-Schaltung

Bei der A-Schaltung liegt der Arbeitspunkt in der Mitte des ausnutzbaren Bereiches der Kennlinie, der sich vom unteren Knick bis zum Einsetzen des Gitterstromes erstreckt (Bild 91). Bei der Gegentakt-A-Schaltung werden 2 Röhren gleicher Type verwendet, wobei dem Gitter der beiden Röhren mit Hilfe des Eingangstransformators gegenphasige Spannungen zugeführt werden, die dann nach der Verstärkung durch den Ausgangstransformator wieder zusammengesetzt werden (Bild 95). Dabei heben sich alle in der Endröhre entstehenden geradzahligigen Verzerrungen (2., 4. Oberwelle usw.) auf, so daß sich insbesondere bei Trioden, deren Verzerrungen in der Hauptsache geradzahligiger Art sind, ein außerordentlich kleiner Klirrfaktor ergibt.

B-Schaltung

Von B-Schaltung spricht man, wenn der Arbeitspunkt nicht in der Mitte der Kennlinie, sondern gegen den Fußpunkt zu liegt, eine Maßnahme, die kleinsten Anodenruhestrom und höchsten Wirkungsgrad ergibt (Bild 92). Da sich bei einer solchen Schaltung bei voller Aussteuerung naturgemäß Verzerrungen ergeben, ist ihre Verwendung nur in Gegentaktanordnung, also mit 2 Röhren, möglich. Eine besondere Art der Gegentakt-B-Schaltung ist jedoch dadurch gegeben, daß man die Kennlinie bis in den Bereich aussteuert, in dem Gitterstrom auftritt, d. h. bei positiven Gitterspannungen (Bild 93). Sie erfordert eine besonders leistungsfähige Vorstufe, die man als Treiberröhre bezeichnet, und entsprechende Spezialendröhren (KDD 1, EDD 11).

AB-Schaltung

In Netzeempfängern, bei denen es nicht so sehr auf einen möglichst geringen Anodenruhestrom, sondern mehr auf eine möglichst große Sprechleistung ankommt, hat sich die sogenannte Gegentakt-AB-Schaltung als vorteilhaft erwiesen. Dabei wird der Arbeitspunkt nicht bis zum unteren Knick, sondern nur etwas tiefer als bei der normalen A-Schaltung gelegt (Bild 94). Es sei gleichzeitig darauf hingewiesen, daß bei der reinen B-Schaltung

in solchen Empfängern die automatische Erzeugung der Gittervorspannung Schwierigkeiten bereitet, weil der Anodengleichstrom von der jeweiligen Aussteuerung abhängt.

Die Gegentaktschaltung bietet bei Verwendung zweier Röhren gleicher Type die Möglichkeit, mit A-Schaltung etwa die doppelte, mit AB-Schaltung die zwei- bis dreifache Sprechleistung einer einfachen Stufe zu erzielen. Allerdings ist dazu auch ungefähr die doppelte Anoden-Gleichstromleistung notwendig, da beide Röhren bei der A-Schaltung im normalen Arbeitspunkt, bei der AB-Schaltung dagegen nur mit etwas größerer negativer Gittervorspannung arbeiten. Für das einwandfreie Arbeiten der Gegentaktschaltung ist es notwendig, daß beide Röhren auf den gleichen Arbeitspunkt eingestellt sind. Dies erreicht man entweder von vornherein durch Verwendung zweier elektrisch vollkommen übereinstimmender Röhren oder dadurch, daß man einen Kathodenwiderstand regelbar macht und damit die Arbeitspunkte auf den gleichen Anodenstrom einstellt. Zweckmäßig ist auch bei großer Gittervorspannung (z. B. $2 \times AD 1$) die Verwendung zweier getrennter Heizwicklungen.

Gegentaktschaltung

Bei Gegentaktschaltung müssen zwei Röhren gleicher Type verwendet werden, und der Arbeitspunkt soll durch Verwendung getrennter Kathodenwiderstände für jede Röhre besonders eingestellt werden. Andernfalls kann durch die Röhrenstreuung eine Überlastung einer Röhre entstehen. Lediglich für die AB-Schaltung ist ein gemeinsamer Kathodenwiderstand zulässig, wenn der Anodenruhestrom eine bestimmte Grenze (z. B. 25 mA) nicht überschreitet. Sowohl für den Eingang als auch für den Ausgang der Gegentaktstufe ist ein Spezialübertrager (mit unterteilter Wicklung) notwendig. Der Netzteil bzw. die Spannungsquelle muß in der Lage sein, die notwendige Anodenleistung zu liefern. Darauf ist bei Bemessung des Netzteiles zu achten.

Die bei einer Gegentakt-AB-Schaltung mit Endpentoden erzielbare Sprechleistung und der bei Aussteuerung bis zum Gitterstromereinsatz auftretende Klirrfaktor in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt bzw. vom Außenwiderstand zeigt Bild 96. als Beispiel für $2 \times AL 4$ bzw. $2 \times EL 11$. Man sieht, daß man mit einem Arbeitspunkt von 20 mA den geringsten Klirrfaktor (zirka 0,5 %) bei einer Sprechleistung von etwa 6,5 W erzielt, wenn man den Außenwiderstand R_a mit 9000Ω (von Anode zu Anode) festlegt.

Der Ausgangsübertrager muß die Anpassungsbedingungen ebenso wie bei der einfachen A-Schaltung erfüllen, wobei für die A-Schaltung grundsätzlich die Gesamtwicklung den zweifachen Wert des günstigsten Anpassungswiderstandes einer Stufe ergeben muß. Zum

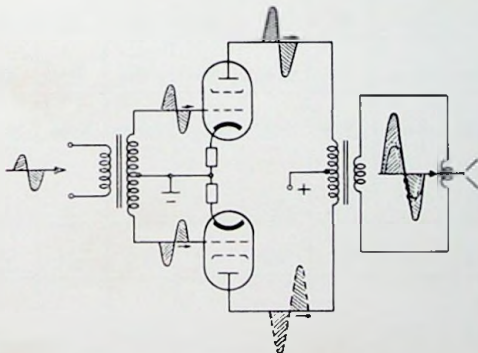


Bild 95.

Prinzipschaltung einer Gegentaktstufe

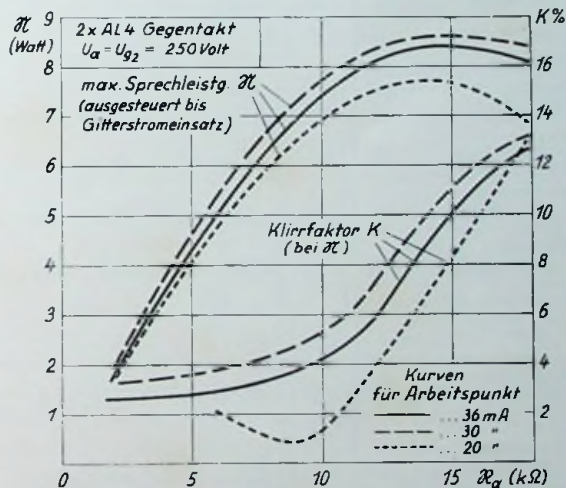


Bild 96.

Gegentakt-A- bzw. AB-Schaltung für 3 verschiedene Arbeitspunkte (Klirrfaktor k und Sprechleistung P) in Abhängigkeit vom Außenwiderstand R_a

Teil erweisen sich allerdings andere Werte als zweckmäßiger, um die Vorteile der Gegentaktschaltung (insbesondere bei AB-Betrieb bzw. bei Pentoden) verzerrungsmäßig besser auszunutzen.

Triode oder Pentode? Für die einzelnen Schaltungsarten können sowohl Trioden als auch Pentoden verwendet werden. Praktisch haben sich jedoch für die Triode und Pentode verschiedene Schaltungen als vorteilhaft erwiesen. So wird z. B. bei der einfachen A-Verstärkung die Pentode im allgemeinen vorgezogen, weil sie eine größere Verstärkung und einen besseren Wirkungsgrad besitzt. Für die Gegentaktstufe (Bild 95) ist dagegen besonders die Triode zweckmäßig, weil diese Schaltung die Eigentümlichkeit aufweist, daß die bei der Verstärkung durch die Röhre verursachten geradzahigen Oberwellen durch die Gegentaktwirkung ausgelöscht werden. Geradzahige Oberwellen entstehen aber vorwiegend bei der Triode, während die Pentode in erster Linie ungeradzahige

Vergleichsdaten der

Werte

Tabelle II

	Endpentoden												
	EL 12	AL 5	EL 11	AL 4	AL 2	AL 1 RES 96.4	RENS 1374 d	RES 664 d	RES 374	RES 174 d	RES 164 (d)	CL 4	CL 2
Heizart	indir.	indir.	indir.	indir.	indir.	dir.	indir.	dir.	dir.	dir.	dir.	indir.	indir.
Heizspannung . . U_f	6,3	4	6,3	4	4	4	4	4	4	4	4	26 (33)	24
Heizstrom I_f	1,3	2	0,9	1,75	1,0	1,1	1,1	0,6	0,25	0,15	0,15	0,2	0,2
Anodenbelastung N_a max.	18	18	9	9	9	9	6	12	6	3	3	9	8
Schutzgitterbelastung N_{g_2} 0 max.	2,5	2	1,2	1,5	1,5	2,5	3	2	1	0,5	0,5	2	1
Anodenspannung . U_a	250	250	250	250	250	250	250	400	300	250	250	200	200
Schutzgitter- spannung . . . U_{g_2}	250	275	250	250	250	250	250	200	200	150	80	200	100
Gittervor- spannung . . . U_{g_1}	-7	-14	-6	-6	-25	-15	-18	-25	-42	-19	-12	-8,5	-19
Anodenstrom . . J_a	72	72	36	36	36	36	24	30	20	12	12	45	40
Schutzgitterstrom J_{g_2}	8	7	4	5	5	7	10	7	1,2	3	1,9	6	5
Steilheit S	15	8,5	9	9,5	2,6	2,8	2,5	3,5	1,5	1,3	1,4	8,0	3,1
Innen- widerstand . . . R_i	30	22	50	50	60	43	70	25	25	45	60	45	23
Kathoden- widerstand . . . R_k	90	175	150	150	600	350	500	700	2000	1300	850	170	400
Günstiger Außen- widerstand . . . R_a	3500	3500	7000	7000	7000	7000	16 000	13000	15000	6000	10000	4500	5000
Max. zul. Gitter- ableitwiderstand R_{g_1} max. ¹	0,7	0,7	1	1	0,7	0,8	1	0,6	1,5	1,5	1,5	1	0,7
Empfindlichkeit (f. 50 mW) . . u_{g_1} eff	0,3	0,5	0,33	0,33	1,0	1,1	1,3	1,5	2,6	2,3	1,4	0,4	1,3
Gitterwechsel- spannungsbedarf (für 9l) . . . u_{g_1} eff	4,5	9,1	4,2	3,6	11,0	9,7	9,5	16	20,0	9,0	9,0	5	8,8
Max. erzielbare Sprechleistung . . 9l	8,0	8,8	4,5	4,3	3,8	3,1	2,9	5,8	3,0	0,6	1,5	4,0	3,0

¹ Nur bei automatischer Gittervorspannungserzeugung.

Oberwellen ergibt. Will man Pentoden in Gegentaktschaltung verwenden, so ist es vorteilhaft, die Anpassung so zu wählen, daß die Verzerrungen zum großen Teil aus geradzahligem Oberwellen bestehen, die sich dann durch die Gegentaktwirkung kompensieren. Der grundlegende Unterschied zwischen der Arbeitsweise einer Triode und einer Pentode läßt sich am anschaulichsten erkennen, wenn man den Verstärkungsvorgang an Hand der Kennlinienfelder zweier solcher Typen vergleicht. In Bild 97 ist dieser Vergleich für die beiden Röhren AD 1 (Endtriode) und AL 4 bzw. EL 11 (Endpentoden) durchgeführt. In die beiden I_a - U_a -Kennlinienfelder ist die Widerstandsgerade für den günstigsten Außenwiderstand eingezeichnet, und nach dem auf S. 97 beschriebenen Verfahren die Leistung graphisch ermittelt. Dabei ergibt sich, daß die Triode bei einer zugeführten Gleichstromleistung N_a von 15 W eine Wechselstromleistung \mathcal{N} von etwa 4,2 W abzugeben vermag und dazu eine Gitterwechselspannung von zirka 30 V eff. erfordert. Bei der Endpentode

Telefunken-Endröhren

annäherungsweise

Endpentoden						Endtrioden						2 V-Röhren			
CL 1	VL 4	VL 1	VCL 11	BL 2	RENS 1823 d	AD 1	RE 604	RE 304	RE 134	RE 114	EDD 11 + EBC 11	KL 1	KL 2	KDD 1 (+ KC 3)	
indir.	indir.	indir.	indir.	indir.	indir.	dir.	dir.	dir.	dir.	dir.	indir.	dir.	dir.	dir.	—
13	110	55	90	30	20	4	4	4	4	4	6.3	2	2	2	Volt
0,2	0,05	0,05	0,05	0,18	0,18	0,95	0,65	0,3	0,15	0,15	0,4	0,15	0,27	0,22	Amp
8	9	5	4	8	5	15	10	5	3	3	2 × 3	1,5	2,5	*	Watt
1,3	2	1	0,5	1,5	3	—	—	—	—	—	—	0,3	0,5	—	Watt
200	200	200	200	200	200	250	250	250	250	150	250	135	135	135	Volt
200	200	200	200	100	200	—	—	—	—	—	—	100	135	—	Volt
— 14	— 8,5	— 14	— 4,5	— 20	— 18	— 45	— 45	— 32	— 17	— 15	— 6,3	— 6	— 12	0	Volt
25	45	25	12	40	20	60	40	20	12	13	2 × 3,5	8	18	2 × 1,5	mA
3,3	6	3,5	1,3	6	8	—	—	—	—	—	—	1,2	2	—	mA
2,5	8	2,2	5	3,0	1,7	6,0	2,5	1,9	2,0	1,3	*	1,7	2,0	*	mA/V
50	45	50	60	20	40	0,67	1,4	2,6	4,6	4	*	100	30	*	kΩ
500	170	500	315	450	650	750	1100	1600	1500	1200	—	—	—	—	Ω
8000	4500	8000	17000	5000	10000	2300	3500	5200	12000	4000	16000	14000	6000	10000	Ω
1	1	0,7	0,7	1	1	0,7	1	1,5	1,5	1,5	—	1,5	1	—	MΩ
1,3	0,4	1,8	0,4	2,0	2,0	3,3	4,7	4,7	3,3	5,5	0,2	1,2	1,5	0,35	V eff.
9	5,0	10	3,0	12	11,5	30,0	27,0	22,0	12,0	13,0	4,0	3,6	8	2	V eff.
1,8	4	1,6	0,8	2	1,7	4,2	1,7	1,1	0,65	0,3	5,5	0,36	0,8	2	Watt

* Diese Werte gelten für feste Gittervorspannung.

* Näheres s. Beschreibung

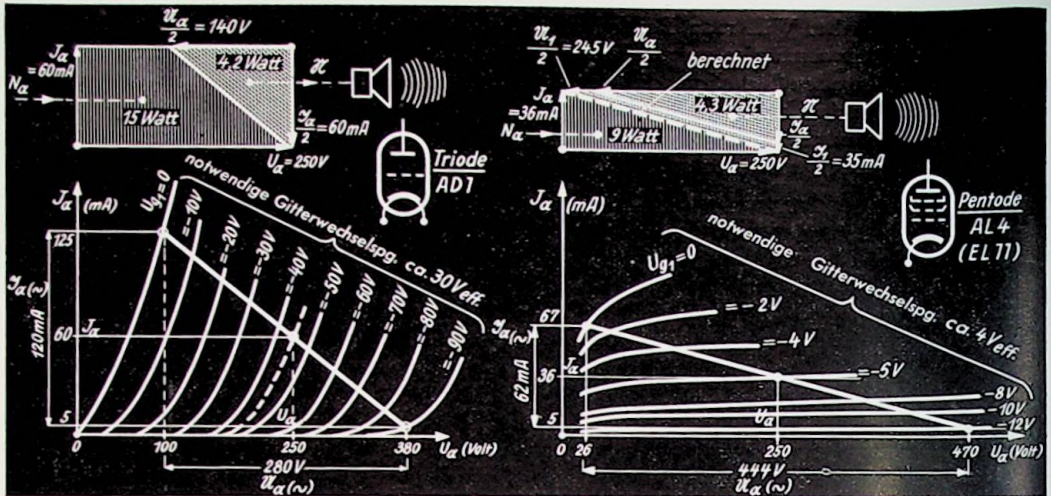


Bild 97. Vergleich zwischen der Leistungsumformung in einer Endtriode (AD 1) und in einer Endpentode (AL 4 bzw. EL 11). Vergleich in bezug auf Wirkungsgrad und Gitterwechselspannungsbedarf

AL 4 bzw. EL 11 dagegen ist es möglich, mit einer zugeführten Gleichstromleistung von $N_{\alpha} = 9 \text{ W}$ eine Sprechleistung \mathfrak{N} von etwa $4,3 \text{ W}$ zu erzielen, wobei eine Gitterwechselspannung von nur 4 V eff erforderlich ist. Die Ermittlung der Sprechleistung erfolgte in diesem Fall durch genauere Berechnung aus den auf S. 96 dargelegten Verzerrungsgründen. Aus dieser Gegenüberstellung ergibt sich, daß die Endpentode einen wesentlich besseren Wirkungsgrad und eine ungleich höhere Eigenverstärkung besitzt. Allerdings erkennt man schon aus der Betrachtung des Kennlinienfeldes, daß die entstehenden Verzerrungen wegen der ungleichmäßigen Abstände der Kennlinien bei der Pentode wesentlich größer sind als bei der Triode. Ein weiterer Vorteil der Triode ist ihr kleinerer Innenwiderstand, der eine Dämpfung unerwünschter Resonanzstellen darstellt und eine gleichmäßigere Verstärkung des Tonbandes sichert.

Wegen des geringeren Wirkungsgrades und der kleineren Eigenverstärkung wird jedoch die Triode, trotzdem sie verzerrungsmäßig der Pentode überlegen ist, in erster Linie in Geräten verwendet, wo größter Wert auf eine gute Wiedergabe ohne Rücksicht auf Aufwand und Leistungsbedarf gelegt wird. Im übrigen bietet die sogenannte Gegenkopplung die Möglichkeit, die Verstärkungseigenschaften einer Pentode denen einer Triode weitgehend anzupassen. Bei Empfängern, bei denen es auf einen möglichst geringen Leistungsbedarf ankommt, sucht man sogenannte Sparschaltungen zu verwenden. Die Notwendigkeit hierfür ist z. B. beim Batterieempfänger, unter Umständen auch beim Autoempfänger gegeben. Eine solche Sparschaltung ist z. B. die Gegentakt-B-Verstärkung mit Ausnutzung des Gitterstrombereiches unter Verwendung einer Doppelröhre (KDD 1 bzw. EDD 11). Der Anodenstrombedarf richtet sich bei dieser Schaltung nach der abgegebenen Sprechleistung. Es ist aber auch mit Hilfe einer Kunstschaltung möglich, eine solche Sparwirkung mit normalen Röhren zu erzielen. Ein Beispiel hierfür bietet die Anodenstromsparschaltung mit Hilfe eines Detektors, wie sie im Volksempfänger für Batteriebetrieb (VE 301 B 2) verwendet wird.

Außenwiderstand

Wie groß soll der wirksame Außenwiderstand sein? Sowohl die Größe der erzielbaren Sprechleistung als auch die dabei auftretenden Verzerrungen sind sehr stark abhängig von der Wahl des Außenwiderstandes. Dabei verhalten sich die beiden Röhrentypen Triode und Pentode jedoch grundlegend verschieden. Bei der Triode müßte man den Außenwiderstand mit Rücksicht auf Verzerrungen möglichst groß wählen (Bild 98). Dies hängt damit zusammen, daß die Widerstandsgerade um so flacher im Kennlinienfeld liegt, je größer der Außenwiderstand ist. Dadurch wird das untere Kennliniengebiet,

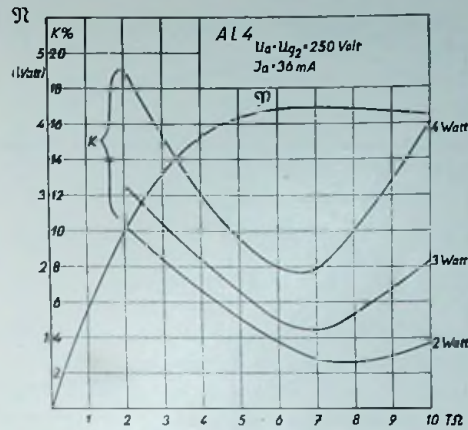
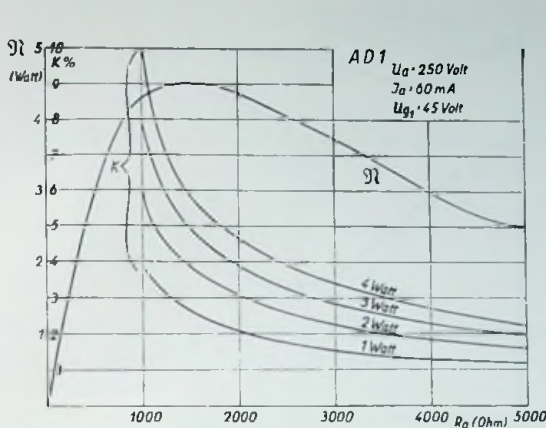


Bild 98. Leistungskurven einer Endtriode (AD 1) Bild 99. Leistungskurven einer Endpentode (AL 4)
 K = Klirrfaktor, \mathcal{R} = max. erzielbare Nutzleistung bei Aussteuerung bis zum Gitterstromeinsatz

in dem eine Zusammendrängung vorhanden ist, immer weniger bestrichen; der Verstärkungsvorgang spielt sich vielmehr in dem Bereich ab, in dem der Abstand zwischen den einzelnen Kennlinien fast gleich groß ist. Allerdings nimmt die erzielbare Leistung gleichzeitig immer mehr ab, weil die Stromaussteuerung immer geringer und damit das Leistungsdreieck immer schmäler wird. Die größte Sprechleistung könnte man erzielen, wenn man den Außenwiderstand doppelt so groß wählt wie den Innenwiderstand. Man geht jedoch praktisch bis zum drei- bis fünffachen Wert des Innenwiderstandes und erreicht dadurch eine bedeutend geringere Verzerrung, ohne daß die erzielbare Sprechleistung allzu stark absinkt.

Bei der Pentode wählt man den Außenwiderstand stets wesentlich kleiner als den Innenwiderstand. Wie aus Bild 99 hervorgeht, besitzt der Klirrfaktor bei einem bestimmten Außenwiderstand einen scharf ausgeprägten Mindestwert. Die Leistung steigt jedoch noch bei größeren Außenwiderständen etwas an. Praktisch wählt man den Außenwiderstand meist so, daß er dem Verhältnis Anodengleichspannung zu Anodengleichstrom

entspricht ($\mathcal{R}_a = \frac{U_a}{J_a}$). Der Arbeitspunkt liegt dann ungefähr an der Stelle, an der die geradzahigen Oberwellen fast vollkommen verschwinden.

Wie aus Bild 99 zu ersehen ist, steigen die Verzerrungen sowohl bei kleineren als auch bei größeren Außenwiderständen bei der Pentode rasch an. Da sich der wirksame Außenwiderstand wegen der Frequenzabhängigkeit des Lautsprecherwiderstandes mit der Frequenz ändert, so ergeben bei der Pentode insbesondere die hohen Frequenzen stärkere Verzerrungen. Dies gleicht sich allerdings zum Teil dadurch wieder aus, daß die Sprechleistung bei den hohen Tönen verhältnismäßig klein ist. Darauf ist auch bei Anschluß eines zweiten Lautsprechers zu achten, der einen möglichst großen Anpassungswiderstand besitzen soll, um zu verhindern, daß der Wert des Außenwiderstandes durch die Parallelschaltung zu stark verkleinert wird.

Die Zusammensetzung der Verzerrungen ist von der Größe des wirksamen Außenwiderstandes abhängig und außerdem bei Pentode und Triode grundsätzlich verschieden. Bild 100 zeigt die Verhältnisse bei der Triode. Man sieht, daß die Verzerrungen praktisch ausschließlich aus geradzahigen Oberwellen bestehen (hauptsächlich 2. und 4. harmonische). Bei der Pentode (Bild 101) setzen sich die Verzerrungen hauptsächlich aus 2. und 3. Harmonischen zusammen, wobei es einen Punkt gibt, bei dem die 2. Harmonische fast vollkommen verschwindet. In der Nähe dieses Punktes wird im allgemeinen der Arbeitspunkt für die A-Schaltung gelegt, während bei der AB-Schaltung aus den auf S. 51 angeführten Gründen eine andere Anpassung zweckmäßiger ist.

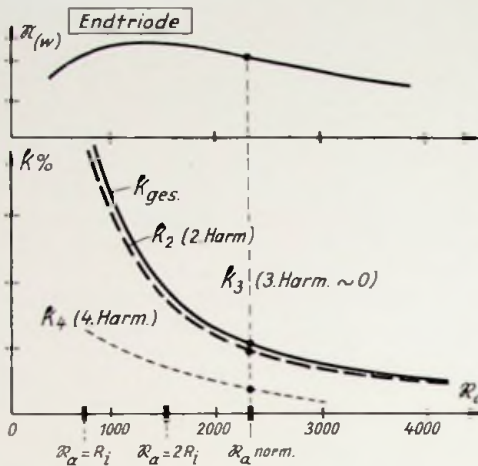


Bild 100. Endtriode (AD 1)

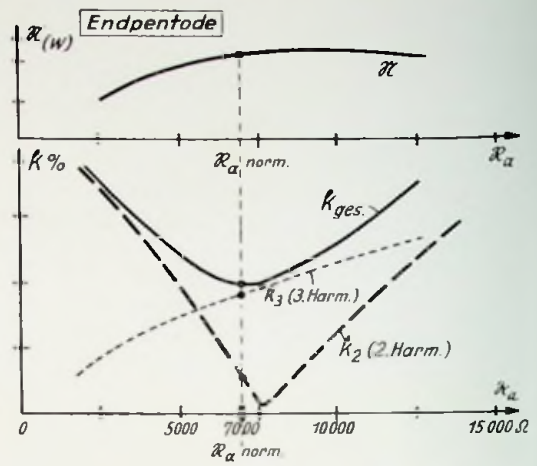


Bild 101. Endpentode (AL 1, AL 4, EL 11 usw.)

Bild 100—101. Zusammensetzung der Verzerrungen und erzielbare Sprechleistung in Abhängigkeit vom Außenwiderstand bei Triode und Pentode

Ausgangsübertrager

Der Ausgangsübertrager bezweckt die Anpassung eines vom günstigsten Außenwiderstand abweichenden Wertes des Lautsprecherwiderstandes an die Endröhre durch ein entsprechendes Uebersetzungsverhältnis. Notwendig ist ein Ausgangsübertrager besonders bei dynamischem Lautsprecher mit kleinem Widerstand der Schwingspule.

Bei Endröhren mit schwachem Anodenstrom, z. B. RES 164 und dergleichen, die in Verbindung mit einem magnetischen Lautsprecher verwendet werden, ist der Lautsprecher unmittelbar in die Anodenzuleitung geschaltet. Die Lautsprecherwicklung muß dann so bemessen sein, daß sie direkt den günstigsten Anpassungswiderstand ergibt. Weicht der Lautsprecherwiderstand von diesem Wert ab, so kann man ihn durch einen Ausgangsübertrager an die betreffende Endröhre anpassen. Die Uebertragung des wirksamen Lautsprecherwiderstandes erfolgt dann quadratisch mit dem Uebersetzungsverhältnis. Ist z. B. das Windungsverhältnis mit 1 : 5 gewählt, so wird der Lautsprecherwiderstand auf den 25-fachen Wert herauf- bzw. heruntertransformiert. Er wird also auf den 25-fachen Wert gebracht, wenn in der Anodenzuleitung die Spule größerer Windungszahl liegt. Ein solcher Ausgangsübertrager bietet außerdem den Vorteil, daß die Lautsprecherwicklung nicht vom Anodengleichstrom durchflossen und dadurch vormagnetisiert wird.

Bei Verwendung eines dynamischen Lautsprechers ist ein Ausgangsübertrager stets notwendig, weil der wirksame Widerstand der Schwingspule meist nur wenige Ohm beträgt. Die notwendige Uebersetzung des Uebertragers ergibt sich dann durch Berechnung (s. S. 113).

Bei Gegentaktschaltung muß ein Ausgangsübertrager verwendet werden, der zwei Primärwicklungen besitzt. Die Enden der Primärwicklungen werden zu den beiden Anoden geführt, während die Mittelanzapfung (Verbindungsstelle der beiden Primärwicklungen) mit dem Pluspol der Gleichspannung verbunden wird. In diesem Falle bietet die Verwendung des Ausgangsübertragers noch den Vorteil, daß sich die Wirkung der Anodengleichströme beider Röhren gegenseitig aufheben und dadurch die Vormagnetisierung des Uebertragers fast ganz verschwindet.

Die Siebung. Zu sieben sind die Betriebsgleichspannungen, die von überlagerten Wechselfspannungen befreit werden müssen und die Steuerwechselfspannung, die keine HF-Reste und Brummspannungen enthalten soll. Außerdem muß das Auftreten von Kurzwellen-Störschwingungen verhindert werden (s. Bild 102).

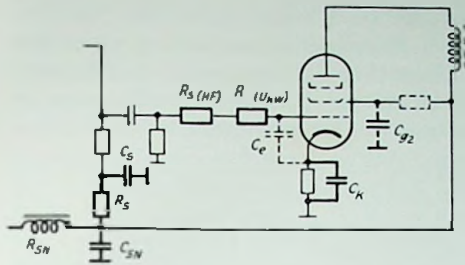


Bild 102. Die notwendigen Siebmittel für die Endstufe

- R_{SN} und C_{SN} Netzsiebung
- R_S und C_S Brummsiebung
- R_S (HF) und C_e HF-Siebung
- R_{UKW} UKW-Siebung
- C_K Siebung der Gittervorspannung
- C_{g2} Siebung der Schirmgitterspannung

Die Siebung der Betriebsgleichspannungen, nämlich der Anodenspannung bzw. Schutzgitterspannung und der Gittervorspannung ist besonders im Netzempfänger sorgfältig durchzuführen. Die von der Gleichrichtung herrührenden überlagerten Wechselspannungen werden im allgemeinen bei Netzempfängern durch die Netzteil-Siebkette beseitigt. Wird die Gittervorspannung dem Netzteil entnommen (halbautomatische Gittervorspannung), so muß die Siebung durch ein besonderes Siebglied erfolgen. Bei vollautomatischer Gittervorspannung, bei der am Kathodenwiderstand die verstärkte Wechselspannung auftritt, ist eine Siebung notwendig, die diese Wechselspannungen für die tiefsten zu verstärkenden Frequenzen kurzschließt (Kathodenkondensator großer Kapazität).

Die dem Steuergitter der Endröhre zugeführte Wechselspannung soll möglichst frei sein von allen unerwünschten Schwingungen. Störend können in erster Linie Reste von Hochfrequenz aus dem HF-Teil und Brummspannungen von den Vorstufen sein. Die HF-Schwingungen können unerwünschte Rückkopplungen mit dem HF-Teil ergeben, während Brummspannungen durch die in der Endröhre stattfindende Verstärkung Störgeräusche ergeben. Die HF-Siebung erfolgt durch einen Hochohmwiderstand, der in die Gitterzuleitung geschaltet wird und in Verbindung mit der Eingangskapazität der Röhre einen Spannungsteiler bildet. An dieser Kapazität, die für Hochfrequenz nur einen sehr geringen Widerstand besitzt, tritt auch nur ein dem Verhältnis Hochohmwiderstand zu Kapazität entsprechender kleiner Teil der HF-Spannung auf. Gegebenenfalls kann diese Kapazität durch Parallelschalten eines kleinen Kondensators (20 bis max. 100 pF) vergrößert werden. Für die Größe des Hochohmwiderstandes ist eine gewisse Grenze dadurch gegeben, daß er in Verbindung mit dem Ableitwiderstand den wirksamen Gitterableitwiderstand bildet, für den ein Höchstwert festgesetzt ist (s. S. 114).

HF-Siebung

Die Brummsiebung der Vorstufen muß um so sorgfältiger vorgenommen werden, je größer die NF-Verstärkung der Endstufe ist. Im allgemeinen besitzt die der Endröhre vorgeschaltete NF-Stufe ein besonderes Siebglied, das gleichzeitig zur Verhinderung niederfrequenter Rückkopplungen dient.

Brummsiebung

Die Gefahr des Auftretens von Ultrakurz-Störschwingungen besteht besonders bei Endröhren mit großer Steilheit (AL 4, CL 4, EL 11, EL 12).

UKW-Siebung

Diese Schwingungen kommen dadurch zustande, daß über die Gitteranodenkapazität eine Rückkopplung stattfindet. Dadurch werden die Schwingungskreise, die von der Eingangs- bzw. Ausgangskapazität zusammen mit der Induktivität der Zuleitungen gebildet werden, zu Schwingungen angeregt. Das Einsetzen dieser Störschwingungen läßt sich dadurch beseitigen, daß man in die Zuleitungen entsprechende Dämpfungswiderstände einschaltet. Diese Widerstände kann man entweder in die Gitterzuleitung oder bei Röhren, die eine Gitterkappe besitzen, zwecks einfacherer Montage in die Anoden- bzw. Schutzgitterzuleitung schalten. Wichtig ist der unmittelbare Anschluß am Sockelkontakt. In der Gitterzuleitung wählt man den Widerstand mit etwa 1000 Ohm, in der Anoden- oder Schutzgitterzuleitung dagegen höchstens mit 200 Ohm, um den Spannungs- bzw. Leistungsverlust klein zu halten.

Klangregelung

Die Klangregelung der Wiedergabe kann entweder im Eingangskreis oder im Ausgangskreis der Endröhre erfolgen, und zwar durch Parallelschalten von Kapazitäten bzw. Klangreglern, die aus Reihenschaltung von Ohmschen Widerständen und Kapazitäten bestehen. Außerdem werden feste Regelglieder vorgesehen, die eine Begrenzung des Frequenzbandes bzw. eine Schwächung bestimmter Frequenzgebiete bezwecken.

Die Wirkungsweise dieser Parallelglieder beruht darauf, daß sie eine Frequenzabhängigkeit des Außenwiderstandes ergeben bzw. mit dem Innenwiderstand der Röhre und einem gegebenenfalls vorhandenen Querwiderstand einen Spannungsteiler bilden. Auf diese Weise wird das Tonband nach höheren Frequenzen zu entsprechend den in Bild 103/105 dargestellten Kurven geschwächt, so daß sich die Verdunkelung der Klangfarbe bzw. eine Baßanhebung in dem gewünschten Maße ergibt.

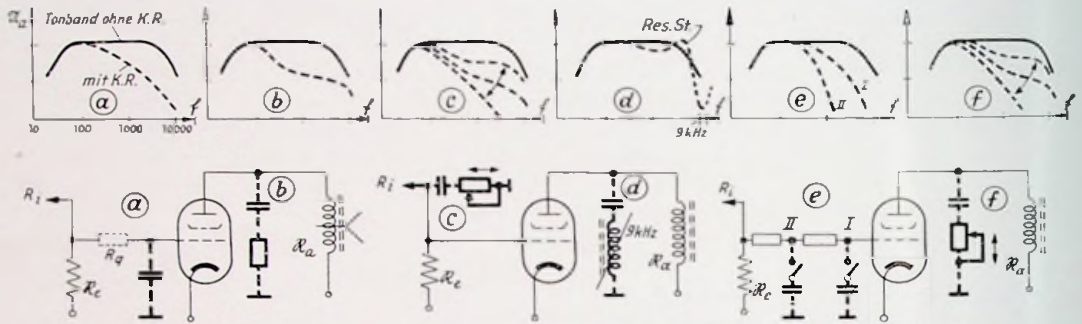


Bild 103.

Feste Bandbescheidung a) im Gitterkreis, b) im Anodenkreis

Bild 104.

Klangregelung im Eingang (c) und 9-kHz-Sperre (b) im Anodenkreis

Bild 105.

Quadratische Klangblende im Gitterkreis (e) und Klangregelung im Anodenkreis (f)

Bild 103—105. Einige Beispiele für Klangregelung in der Endstufe

Bei der Klangregelung hat man daher zu unterscheiden zwischen fester Bandbescheidung, durch die das wiedergegebene Frequenzband von vornherein festgelegt wird, und zwischen der regelbaren Klangbeeinflussung, durch die die Einstellung der Klangfarbe je nach persönlichem Geschmack oder mit Rücksicht auf vorhandene Störungen erfolgt. Die Bescheidung des Tonbandes nach oben zu muß mindestens bei 9000 Hz erfolgen, um zu verhindern, daß die durch Ueberlagerung zweier benachbarter Sender entstehenden Pfeiftöne vom Lautsprecher wiedergegeben werden. Sofern es sich um Empfänger handelt, bei denen ein derartig breites Band bei der HIF-Verstärkung durchkommt (z. B. Spitzenempfänger mit Bandbreitenregelung), ist daher eine sog. 9 kHz-Sperre notwendig. (Bild 104). Diese besteht aus einem auf 9000 Hz abgestimmten Schwingkreis, der entweder im Anodenkreis der Endröhre oder im Anodenkreis der Vorstufe eingeschaltet werden kann. Bei Verwendung von Endpentoden, die grundsätzlich die Eigenschaft haben, die höheren Töne besser zu verstärken, muß man ein sog. Entzerrungsglied (Kondensator und Widerstand s. Bild 103) vorsehen, das dieses Frequenzgebiet in der Verstärkung benachteiligt. Verschiedene Möglichkeiten für eine regelbare Klangblende zeigen die Schaltungen Bild 104 und 105. Dabei handelt es sich anschließend um Klangblenden, die eine Benachteiligung der höheren Frequenzen bewirken. Es besteht natürlich auch die Möglichkeit, nach Wunsch auch die tiefen Frequenzen durch einen Klangregler zu schwächen. Die Notwendigkeit hierfür ergibt sich z. B. beim Empfang von Sprachsendungen, bei denen eine dumpfe Wiedergabe unerwünscht ist. Man kann dafür einen sogen. Sprach- und Musikschalter (s. Bild 317) vorsehen bzw. eine doppelseitig wirkende Klangblende (s. Bild 419) benutzen. Im allgemeinen wird heute in den größeren Geräten die niederfrequente Klangregelung mit der hochfrequenten Bandbreitenregelung gekoppelt (sogen. Zweibandregler).

Klangverbesserung durch Gegenkopplung und Verzerrungskompensation.

Klang-
verbesserung

Mit Hilfe der Gegenkopplung ist es möglich, die in der Endröhre bzw. NF-Vorstufe entstehenden Verzerrungen (linearer und nichtlinearer Art) wesentlich herabzusetzen. Die hierzu notwendigen Schaltungsmaßnahmen sind im Abschnitt IV ausführlich behandelt. Eine weitere Möglichkeit, den Klirrfaktor zu verringern, bietet sich durch Kompensation der in der Endstufe und der Vorröhre entstehenden Oberwellen. Dazu ist es notwendig, daß die in beiden Röhren entstehenden Verzerrungen in der Endröhre gegenphasig zur Wirkung kommen, wie dies z. B. bei Widerstandskopplung (s. Schaltung nach Bild 221) der Fall ist. Außerdem muß natürlich der Arbeitspunkt der Vorröhre so eingestellt werden, daß solche Verzerrungen auftreten, wie sie durch die Endröhre vorwiegend erzeugt werden.

Mitunter wird der Wunsch geäußert, für besondere Zwecke eine indirekt geheizte Endtriode zu verwenden. Obwohl eine derartige Röhre im Rahmen der normalen Serien nicht vorgesehen ist, kann man eine solche Schaltung sehr leicht dadurch herstellen, daß man das Schutzgitter einer Endpentode mit der Anode verbindet. Bei den Röhren AL 4 und AL 5 (s. S. 149/151) sind Angaben für eine solche Verwendung aufgenommen.

4. Abstimmanzeigeröhren

Kennbuchstabe: M Abstimmanzeigeteil mit Verstärkersystem zusammengebaut

. (C)M .
. FM .

Verwendungsmöglichkeiten: Sichtbare Anzeige der Senderabstimmung und getrennte NF-Verstärkung.

Grundsätzliches: Zur Vermeidung von Verzerrungen ist eine einwandfreie Abstimmung des HF-Teiles auf die Trägerwelle des empfangenen Senders äußerst wichtig. Besonders in Empfängern mit Schwundregelung machen sich die Verzerrungen unangenehm bemerkbar, weil einerseits die Trennschärfe dieser Geräte äußerst hoch ist und andererseits bei einer ungenauen Abstimmung die Seitenwellen durch die Wirkung der selbsttätigen Schwundregelung in der Verstärkung bevorzugt werden. Dadurch können starke lineare Verzerrungen und außerdem besonders unangenehme Phasenverzerrungen entstehen. Besitzt der Empfänger Bandfilter, so wird die gehörmäßige Einstellung wegen der waagerechten HF-Frequenzkurve besonders schwierig. Um die Abstimmung zu erleichtern, benutzt man seit mehreren Jahren sog. Abstimmanzeiger. Diese sind z. B. als Glimmröhren ausgebildet und zeigen die Resonanzspannung des Schwingkreises bei richtiger Abstimmung an. Viel verwendet wurden auch sog. Schattenzeiger, die grundsätzlich einen kleinen Strommesser darstellen, der in die Anodenzuleitung einer Regelröhre geschaltet wird (s. Bild 61) und bei richtiger Abstimmung kleinsten Ausschlag zeigt, der durch ein Schattenzeigersystem sichtbar gemacht wird. Auch für die in größeren Geräten allgemein übliche Stummabstimmung ist eine solche Anzeigevorrichtung unentbehrlich.

Die Abstimmanzeigeröhren stellen eine besonders glückliche Lösung der Sichtbarmachung der Abstimmung dar. Sie beruhen auf einem ähnlichen Prinzip wie die für Fernsch Zwecke verwendete Braunschweig Röhre. Die von der Kathode austretenden Elektronen treffen auf die Innenfläche eines konisch gestalteten Leuchtschirms. Dieser ist mit einer chemischen Masse bestrichen, die beim Auftreffen von Elektronen genügender Geschwindigkeit (mindestens 150 V) eine Fluoreszenzerscheinung (grünes Leuchten) zeigt. Durch entsprechend angeordnete Steuerorgane ist es möglich, den zum Leuchtschirm gehenden Elektronenstrom

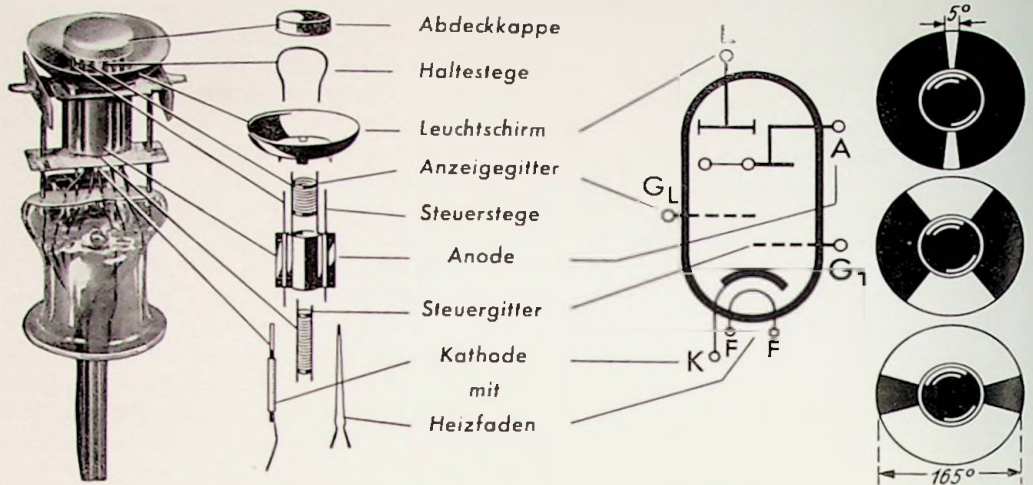


Bild 106. Grundsätzlicher Aufbau einer Abstimmanzeigeröhre (AM 2 bzw. C/EM 2)
Rechts: drei Stellungen des Leuchtwinkels

zu beeinflussen und mehr oder weniger stark zu bündeln. Diese Beeinflussung erfolgt mit einer Steuerspannung, die von der Größe der dem Empfangsgeräth zugeführten Hochfrequenzspannung, d. h. der Trägerwelle des empfangenen Senders abhängig ist. Auf diese Weise ergibt sich der größte Leuchtwinkel dann, wenn der Empfänger genau auf den gewünschten Sender abgestimmt ist, und diese Einstellung läßt sich dadurch leicht finden. Um die Möglichkeit zu bieten, diese Abstimmröhre besser auszunutzen, hat man den Abstimmtteil mit einem im gleichen Kolben untergebrachten Verstärkersystem vereinigt, das zur NF-Verstärkung des Tonbandes benutzt werden kann. Bei den 1937 auf den Markt gekommenen Abstimmanzeigeröhren (AM 2, C/EM 2) ist ein Triodensystem eingebaut, das wahlweise zur Steuerung des Leuchtwinkels oder zur NF-Verstärkung benutzt werden kann. Bei der im Rahmen der „Harmonischen Serie“ vorhandenen Abstimmanzeigeröhre (EFM 11) ist dagegen der Anzeigeteil mit einem Pentodenteil fest gekoppelt, der von vornherein für regelbare NF-Verstärkung vorgesehen ist (s. S. 62). Diese beiden Typen unterscheiden sich daher grundsätzlich in bezug auf die Verwendungsmöglichkeit, aber auch elektrisch in bezug auf die Steuerung des Leuchtwinkels. Den Aufbau der älteren Ausführung (AM 2) zeigt Bild 106.

Das sog. Anzeigegitter (G_L) hat den Zweck, um die Kathode eine Raumladewolke zu erzeugen und dadurch den zum Leuchtschirm gelangenden Elektronenstrom und damit die Kathodenbeanspruchung klein zu halten. Außerdem bewirken die Gitterhaltestäbe des Anzeigegitters (G_L) eine Bündelung des zum Leuchtschirm (L) gehenden Elektronenstromes, und zwar werden die Elektronen umso mehr nach der Mitte zu abgelenkt (kleinerer Leuchtwinkel), je negativer die Spannung des Anzeigegitters gegenüber der Kathode ist. Durch das Gitter läßt sich die Ablenkung wegen der geringen Elektronengeschwindigkeit außerdem mit kleinen Steuerspannungen erzielen. Hinter den Gitterhaltestäben sitzen die mit der Triodenanode (A) elektrisch verbundenen Steuerstege. Je kleiner die Spannungsdifferenz zwischen Leuchtschirm und Steuerstege, um so breiter wird der Leuchtwinkel.

Der Leuchtwinkel ist also sowohl von der Spannung des Anzeigegitters als auch von der Höhe der positiven Spannung der Steuerstege abhängig. Durch eine entsprechende negative Vorspannung des Anzeigegitters kann völlige Dunkelheit erzielt werden. Die Winkelsteuerung durch die Spannung der Anodenstege erfolgt indirekt durch Verändern der Spannung des Triodensteuergitters U_{g1} , die durch Einwirkung auf den Anodenstrom den Spannungsabfall im Anoden-Außenwiderstand und dadurch die Spannung der mit der Anode verbundenen Steuerstege verändert. Auf diese Weise ist sowohl Einfachsteuerung durch das Anzeigegitter als auch Doppelsteuerung durch Anzeigegitter und Steuerstege möglich. In beiden Fällen genügen kleine Gleichspannungen für die Steuerung, so daß z. B. die an der Diode auftretenden Richtspannungen hierfür vollkommen ausreichen. Schaltungstechnisch ergeben sich vielfache Möglichkeiten, die in der Einzelbeschreibung (s. S. 151) ausführlicher behandelt werden. Der Leuchtwinkel läßt sich zwischen Null (völlige Dunkelheit) und etwa 165 Grad verändern, so daß ein genügend großer Bereich zur Verfügung steht, um sowohl für starke als auch für schwache Sender eine einwandfreie Anzeige sicherzustellen. Besondere Maßnahmen sind getroffen, um den Leuchtwinkel in dem für die Anzeige in Betracht kommenden Bereich mit möglichst scharfen Grenzen zu versehen.

Das über der gleichen Kathode aufgebaute Verstärkersystem stimmt im Aufbau und Wirkungsweise mit einer üblichen Eingitter-Verstärkerröhre überein und kann zur getrennten NF-Verstärkung verwendet werden, so daß sich damit eine wesentlich bessere Ausnutzung der Abstimmanzeigeröhre erzielen läßt. In diesem Falle muß man natürlich die Anodenspannung konstant halten und kann die Winkelbeeinflussung der Abstimmanzeige nur durch das Anzeigegitter erzielen.

Der innere Aufbau der neuen Abstimmanzeigeröhre EFM 11 ist in Bild 108 dargestellt. Im unteren Teil ist über der Kathode ein Pentodensystem aufgebaut, das für NF-Verstärkung vorgesehen ist. Die Konstruktion dieses Systems ist ziemlich verwickelt, da die Röhre eine NF-Regelung mit Hilfe der dem Steuergitter zugeführten Regelspannung ermöglichen soll, ohne daß dabei die Verzerrungen eine zulässige Grenze (k zirka 2 %) übersteigen. Die Verstärkungsänderung wird im Gegensatz zu den HF-Regelröhren nicht durch Aenderung des Anodenstroms erreicht, sondern mit Hilfe der gleitenden Schirmgitterspannung. Mit wachsender negativer Vorspannung des Steuergitters läuft die Schirmgitterspannung hoch,

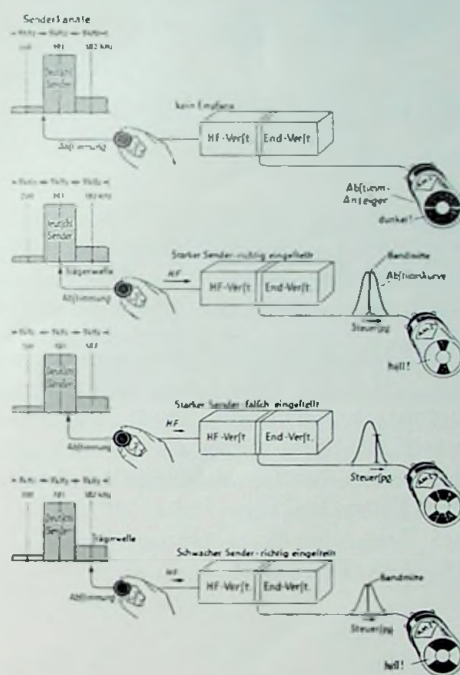


Bild 107. Grundsätzliche Wirkungsweise der Abstimmanzeigeröhre. Die Größe des Leuchtwinkels zeigt die richtige Sendereinstellung und die Stärke des Senders

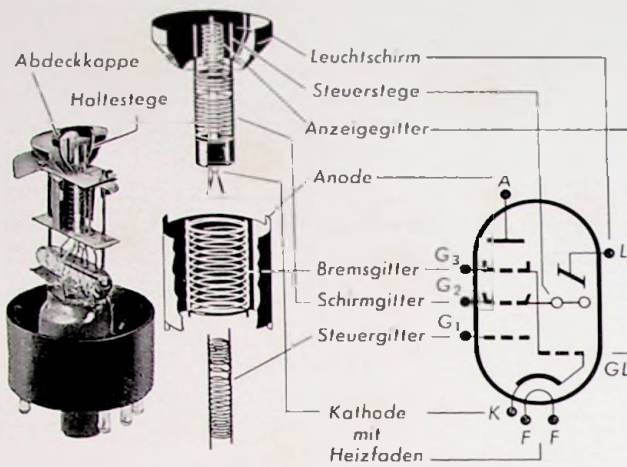


Bild 108. Innerer Aufbau der NF-Regelröhre mit Abstimm-anzeigeteil (EFM 11)

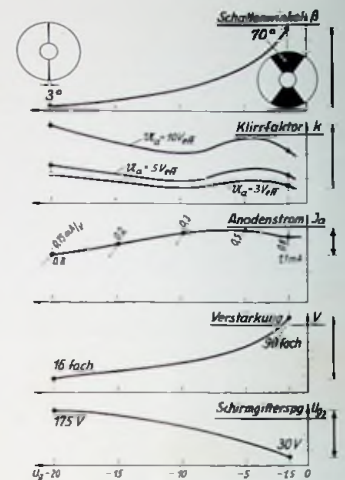


Bild 109. Kennlinien für EFM 11

und dadurch verkleinert sich die Steilheit der Röhre, während der Anodenruhestrom nur wenig absinkt. Der einigermaßen gleichbleibende Anodenstrom, der durch konstruktive Mittel (Parallelschaltung einer Triode und einer Pentode) erreicht wird, verhindert ein übermäßiges Ansteigen der Verzerrungen (s. Bild 109).

Die Abstimmanzeige wird nun dadurch erreicht, daß die Steuerstege, die wie bei der AM 2 vor dem Leuchtschirm angeordnet ist, mit dem Schirmgitter des Pentodenteils verbunden sind. Mit zunehmender Regelspannung steigt daher gleichzeitig die Spannung an den Stegen, und der Leuchtwinkel wird größer. Die Änderung des Leuchtwinkels erfolgt so, daß bei der Ausgangsstellung der Winkel des Dunkelsektors zirka 70° beträgt, während bei hoher Regelspannung, d. h. bei Empfang eines Ortssenders, der Schattenteil fast vollständig verschwindet. Die Leuchtwinkelkanten sind über den ganzen Bereich vollkommen scharf.

5. Netzgleichrichter

- . Y . Kennbuchstaben: Y Einweggleichrichter
- . Z . Z Zweiweggleichrichter

Verwendungsmöglichkeiten: Gleichrichtung der Netzwechselspannung zur Erzielung der Anodengleichspannung in Verbindung mit einem aus Kondensatoren und Siebwiderstand bestehenden Siebteil.

Grundsätzliches: Die Gleichrichtung erfolgt durch die Ventilwirkung der Röhre, wobei man in kleineren Empfangsgeräten Einweggleichrichtung, in größeren Zweiweggleichrichtung anwendet. Letztere nutzt beide Halbwellen des Netzwechselstromes aus und erfordert bei größerer Leistungsfähigkeit geringere Siebmittel. Bild 111 zeigt den Aufbau einer Zweiweggleichrichterröhre. Der Siebteil besteht aus einem Ladekondensator und einem folgenden Spannungsteiler (Drossel und Siebkondensator bzw. Widerstand und Siebkondensator). Bei

Allstromröhren sind die Gleichrichterröhren wegen der notwendigen Trennung zwischen Pluspol der Anodenspannung und Heizkreis des Gleichrichters indirekt geheizt. Allstrom-Gleichrichterröhren besitzen einen besonders kleinen Innenwiderstand.

In der „Harmonischen Serie“ sind auch zwei indirekt geheizte Gleichrichterröhren vorgesehen, von denen die kleinere Type EZ 11 in erster Linie für die Verwendung in Autoempfängern bestimmt ist, während die größere Type EZ 12 in größeren Rundfunkempfängern Verwendung finden kann, bei denen man allen Schwierigkeiten, die sich durch die kürzere Anheizzeit direkt geheizter Gleichrichter ergeben, von vornherein aus dem Wege gehen will.

Schaltungshinweise: Der Ladekondensator wird bei Einweggleichrichtung etwa mit 4—8 μF , bei Zweiweggleichrichtung mit etwa 6—16 μF je nach dem Strombedarf des Empfängers bemessen. Als Siebwiderstand verwendet man entweder die Feldspule des dynamischen Lautsprechers, eine besondere Siebdrosselspule oder einen Ohmschen Widerstand von etwa 3000 Ω . Der Siebkondensator wird zwischen 8 und 16 μF gewählt. Ein Wert des Siebwiderstandes von mehr als 5000 Ω bringt keine nennenswerte Verkleinerung der Brummspannungen (s. a. S. 84). Bei Geräten, die mit indirekt geheizten Endröhren und direkt geheizten Gleichrichterröhren bestückt sind, ist zu beachten, daß die Belastung des Gleichrichters erst nach der Anheizzeit der Empfängerröhren einsetzt, so daß während dieser Zeit eine hohe Leerlaufspannung auftritt. Man muß dann entweder

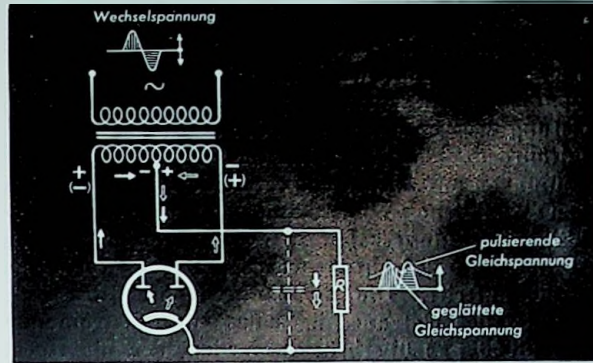


Bild 110. Grundsätzliche Schaltung und Wirkungsweise der Zweiweg-Netzgleichrichtung

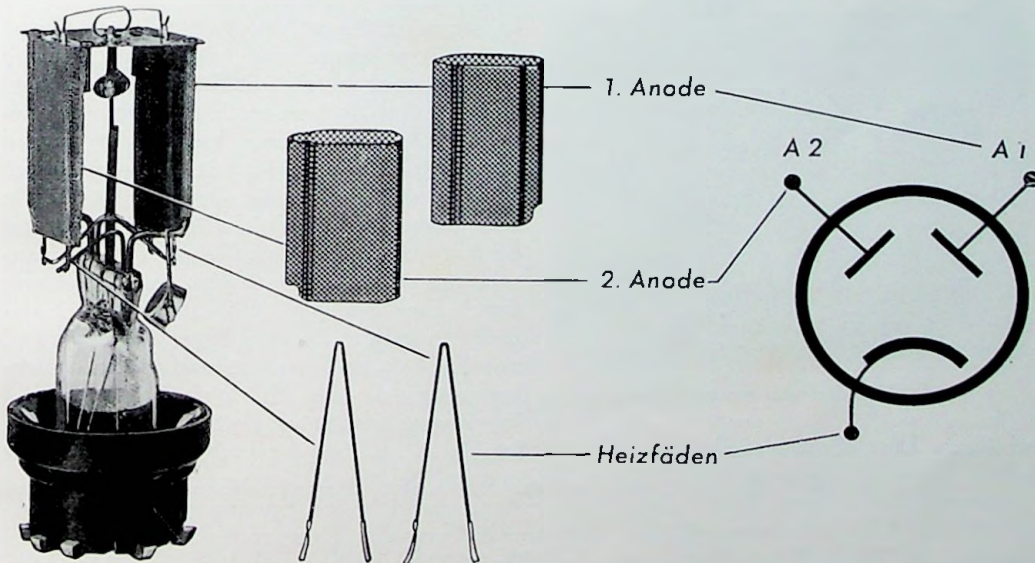


Bild 111. Grundsätzlicher Aufbau einer Zweiweg-Netzgleichrichterröhre (Beispiel AZ 1)

den Siebkondensator für diese hohe Leerlaufspannung bemessen oder bei Verwendung von Elektrolytkondensatoren, die für max. 550 Volt gebaut werden, durch einen Parallelwiderstand für eine genügende Anfangsbelastung sorgen oder unter Umständen einen Urdox-Widerstand zwischen Gleichrichter und Ladekondensator einschalten. Letzteres ist besonders dann notwendig, wenn als Siebdrossel eine Lautsprecher-Feldspule großer Leistung verwendet wird, an der ein hoher Spannungsabfall auftritt. Bei direkt geheizter Endröhre und direkt geheizter Gleichrichterröhre kann man das Auftreten von Überspannungen mit Sicherheit vermeiden, indem man in den Heizkreis der Gleichrichterröhre einen zusätzlichen Widerstand von etwa 1Ω einschaltet. In diesem Fall wird man zweckmäßig die Windungszahl der Gleichrichterheizwicklung durch einige zusätzliche Windungen aus Widerstandsdraht so vergrößern, daß im normalen Betrieb eine Heizspannung von 4 Volt auftritt. Die Sekundärwicklung des Netztransformators bzw. die Eingangsklemmen des Netzanschlußteiles von Allstromempfängern sollen durch einen Kondensator (5000 pF) überbrückt werden, der für Hochfrequenz einen Kurzschluß bedeutet bzw. verhindert, daß im Netzteil HF-Störschwingungen entstehen. Der Netztransformator soll zwischen Primär- und Sekundärwicklung einen Abschirmmantel besitzen, der das Eindringen von Hochfrequenz und damit Trennschärfeverschlechterung verhindert. Bei Allstromgeräten sind in die Netzleitungen zweckmäßig HF-Siebdrosseln einzuschalten.

6. Heizstrom-Regelröhren für Serien-Heizung (Allstromempfänger)

Die Empfängerröhren eines Allstromempfängers sind für einen bestimmten Heizstrom abgeglichen (180 bzw. 200 mA), da sie in Reihe geschaltet an die Netzspannung gelegt werden. Je nach der Anzahl der im Empfänger vorhandenen Röhren ergibt sich dabei ein mehr oder weniger großer Heizspannungsbedarf, der im allgemeinen wesentlich unter der normalen Netzspannung liegt. Lediglich die Röhren der V-Reihe, die für einen Heizstrom von 50 mA bemessen sind, besitzen derartige Heizspannungen, daß der Heizkreis bei geeigneter Kombination unmittelbar ohne Vorwiderstand an die Netzspannung angeschlossen werden kann. In allen übrigen Fällen muß man die überschüssige Spannung durch einen Vorwiderstand vernichten. Da es darauf ankommt, den Heizstrom möglichst genau einzuhalten und von Schwankungen der Netzspannung unabhängig zu machen, so benutzt man dazu an Stelle eines gewöhnlichen Widerstandes zweckmäßig sogenannte Stromregelröhren. Diese Stromregelröhren sind entweder einfache Urdox-Widerstände oder Eisen-Urdox-Widerstände. Der Urdox besitzt dabei die Aufgabe, den beim Einschalten entstehenden hohen Stromstoß, der durch den geringen Widerstand der Heizfäden in kaltem Zustand hervorgerufen wird, unschädlich zu machen und dadurch insbesondere die im Heizkreis liegenden Beleuchtungslampen gegen Ueberlastung zu schützen. Diese Schutzwirkung beruht auf der Tatsache, daß der Urdox-Widerstand im kalten Zustand einen vielfach höheren Widerstand besitzt als im warmen Zustand. Er verursacht daher beim Einschalten einen entsprechend hohen Spannungsabfall und begrenzt den Einschaltstromstoß. Zur Konstanthaltung des Heizstromes im Betrieb wird dagegen ein Eisen-Widerstand verwendet. Ein solcher Widerstand hat die Eigenschaft, innerhalb eines gewissen Bereiches, dem sogenannten Regelbereich, seinen Widerstand

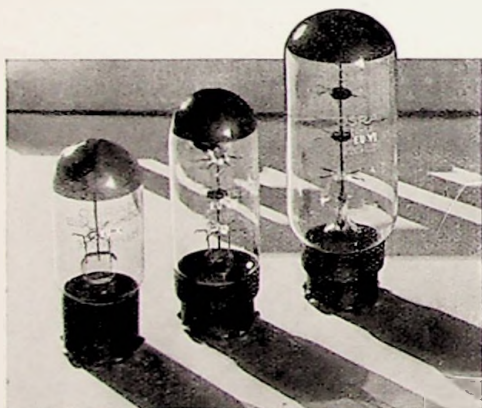


Bild 112. Heizstromregelröhren

Eisen-Urdox-
Widerstand

schützen. Diese Schutzwirkung beruht auf der Tatsache, daß der Urdox-Widerstand im kalten Zustand einen vielfach höheren Widerstand besitzt als im warmen Zustand. Er verursacht daher beim Einschalten einen entsprechend hohen Spannungsabfall und begrenzt den Einschaltstromstoß. Zur Konstanthaltung des Heizstromes im Betrieb wird dagegen ein Eisen-Widerstand verwendet. Ein solcher Widerstand hat die Eigenschaft, innerhalb eines gewissen Bereiches, dem sogenannten Regelbereich, seinen Widerstand

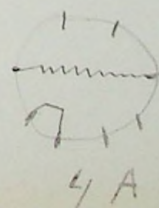
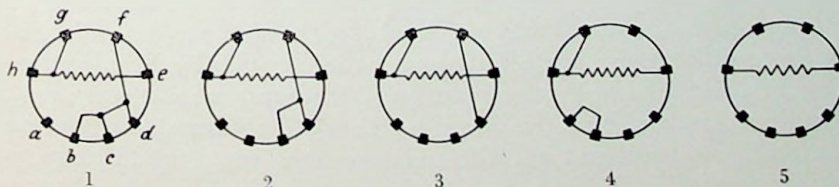
so anzupassen, daß trotz eines an ihm vorhandenen veränderlichen Spannungsabfalls der durchfließende Strom unverändert bleibt. Dadurch hält er den Gesamtstrom des Kreises konstant, auch wenn sich die angelegte Spannung verändert. Es ist natürlich wichtig, die Größe dieses Widerstandes, d. h. seinen Regelbereich, so zu wählen, daß er nach beiden Seiten eine entsprechende ausgleichende Wirkung besitzt, d. h. sowohl beim Ansteigen als auch beim Absinken der Netzspannung. Man wird daher den Widerstand so wählen, daß die im normalen Betriebszustand durch ihn zu vernichtende Spannung gerade in der Mitte seines Regelbereiches liegt, außerdem ist dabei auf die max. zulässige Dauerspannung Rücksicht zu nehmen. Die Stromregelröhren sind in einem Glaskolben eingebaut, der einen 8poligen Außenkontaktsockel besitzt (Bild 112). Es gibt eine Reihe von Typen für verschiedene Regelbereiche, von denen die gebräuchlichsten in Form einer Tabelle (s. unten) zusammengestellt sind. Für Fälle, in denen man z. B. wegen eines zu hohen Heizspannungsbedarfes auf die Einschaltung eines Eisen-Widerstandes verzichten muß, stehen einfache Urdox-Widerstände zur Verfügung, die gleichfalls unten zusammengestellt sind.

Beispiel für die Berechnung eines Eisen-Urdox-Widerstandes: Es sei ein Empfänger mit den Röhren CF 7, CL 4 und CY 1 zu bestücken. Im Heizkreis werden außerdem zwei Beleuchtungslampen (je 6 V) eingeschaltet. Es ergibt sich ein Spannungsbedarf von: 13 V (CF 7) + 26 V (CL 4) + 20 V (CY 1) + 12 V (Beleuchtungslampen) = 72 Volt.

Der Eisen-Urdox-Widerstand muß daher bei Anschluß an 220-V-Netz eine Spannung von 148 V bzw. bei Anschluß an 110-V-Netz eine Spannung von 44 V vernichten. Man wird daher im ersteren Falle die Type EU VI (Regelbereich 110—220 V) wählen, während im zweiten Falle die Type EU XX (Regelbereich 35—70 V) bzw. der Urdox U 4520/6 in Betracht kommt.

Urdox-Widerstände für 200 mA					Tabelle III
Type	Spannungsbereich V	Netzspannung max. V	Zulässige Dauer-Betr.-spannung max. V	Bemerkungen	Sockel Nr.
U 920	9	110			5
U 1220	12	150—220			5
U 2020	20	110—125			5
U 3620	36	110—150			5
U 4520/6	45	240			5
Eisen-Urdox-Widerstände für 200 mA					
KS 1320	25—50	130	41	Kennfarbe glasklar	1
EU XX	35—70	160	58	Kennfarbe gelb. auch Ersatz für EU X	1
EU VII	50—100	150	83	Kennfarbe grün	2
EU XII	85—170	240	140	Kennfarbe weiß oder silber, auch Ersatz für EU VIII	3
EU IX	95—190	240	155	Kennfarbe blau	4
EU VI	110—220	260	182	Kennfarbe rot	4 A

Sockelschaltungen



IV VERZERRUNG — WIEDERGABE UND ENTZERRUNG

I. Lineare Verzerrungen. Die Verstärkung der Röhre ist von der Größe des wirk- samen Außenwiderstandes (Wechselstromwiderstand R_a für die zu verstärkende Schwingung) abhängig (s. S. 109). Wie sich aus der Betrachtung der praktisch in Betracht kommenden Außenwiderstände ergibt, ändert sich R_a aber stets mit der zu verstärkenden Schwingung (S. 121). Dadurch können sowohl die hohen als auch die tiefen Töne in der Verstärkung benachteiligt bzw. einzelne Bereiche besonders bevorzugt verstärkt werden. Diese ungleichmäßige Verstärkung wird gehörmäßig als eine Fälschung des Klangbildes empfunden und als „lineare Verzerrung“ bezeichnet.

Resonanz-
kurven

In HF-Stufen entstehen solche Verzerrungen in erster Linie durch die bekannte Form der Resonanzkurve der Abstimmkreise (Bild 113), deren Verlauf um so spitzer wird, je geringer die Kreiskapazität und die auf den Kreis wirkende Dämpfung ist. Je hochwertiger der Schwingungskreis, d. h. je größer sein in Ohm ausgedrückter Resonanzwiderstand ist, um so mehr werden die äußeren Seitenwellen, d. h. die hohen Töne in der Verstärkung benachteiligt.

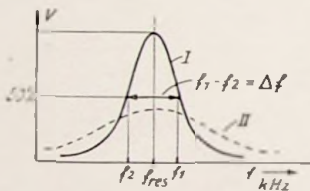


Bild 113 a. Schwingkreis; schwach (I) und stark (II) gedämpft. Δf = Halbwertsbreite von I

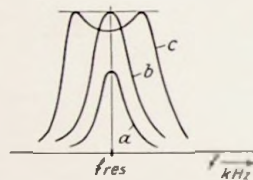


Bild 113 b. Bandfilter; schwach a, kritisch b und überkritisch c gekoppelt

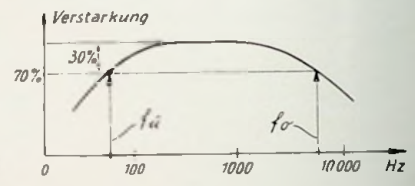


Bild 113 c. Frequenzkurve einer NF-Stufe. f_u = untere Grenzfrequenz. f_o = obere Grenzfrequenz

Bild 113 a. b. Resonanzkurven von HF-Kreisen

Als Maß für das HF-mäßig einigermaßen einwandfrei verstärkte Frequenzband kann man die sog. **Halbwertsbreite** betrachten. Sie gibt die äußersten Seitenwellen, die in der Verstärkung gegenüber der Trägerwelle gerade um 50% benachteiligt werden. Durch sog. Bandfilter, bei denen zwei Kreise so stark gekoppelt sind, daß sich ihre Resonanzkurven zu einer breiten Kuppe vereinigen, sog. überkritische Kopplung (Bild 113), kann man ein breites Frequenzband ziemlich gleichmäßig verstärken und gleichzeitig hohe Trennschärfe erzielen.

Trennschärfe,
Bandbreite u.
Verstärkung

Die praktische Auswirkung des Verlaufes der Resonanzkurve auf Trennschärfe und Bandbreite des Empfängers zeigen Bild 114a/b. In Bild 114a ist der Einfluß der Dämpfung eines einfachen Kreises dargestellt. Man sieht, daß bei kleiner Dämpfung zwar die Trennschärfe außerordentlich hoch, die Bandbreite jedoch umgekehrt sehr klein ist. Je größer man die Dämpfung macht, um so günstiger wird die Bandbreite in bezug auf das zu verstärkende Trennband, dafür nimmt aber die Trennschärfe entsprechend ab. Gleichzeitig sinkt die Verstärkung, weil der Resonanzwiderstand des Kreises wegen der zunehmenden Dämpfung kleiner

wird. Bei einem Bandfilter ist die Form der Resonanzkurve außerdem noch von der Kopplung der beiden Kreise abhängig (s. Bild 113b). Hier ist es, wie Bild 114b zeigt, leichter möglich, den sich beim einfachen Kreis widersprechenden Forderungen nach hoher Trennschärfe bei gleichzeitiger Verstärkung des notwendigen Frequenzbandes zu entsprechen.

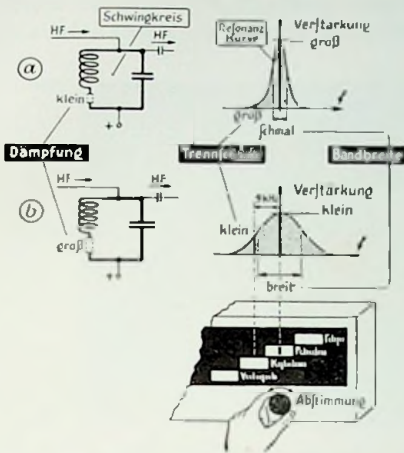


Bild 114 a. Einfluß der Resonanzkurve auf Trennschärfe, Bandbreite u. Verstärkung

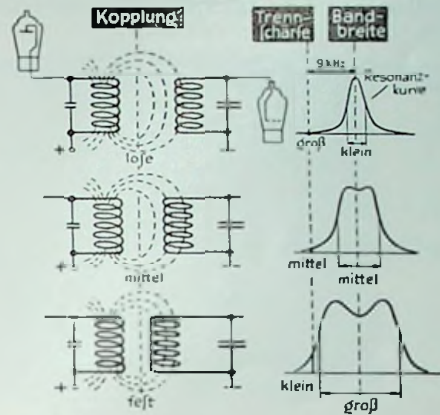


Bild 114 b. Einfluß der Kopplung des Bandfilters auf die Bandfilterkurve

In den NF-Stufen verursachen die dem Außenwiderstand parallel wirkenden Kapazitäten eine Benachteiligung der hohen Töne, während die tiefen Töne z. B. durch Absinken des Außenwiderstandes (Induktivität) oder durch zunehmende Übertragungsverluste (Übertrager oder Kopplungskondensator) benachteiligt werden.

Ein Maß für das NF-mäßig einigermaßen einwandfrei verstärkte Tonband gibt der Abstand zwischen oberer und unterer Grenzfrequenz (Bild 112c).

Unter **Grenzfrequenz** versteht man diejenige verstärkte NF-Schwingung, die durch Zusammenarbeiten der Röhre mit den äußeren Schaltelementen in der Verstärkung gegenüber den mittleren Frequenzen um etwa 30% benachteiligt wird.

Die wichtigsten Einflüsse, durch die in den einzelnen Stufen lineare Verzerrungen entstehen können, ergeben sich aus den Überlegungen, die in bezug auf den Außenwiderstand auf S. 109 angestellt wurden.

Die linearen Verzerrungen sucht man durch entsprechend günstigste Wahl des Außenwiderstandes bzw. Kleinhaltung der unerwünschten Einflüsse oder durch entsprechende Entzerrungsmaßnahmen, durch die sich die Einflüsse verschiedener Stufen entgegengewirken, möglichst klein zu halten (s. a. S. 80).

2. Nichtlineare Verzerrungen. In jeder Verstärkerröhre entstehen unerwünschte zusätzliche Schwingungen, die im Lautsprecher als entsprechende Töne hörbar werden. Sie können entweder das Klangbild verändern oder der Wiedergabe einen unangenehmen und unnatürlichen Charakter geben. Man bezeichnet sie als „**nichtlineare Verzerrungen**“.

Sie sind stets darauf zurückzuführen, daß die Kennlinie jeder Verstärkerröhre ihrer Natur nach einen etwas gekrümmten Verlauf besitzt.

Oberwellen

Das bedeutet, daß die Anodenstrom- bzw. Anodenspannungsänderung nicht mehr dem Verlauf der Gitterspannungsänderung entspricht. Es entsteht eine „verformte“ Anodenstromkurve, die man sich aber stets in eine reine Grundwelle und eine Anzahl Oberwellen zerlegt denken kann (Bild 115). Die Art der entstehenden Oberwellen hängt von der Krümmung der Arbeitskennlinie ab. Die Triode gibt in erster Linie Oberwellen doppelter, die Pentode dagegen vorwiegend Oberwellen 3facher Frequenz, wenn man mit normalem Außenwiderstand arbeitet.

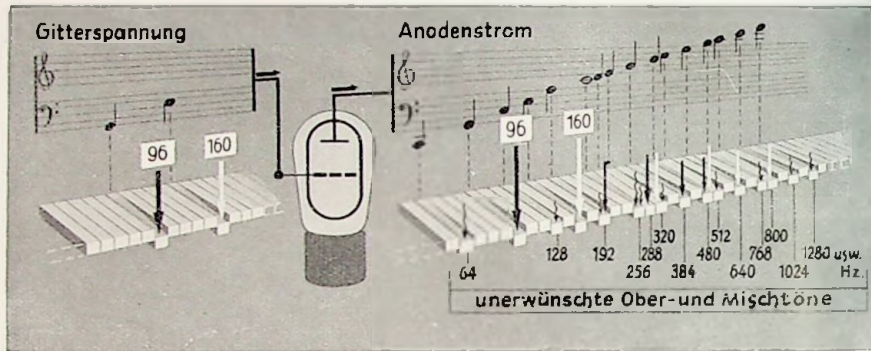


Bild 115. Symbolische Darstellung der in der Verstärkerröhre entstehenden Obertöne, deren Stärke durch den Klirrfaktor ausgedrückt wird. Die gleichzeitig entstehenden Mischwellen sind durch Wellenlinien gekennzeichnet (s. a. Bild 116).

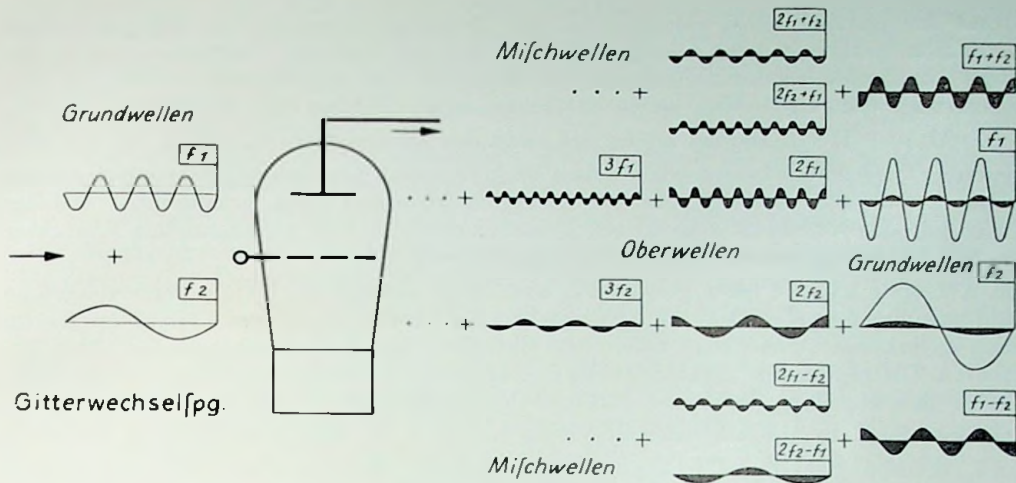
Mischwellen

Treten am Gitter einer Verstärkerröhre gleichzeitig mehrere Schwingungen auf, wie dies bei der Rundfunkverstärkung praktisch immer der Fall ist, so können sich die einzelnen Schwingungen und deren Oberwellen durch die Kennlinienkrümmung außerdem noch gegenseitig beeinflussen. Auf diese Weise entstehen sog. Mischwellen und zwar aus der Summe und Differenz aller Grundwellen, aller Oberwellen und aller Grund- und Oberwellen, also ein ganzes Heer neuer unerwünschter Schwingungen.

In Bild 116 ist der Fall dargestellt, daß in einer Röhre gleichzeitig zwei Schwingungen zu verstärken sind, wobei die in der Röhre durch die Kennlinienkrümmung neu entstehenden unerwünschten Schwingungen voll eingezeichnet sind. Die Darstellung beschränkt sich jedoch auf die Ober- und Mischwellen des Anodenwechselstromes, die sich durch eine einfach gekrümmte Steilheitskennlinie ergeben.*) Bei den praktisch in Betracht kommenden Kennlinien sind die Krümmungen natürlich wesentlich komplizierter und die Anzahl der entstehenden Ober- und Mischwellen entsprechend größer. Die höheren Ober- und Mischwellen werden jedoch in ihrer Amplitude rasch kleiner.

Die Auswirkung dieser Verzerrungen ist bei HF- und NF-Verstärkung verschieden. Bei HF-Verstärkung sind die Ober- und Mischwellen, soweit sie außerhalb des übertragenen Frequenzbandes fallen, bedeutungslos, weil der abgestimmte Schwingkreis für sie einen Kurzschluß bedeutet. Praktisch wirksam werden nur die zusätzlich entstehenden Grundwellen, die eine entsprechende Verstärkungsschwankung der Trägerwelle und damit nichtlineare Verzerrung bedeuten (Modulationsverzerrung). Da diese Verstärkungsschwankung bei Vorhandensein mehrerer Gitterwechselspannungen von diesen gegenseitig beeinflußt wird, führt sie zur sogenannten Kreuzmodulation. Schließlich kann durch die Mischung der Trägerwelle mit einer an das Gitter gelangenden Brummspannung Brummodulation entstehen. Bei NF-Verstärkung können dagegen alle neu entstehenden Ober- und Mischwellen, soweit sie in den vom Lautsprecher wiedergegebenen Be-

* S. K. Wilhelm „Die Telefunken-Röhre“ (1935) H. 3, S. 96 (Tabelle).



Anodenwechselstrom

Bild 116. Grundsätzliche Darstellung der durch eine gekrümmte Kennlinie entstehenden Ober- und Mischwellen, wenn zwei reine Schwingungen am Gitter vorhanden sind

reich fallen, gehörmäßig wirksam werden. Sie bewirken, daß im Lautsprecher entsprechende unerwünschte Obertöne hörbar werden. Bedeutend unangenehmer als die Obertöne sind jedoch die Mischöne, weil sie z. T. vollkommen unharmonisch zu den gewünschten Tönen liegen und der Wiedergabe einen scharfen oder rauhen Charakter verleihen. Schließlich können Ober- oder Mischöne auch dadurch entstehen, daß die Spitze der zu verstärkenden Spannungsschwankungen in das Gitterstromgebiet reicht und durch die Gitterstromdämpfung eine besonders unangenehme Verzerrung entsteht. Als Maß für die nichtlinearen Verzerrungen benutzt man den Klirrfaktor (s. Seite 113), der jedoch nur die Oberwellen erfaßt.

3. HF-Verzerrungen. Bei HF-Verstärkerröhren erfordern die durch die Kennlinienkrümmung entstehenden Verzerrungen besondere Beachtung, da die Verstärkungsregelung eine durch besondere Mittel (Regelgitter) stark gekrümmte Kennlinie voraussetzt. Um die Beurteilung der Kennlinien in bezug auf ihre Verzerrungseigenschaften zu erleichtern, ist es vorteilhaft, vom Kennlinienverlauf einer normalen Röhre ausgehend, kurz den mathematischen Zusammenhang zu verfolgen*). Jede Kurve läßt sich ja bekanntlich durch eine Gleichung ausdrücken, und zwar ist diese um so komplizierter, je stärker die Krümmung der Kurve bzw. die Krümmungsänderung ist. Die einfachste Kurvenform und somit die einfachste Gleichung würde eine Kennlinie besitzen, die vollkommen geradlinig verläuft.

Die übliche Kennlinie einer Verstärkerröhre zeigt den Zusammenhang zwischen Gitterspannung U_g und Anodenstrom I_a . Welcher Verlauf dieser Kurve ist nun erwünscht? Um eine Verstärkerwirkung zu erzielen, muß sich der Anodenstrom mit der Gitterspannung ändern, d. h. die Kennlinie muß eine Neigung besitzen. Je größer die Änderung des Anodenstromes bei einer bestimmten Gitterspannung, um so günstiger ist die Verstärkerwirkung. Die Neigung der Kennlinie, die Steilheit, soll also möglichst groß sein. Gleichzeitig soll sich jedoch diese Steilheit in dem von der Gitterwechselspannung ausgesteuerten Bereich möglichst wenig ändern, weil sonst Verzerrungen entstehen. Die ideale Kennlinie für die Verstärkung wäre daher die sogenannte „lineare Kennlinie“. Sie läßt sich jedoch auf

**Steilheit
u. Krümmung**

* Der mathematisch weniger geschulte Leser überschlage diese Betrachtungen und begnüge sich mit den praktischen Beispielen.

Grund der physikalischen Gesetze, die den Stromdurchgang in der Elektronenröhre bestimmen, praktisch nicht erreichen. Für das bei der normalen Verstärkerröhre in Betracht kommende Raumladungsgebiet der Kennlinie gilt vielmehr die annähernde Beziehung: $I_a = k \cdot U_{St}^{3/2}$ (U_{St} ist die Steuerspannung, z. B. bei einer Pentode $U_{St} = U_{g1} + D_2 \cdot U_{g2} + D U_a$). Daraus ergibt sich, daß der Anodenstrom in diesem für die Aussteuerung in Betracht kommenden Gebiet nach kleineren negativen Gittervorspannungen zu immer schneller ansteigt. Für den untersten besonders stark gekrümmten Teil der Kurve gilt das außerdem sogenannte Anlaufstromgesetz, das exponentiellen Charakter besitzt (der Anodenstrom nimmt dort logarithmisch ab).

S-Kennlinien

Die Kennlinie ist also stets gekrümmt, und damit müssen auch stets Verzerrungen in Kauf genommen werden. Um die Abhängigkeit der Verzerrungen vom Verlauf der Krümmung zu erkennen, muß man daher den Charakter des Kennlinienverlaufes näher betrachten. Die sogenannte Steilheitskurve zeigt uns zunächst die Änderung der Steilheit in den einzelnen Punkten. Mathematisch betrachtet ist die Steilheit der I_a - U_g -Kennlinie die erste Ableitung der Gleichung für die I_a - U_g -Kennlinie, da sie die Änderung von I_a in Abhängigkeit von U_g angibt. Hätte die I_a - U_g -Kennlinie eine Gleichung zweiten Grades (z. B. $I_a = K \cdot U_{St}^2$), dann wäre ihre Steilheitsänderung in allen Punkten gleich groß, und die Steilheitskurve wäre eine Gerade.

Da dies jedoch nie der Fall ist, ist auch die Steilheitskurve immer gekrümmt, und die Änderung der Steilheit in den einzelnen Punkten, d. i. die zweite Ableitung der I_a - U_g -Kennlinie (S_{II}) oder die erste Ableitung der S_I -Kennlinie, ergibt wieder eine Kurve nämlich die S_{II} -Kennlinie. Diese Kurve gibt die Krümmung der I_a - U_g -Kennlinie oder die Steilheit der S_I -Kennlinie in den einzelnen Punkten an und ist damit schon ein Maß für die Verstärkungsänderung bzw. für die dadurch hervorgerufenen Verzerrungen. Bei Gleichungen höherer Ordnung ergeben sich aber auch weitere Ableitungen, d. h. die S_{III} -Kurve, die die Krümmung ausdrückt, ist nicht geradlinig, sondern selbst wieder gekrümmt usw. Diese Änderung der Krümmung kann man als dritte Ableitung (S_{III}) der I_a - U_g -Kennlinie wieder in Form einer Kurve darstellen usw.

Ein praktisches Beispiel solcher S-Kurven für eine normale HF-Pentode (AF 7) gibt Bild 117a. Man sieht, daß sich jede S-Kennlinie (II bis IV) unmittelbar aus der vorher-

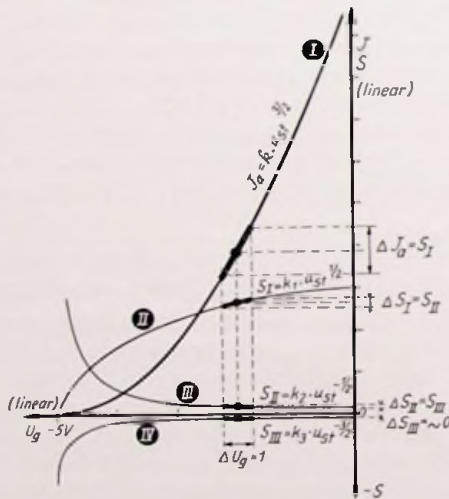


Bild 117a. Kurvenverlauf der einzelnen Ableitungen (S_I bis S_{III}) einer normalen Raumladungskennlinie (I)

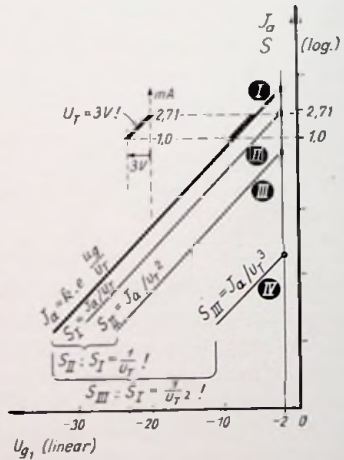


Bild 117b. Kurvenverlauf der einzelnen Ableitungen (S_I bis S_{III}) einer Exponentialkennlinie (I)

gehenden ergibt, wenn man in jedem Punkt die Änderung der senkrecht aufgetragenen Größe, nämlich des Anodenstromes I_a , der Steilheit S_i , der Krümmung S_{II} , der Krümmungsänderung S_{III} usw. auf eine möglichst kleine Einheit der Gitterspannungsänderung bezieht und daraus den Kurvenverlauf der betreffenden Größe, also gewissermaßen die nächste Kennlinie ermittelt.

Nun läßt sich mathematisch nachweisen*), daß die durch die Röhre in den einzelnen Punkten hervorgerufenen Verzerrungen von dem Verhältnis der Ableitungen $S_{III}:S_I$ bzw. $S_{II}:S_I$ abhängen. Das Verhältnis von $S_{II}:S_I$ ergibt ein Maß für die bei der Verstärkung einer Wechselspannung entstehenden zweiten Oberwellen und gleichzeitig ein Maß für die gegenseitige Beeinflussung (Mischung) zweier gleichzeitig am Gitter vorhandenen Wechselspannungen. Das Verhältnis von $S_{III}:S_I$ dagegen ergibt ein Maß für die bei der Verstärkung einer Wechselspannung entstehenden dritten Oberwellen bzw. für die Verzerrung der Modulation einer Trägerwelle (Modulationsverzerrung) durch die Kennlinienkrümmung und für die Verstärkungsänderung einer Trägerwelle durch eine modulierte Störwelle (Quermodulation). Für HF-Verstärkung ist also das Verhältnis $S_{III}:S_I$ in bezug auf Modulationsverzerrung und Kreuzmodulation, das Verhältnis $S_{II}:S_I$ in bezug auf Brumm-Modulation wichtig. Die Verzerrungen werden um so größer, je größer die Änderung der Kennlinienkrümmung (S_{III}) bzw. die Kennlinienkrümmung selbst (S_{II}) im Verhältnis zur Steilheit der Röhre (S_I) ist. Außerdem sind die Verzerrungen natürlich noch von der Größe der steuernden Wechselspannung bzw. der Störspannung und bei Hochfrequenz auch noch vom Modulationsgrad abhängig.

Verzerrungsmaß

Die an eine HF-Regelröhre gestellten Forderungen bedingen nun eine besondere Kennlinienform (s. S. 37). Es muß nämlich, da mit wachsender Gittervorspannung die Gitterwechselspannung immer größer wird, ein entsprechend größer werdender Aussteuerbereich zur Verfügung stehen, d. h. die Krümmung der Kennlinie muß für höhere Vorspannungen immer kleiner werden. Gleichzeitig soll jedoch die gewünschte Verstärkungsänderung, d. h. eine Herabsetzung der Steilheit von z. B. 1:100 bis 1:1000 mit einer Regelspannung von 20 bis 50 Volt erreicht werden.

Regelkennlinien

Aus Bild 117a erkennt man ohne weiteres, daß das Verhältnis $S_{III}:S_I$ bzw. $S_{II}:S_I$ im eingezeichneten normalen Arbeitspunkt sehr klein ist. Für höhere negative Gittervorspannungen nimmt dagegen S_I sehr rasch ab, während S_{II} und S_{III} durch die stärkere Krümmung bedingt stark ansteigen. Es handelt sich um den unteren Kennlinienknick, der bei einer normalen HF-Pentode für die Aussteuerung nicht verwendet wird. Eine Verstärkungsregelung ist natürlich mit einer solchen Röhre nicht möglich, weil einerseits die Verzerrungen stark ansteigen und andererseits das maximal erzielbare Regelverhältnis, wie man leicht nachrechnen kann, außerordentlich gering wäre.

Für die Verstärkungsregelung muß man vielmehr Röhren benutzen, deren Kennlinien einen langen Auslauf besitzen, d. h. der Anodenstrom muß im Anfang sehr stark und dann immer schwächer abnehmen. Solche Kennlinien besitzen z. B. eine logarithmische oder exponentielle Gleichung.

Betrachtet man eine rein exponentielle Kurve, bei der I_a logarithmisch mit U_g abnimmt, so erkennt man, daß sich Verzerrungseigenschaften in diesem Falle besonders leicht

Exponential-Kennlinie

beurteilen lassen, weil das Verhältnis $S_{III}:S_I$ in jedem Punkt gleich groß, nämlich $\frac{1}{U_T^2}$

ist. Ebenso ist das Verhältnis $S_{II}:S_I$ konstant $= \frac{1}{U_T}$. Dabei ist U_T ein Spannungswert, den man auf einfache Weise aus der $I_a - U_g$ -Kennlinie ermitteln kann, indem man die für eine Anodenstromänderung von 1:2,718 notwendige Gitterspannungsänderung (für Bild 118 ist z. B. $U_T = 3$ Volt) feststellt. Ob dieser rein exponentielle Charakter

* s. K. Wilhelm Telefunkeröhre H. 3. S. 95

bei einer Kennlinie vorhanden ist, kann man sehr einfach feststellen, wenn man den Zusammenhang $U_g = I_a$ im linear-logarithmischen Maßstabe darstellt (s. Bild 117b). In einer solchen Darstellung verläuft eine Exponentialkurve vollkommen geradlinig.

Von dieser Überlegung ausgehend kann man daher die bei dieser Kurvenform zu erwartenden Verzerrungen sehr einfach beurteilen, weil die Neigung dieser Kennlinie immer den Spannungswert U_T und damit das Verzerrungsmaß $S_{III}:S_I$ bzw. $S_{II}:S_I$ kennzeichnet. Je flacher die Kennlinie, um so kleiner die Verzerrungen!

Nun sind allerdings die Regelkurven der älteren Regelröhren keine reinen Exponential-Kennlinien, sie müssen vielmehr bei kleinen Gitterspannungen einen rascheren Stromanstieg (steileren Verlauf) besitzen, um die notwendige Anfangsteilheit, und damit den geforderten Regelbereich zu erzielen. Andererseits ist der flachere Verlauf, also ein größerer U_T -Wert, im Gebiet größerer Gittervorspannungen (bei Empfang starker Sender) notwendig, um wegen der dort auftretenden höheren Gitterwechselspannung die Verzerrungen klein zu halten. Dadurch mußte beim Übergang von dem mittleren annähernd exponentiellen Teil der Kurve zu dem oberen Teil, der mehr logarithmischen Charakter besitzt, ein Kennlinienknick in Kauf genommen werden, der deswegen unangenehm ist, weil an dieser Stelle das Verhältnis $S_{III}:S_I$ bzw. $S_{II}:S_I$ und damit die Verzerrungsgefahr verhältnismäßig groß ist. Ebenso ist im Auslauf ein Abfall der Kurve vorhanden, der den Aussteuerbereich bei Überschreiten einer bestimmten Regelspannung rasch absinken läßt.

Die neueren Regelröhren beruhen auf dem Prinzip der gleitenden Schirmgitterspannung (s. S. 41). In einem fächerförmigen Kennlinienfeld wandert der Arbeitspunkt mit der durch die Senderstärke bedingten Regelspannung und die dadurch hervorgerufene gleitende Schirmgitterspannung von einer Kennlinie zur anderen. Jede Kennlinie besitzt im Arbeitspunkt annähernd exponentiellen Charakter, wobei die Neigung und damit der U_T -Wert der bei kleinen Gittervorspannungen benutzten Kennlinien klein ist und für die bei größerer negativer Gittervorspannung verwendeten Kennlinien langsam und stetig ansteigt. Auf diese Weise wird sowohl die notwendige Anfangsteilheit als auch die notwendige Aussteuerfähigkeit im heruntergeregelten Zustand gesichert. Es ist insbesondere auch möglich, die Aussteuerfähigkeit für größere Regelspannungen genügend groß zu halten, weil man die Neigung der Kurven in diesem Bereich größer machen konnte, ohne dabei unangenehme Knickstellen zur Erzielung der geforderten Anfangsteilheit in Kauf nehmen zu müssen.

**Gleitende
Schirmgitter-
spannung**

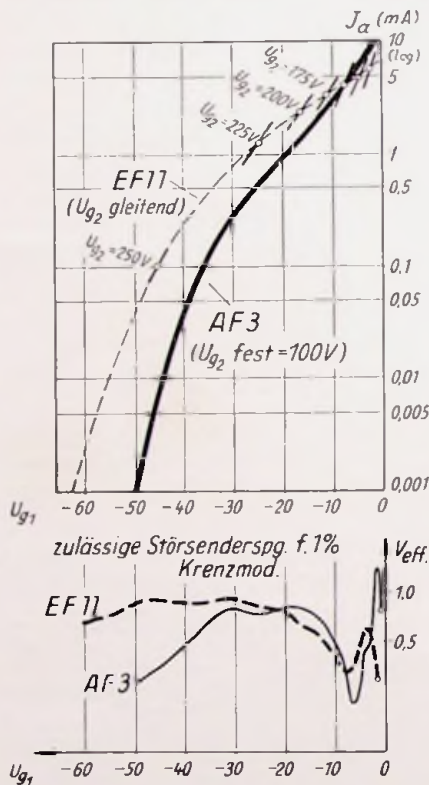
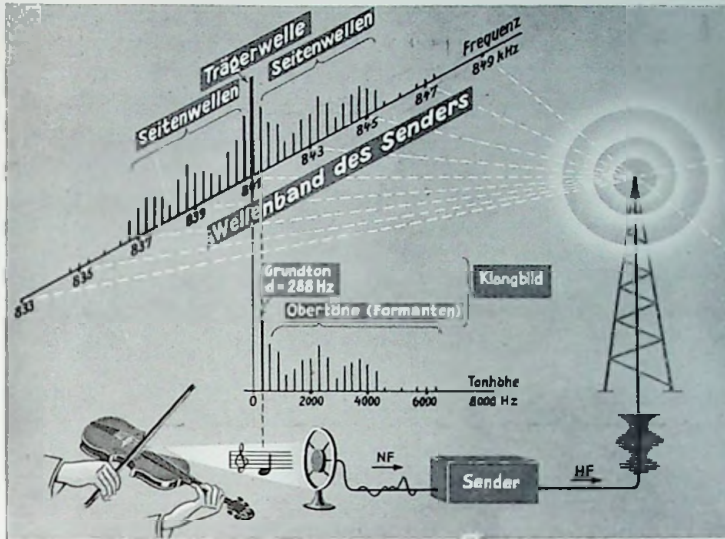


Bild 118. Vergleich zwischen den Arbeitskennlinien bei fester und gleitender Schirmgitterspannung

Ein Vergleich zwischen den Kennlinien einer für feste Schirmgitterspannung vorgesehenen Regelröhre (AF 3) und einer mit gleitender Schirmgitterspannung betriebenen Röhre (EF 11) bestätigt diese Überlegungen (Bild 118). Unter den Kennlinien sind gleichzeitig die durch Messung ermittelten Kurven der zulässigen Eingangswechselspannungen für eine bestimmte Verzerrung (1% Kreuzmodulation bzw. 0,4% Modulationsverzerrung) aufgetragen. Man sieht, daß die Aussteuerfähigkeit der EF 11 bei großen Gittervorspannungen entsprechend höher ist, und gleichzeitig der bei der AF 3 durch die Über-

gangsstelle bei etwa - 6 V starke Abfall der Kurve besser ausgeglichen ist. Telefunken beabsichtigt, für die einzelnen Regelröhren derartige durch Messungen ermittelte Kurven herauszubringen, aus denen die zulässigen Eingangsspannungen für einen bestimmten Prozentsatz an Kreuzmodulation bzw. Modulationsverzerrungen entnommen werden können.



Kreuzmodulationskurven für EF 13, EBF 11 und ECH 11 s. S. 266, 269, 270.

Bild 119. Zusammensetzung des Senderwellenbandes in Abhängigkeit von der niederfrequenten Modulation. Die Trägerwelle wird links und rechts von Seitenwellen begleitet, deren Abstand den jeweils vorhandenen Grund- oder Oberwellen der Tonschwingungen entspricht. Die durch HF-Verzerrungen entstehenden neuen unerwünschten Seitenwellen sind niederfrequenzmäßig betrachtet zusätzliche Ober- und Mischwellen dieser Modulationsschwingungen

Modulationsverzerrung

a) **Modulationsverzerrung (Verzerrungen der modulierten Hochfrequenz durch die Kennlinienkrümmung).** Eine modulierte Hochfrequenzwelle besteht bekanntlich aus der sogenannten Trägerwelle und einer entsprechenden Anzahl Seitenwellen, deren Zahl und Abstand von den jeweils vorhandenen Modulationsschwingungen abhängt. Durch die Kennlinienkrümmung der HF-Verstärkerröhre kommt nun eine Verzerrung in der Hochfrequenzstufe zustande, d. h. es entstehen neue Seitenwellen. Von den so entstehenden Ober- und Mischwellen werden jedoch nur diejenigen an die nächste Stufe übertragen, die innerhalb der Bandbreite des abgestimmten Anodenkreises liegen. Praktisch handelt es sich also um die Ober- und Mischwellen der niederfrequenten Modulationsschwingungen, die als neue zusätzliche, aber unerwünschte Seitenwellen innerhalb der übertragenen Bandbreite auftreten. Zur Kennzeichnung der so entstehenden Verzerrungen benutzt man entweder den sogenannten **Modulationsfaktor M** oder den Anteil der durch diese Verzerrung entstehenden zweiten Oberwellen einer Modulationsfrequenz, kurzweg als **Modulationsverzerrung k_m** bezeichnet. Der Modulationsfaktor wird dagegen durch das Verhältnis der Differenz zur Summe der bei den Aussteuerungsspitzen auftretenden Steilheitswerte (S_1) ausgedrückt. Die beiden Werte k_m und M verhalten sich ungefähr wie 1:7, d. h. ein Modulationsfaktor von M = 20 % entspricht ungefähr einem durch die Kennlinienkrümmung hervorgerufenen Prozentsatz an zweiter Oberwelle der Modulation von

$$k_m = 3 \%. \text{ Allgemein gilt: } M (\%) \sim \frac{S_{111}}{S_1} \cdot m \cdot u^2 \cdot$$

Für die annähernde Berechnung der Modulationsverzerrungen* bzw. der zulässigen Eingangsspannung für eine bestimmte Modulationsverzerrung (M = 20 %) besteht daher bei exponentiellem Kurvenverlauf folgende Beziehung: u (V eff.) = $\frac{0,28 \cdot U_T}{m}$.

* Die hier aufgenommenen Berechnungsbeispiele sollen nur einen Überblick geben, wie man die zu erwartenden Verzerrungen ungefähr nach dem Kennlinienverlauf beurteilen kann. Für die Praxis wird man zweckmäßiger die durch Messung ermittelten Verzerrungskurven benutzen, die natürlich auch den Einfluß der Abweichungen von der rein exponentiellen Kennlinie, insbesondere in den Übergangsstellen, berücksichtigen, die für die Festlegung der Aussteuerungsgrenzen besonders wichtig sind.

Beispiel: $U_T = 3$ Volt; $u = 0,28 \cdot 3 = 0,84$ V eff. bei 100 % Modulation. Für kleineren Modulationsgrad wird die zulässige Eingangsspannung entsprechend größer. So ergibt sich z. B. für 30 % Modulation ($m = 0,30$) $u = \frac{0,84}{0,3} = 2,8$ V eff.

Um die bei anderen Eingangsspannungen entstehenden Verzerrungen zu ermitteln, muß man davon ausgehen, daß der Verzerrungsgrad quadratisch von der Eingangsspannung der Senderwelle abhängt. Soll für obiges Verhältnis z. B. die Verzerrung für eine Eingangsspannung von 5,6 V eff. bei $m = 30$ % ermittelt werden, so ergibt sich $M = \left(\frac{5,6}{2,8}\right)^2 \cdot 20\% = 80\%$.

**Brumm-
modulation**

b) Brumm-Modulation der Empfangswelle durch die Kennlinienkrümmung. Ist am Gitter der HF-Verstärkerröhre oder im Anodenstrom der Röhre eine NF-Schwingung vorhanden, so wäre diese unschädlich, wenn die Kennlinie der Verstärkerröhre vollkommen geradlinig verlaufen würde. Der in der Anodenzuleitung liegende Abstimmkreis bedeutet für jede NF-Schwingung einen Kurzschluß und würde sie daher nicht an das Gitter der nächsten Röhre übertragen. Verläuft die Kennlinie jedoch gekrümmt, dann beeinflusst diese NF-Schwingung die gleichzeitig zu verstärkende HF-Schwingung der Senderwelle, und es entstehen Seitenwellen, die durch den Schwingkreis auf das Gitter der nächsten Röhre übertragen werden. Die Senderwelle wird durch die gekrümmte Kennlinie mit der am Gitter vorhandenen unerwünschten NF-Schwingung moduliert. Eine solche Störspannung ist z. B. die Brummspannung, die im Netzempfänger entweder durch ungenügende Siebung oder durch unvermeidbare kapazitive Beeinflussungen des Gitters der HF-Verstärkerröhre auftritt. Man spricht daher von Brumm-Modulation. Durch Siebung, Abschirmung usw. muß man die Brummspannungen an den HF-Röhren entsprechend klein halten. Die Brumm-Modulation (m_b) nimmt mit der Brummspannung zu, d. h. bei doppelter Brummspannung steigt die Brumm-Modulation auf das Doppelte. Man gibt sie in Prozent an, wobei 1 % Brumm-Modulation bedeutet, daß die HF-Trägerwelle durch die Brummspannung mit 1 % moduliert wird. Zulässig sind höchstens $\frac{1}{100}$ der Sendermodulation, somit bei 30 % moduliertem Sender etwa 0,3 % der Trägerwelle.

Allgemein gilt: $m_b \sim \frac{S_{11}}{S_1} \cdot u_b$. Für die annähernde Berechnung der Brumm-Modulation aus einer exponentiellen Kennlinie ergibt sich daher die einfache Beziehung: m_b (%) = $\frac{140 \cdot u}{U_T}$ %.

Beispiel: $U_T = 4$ V; $u_b = 0,014$ V eff. $m_b = \frac{140 \cdot 0,014}{4} = 0,5$ %.

**Kreuz-
modulation**

c) Übersprechen (Kreuz- und Quermodulation) durch die Kennlinienkrümmung. Unerwünschte Störschwingungen können aber noch auf eine andere Weise auf die Empfangswelle einwirken, und zwar derart, daß die modulierte HF-Schwingung eines Störsenders an das Gitter der HF-Röhre gelangt. Die modulierte Schwingung des Störsenders verändert die Verstärkung des gewünschten Senders im Takt ihrer Modulation, und die Trägerwelle des eingestellten Senders erhält dadurch entsprechende Seitenwellen. Die Empfangswelle wird daher mit den Modulationsschwingungen des Störsenders moduliert. Die Modulationsschwingungen des Störsenders können dann, da sie innerhalb der übertragenen Bandbreite liegen, trotz trennscharfer Abstimmkreise im Anodenkreis auf das Gitter der nächsten Röhre übertragen werden. Sie sind durch keinerlei Maßnahmen mehr zu unterdrücken und treten als störende Musik- oder Sprachdarbietung im Lautsprecher in Erscheinung. Es ist so, als ob der Empfänger zu wenig Trennschärfe besitzt. Man spricht daher von Kreuzmodulation bzw. Quermodulation oder bezeichnet diese Erscheinung als „Übersprechen“. Um ein solches Übersprechen zu vermeiden, muß man dafür sorgen, daß vor dem Gitter der ersten Röhre trennscharfe Abstimmkreise ange-

ordnet sind, damit der Störsender genügend abgeschwächt wird. Unter Umständen muß man einen besonders starken Störsender durch einen Sperrkreis unschädlich machen.

$$\text{Allgemein gilt } K (\%) \sim \frac{S_{III}}{S_I} \cdot \frac{m_{St}}{m} \cdot u_{St}^2$$

Für die annähernde Berechnung der Kreuzmodulation aus der Kennlinienkrümmung einer exponentiellen Kurve kann man folgende einfache Beziehung benutzen. Die für 1% Kreuzmodulation zulässige Störspannung des Störsenders: $u_{St} \text{ (V eff.)} = 0,1 \cdot U_{F_*}$. Dieser Zusammenhang gilt unter der Voraussetzung, daß beide Sender gleich stark moduliert sind. Weicht die Modulation des Störsenders m_{St} von der Modulation des gewünschten Senders m ab, so muß man den so berechneten Wert noch mit dem Verhältnis $m:m_{St}$ multiplizieren. Um die Kreuzmodulation zu berechnen, die sich bei einer anderen Eingangsspannung ergibt, muß man berücksichtigen, daß die Größe der Kreuzmodulationsverzerrung quadratisch von der Spannung des Störsenders abhängt.

Beispiel: $U_T = 3 \text{ V}$; für $K = 1\%$ und $m_{St} = m$ ergibt sich: $u_{St} = 0,1 \cdot 3 = 0,3 \text{ V eff.}$, d. h. die Spannung des Störsenders darf 0,3 V eff. nicht überschreiten.

Nimmt man dagegen an, daß der gewünschte Sender mit 30%, der Störsender dagegen dreimal so stark, d. h. mit 90% moduliert sei, dann ergibt sich entweder bei obiger Eingangsspannung eine dreimal so große Kreuzmodulation, d. h. 3% oder die zulässige Störsenderspannung für 1% Kreuzmodulation beträgt nur $\frac{1}{3}$, d. h. 0,1 V eff.

Will man dagegen z. B. die bei einer Eingangsspannung von 0,54 V eff. und gleichem Modulationsgrad beider Sender zu erwartende Verzerrung durch Kreuzmodulation berechnen, so ergibt sich für obiges Beispiel $K = \left(\frac{0,54}{0,3}\right)^2 = 3,3\%$.

Oberwellen

d) Berechnung der durch die Kennlinienkrümmung entstehenden Oberwellen. Aus den obigen Angaben kann man auch die entstehenden zweiten und dritten Oberwellen einer Grundwelle sehr einfach bestimmen. Der bei einer bestimmten Gitterwechselspannung auftretende Prozentsatz an zweiten Oberwellen k_2 beträgt etwa 25% der unter gleichen Verhältnissen entstehenden Brumm-Modulation (m_b), der Prozentsatz an dritten Oberwellen k_3 dagegen beträgt ca. 8% der unter gleichen Verhältnissen auftretenden Modulationsverzerrung (k_m).

Beträgt also z. B. die Brumm-Modulation 0,4%, so sind bei gleicher Gitterwechselspannung 0,1% 2. Oberwellen der Grundwelle zu erwarten. Ist dagegen für einen bestimmten Punkt mit einer Modulationsverzerrung von $k_m = 2,4\%$ zu rechnen, so kann man gleichzeitig den Prozentsatz der bei gleich großer Gitterwechselspannung entstehenden 3. Oberwellen auf 0,2% der Grundwelle schätzen.

Sprache und Musik

Grund- und Obertöne

4. Wiedergabe und Entzerrungsmöglichkeiten. Der vom menschlichen Ohr überhaupt wahrnehmbare Bereich der Luftschwingungen erstreckt sich von etwa 16 bis 20 000 Hz (Schwingungen pro Sekunde). Wie aus Bild 120 hervorgeht, besitzen davon die Schwingungen von etwa 240 bis 2000 Hz (3 Oktaven) — die Grundtöne der menschlichen Stimme und der wichtigsten Musikinstrumente — die größte Bedeutung. Um alle in Sprache und Musik vorkommenden Grundtöne zu erfassen, müßte man aber schon den ganzen üblichen Klavier-Grundtonbereich wiedergeben, der sich von etwa 30 bis 4000 Hz erstreckt und bereits 7 Oktaven umfaßt. Darüber hinaus besitzt jedoch jeder Sprachlaut und jeder Musiktöne eine ganze Reihe Obertöne (Vielfache des Grundtones), die für den jeweiligen Sprecher oder das betreffende Musikinstrument kennzeichnend sind (Bild 121/122). Sie formen gewissermaßen den Ton, geben ihm seine charakteristische

* Daraus ergibt sich, daß etwa der 3fache Wert der für 1% Kreuzmodulation zul. Störsenderspannung gleichzeitig den für 100% mod. Sender zul. Wert der Aussteuerspannung für 20% Modulationsverzerrung darstellt und aus der Kreuzmodulationskurve zu entnehmen ist. (s. a. S. 266).

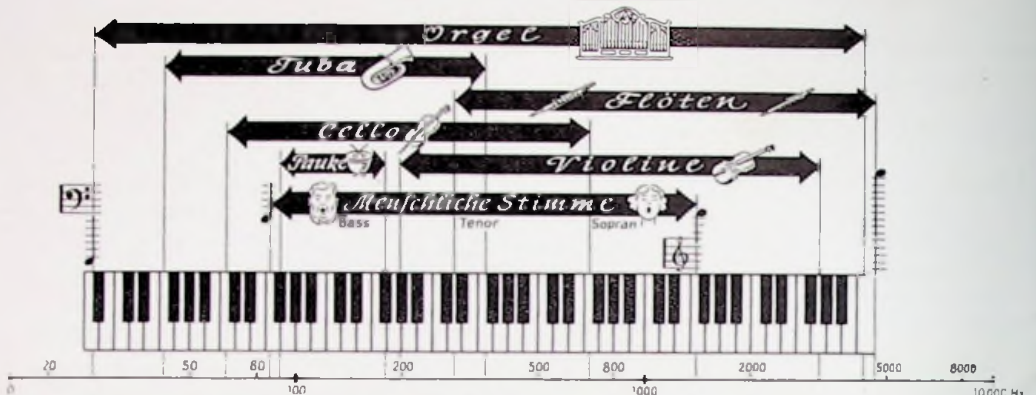


Bild 120. Darstellung des Grundtonbereiches der wichtigsten Musikinstrumente und der menschlichen Stimme

Eigenschaft und werden daher auch als Formanten bezeichnet. Ihr Nichtvorhandensein erschwert besonders die Verständlichkeit der Sprache und das Unterscheidungsvermögen für die einzelnen Musikinstrumente. Der Bereich dieser Obertöne erstreckt sich bis zu den höchsten hörbaren Tönen, doch kann auch eine weitgehenden Ansprüchen genügende hochwertige Wiedergabe auf den Bereich über 10 000 Hz verzichten. Man ist vielmehr bei der Rundfunkwiedergabe gezwungen, das Frequenzband von vornherein bei 9 kHz möglichst scharf abzuschneiden, um das durch den Senderabstand von 9 000 Hz entstehende Ueberlagerungspeifen zu vermeiden. Eine Erweiterung des elektrischen Frequenzbandes im Empfänger nach oben zu ist auch deswegen zwecklos, weil die Trägerwelle des Senders nur mit Tönen bis etwa 10 000 Hz moduliert wird. Nach unten ist eine möglichst große Ausdehnung des Frequenzbandes wünschenswert, weil dadurch besonders die Musikdarbietungen voll und natürlich herauskommen, während sie bei Fehlen des unteren Tonbereiches dünn klingen. Dabei ist jedoch zu beachten, daß die Wiedergabe mit einem beschränkten Tonband dann verhältnismäßig am besten ist, wenn Höhen und Tiefen in bezug auf mittlere Frequenzen (500—1000 Hz) ihrer Oktavenzahl nach gleichmäßig vorhanden sind. Die naturgetreue Wiedergabe der Tiefen stößt in der Praxis auf Schwierigkeiten. Bei Netzempfängern spielt z. B. schon die Rücksichtnahme auf Netzbrummen (50 oder 100 Hz) eine Rolle und erfordert, ebenso wie die Verhinderung niederfrequenter Rückkopplungen, den Aufwand entsprechender Siebmittel, wenn man die Frequenzen dieses Bereiches ungestört wiedergeben will.

Lautsprecher-eigenschaften

Ausgehen muß man jedoch von den Abstrahlungseigenschaften des Lautsprechers,

weil je nach dem System bzw. der Qualität des jeweils benutzten Lautsprechers früher oder später eine schlechtere Wiedergabe der Tiefen einsetzt. Das elek-

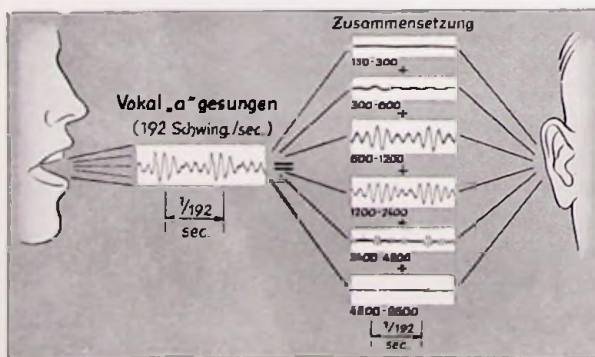


Bild 121. Zusammensetzung eines Tones aus Grund- und Oberwellen

Links: die zusammengesetzte Schwingung (Grundton 192 Hz)

Rechts: die durch Oktavsiebe getrennten Einzeltöne (Grundton und Obertöne)

trische Frequenzband unter diesen Bereich zu verstärken hat keinen Zweck. Es ist bekannt, daß der sog. magnetische Lautsprecher (feststehende Spule) besonders die Wiedergabe der hohen Frequenzen bevorzugt, während der sog. dynamische Lautsprecher (Schwingspule) auch die tieferen Frequenzen bis zu seiner untersten Resonanzstelle voll abstrahlt. Fordert man hochwertige Wiedergabe, so ist deshalb die Verwendung eines dynamischen Lautsprechers in Verbindung mit entsprechenden Maßnahmen zur Verhinderung des Druckausgleiches tiefer Frequenzen (Schallwand oder entsprechendes Gehäuse) unbedingte Voraussetzung. Man kann dieser Forderung noch besser durch Verwendung von zwei Lautsprechern entsprechen, wenn man einen dynamischen für den unteren Tonbereich und einen Hochtonlautsprecher für den oberen Bereich benutzt. Die Abstrahlkurve des dynamischen Lautsprechers (Bild 123) ist allerdings keine Gerade, sondern stellt gewissermaßen eine Verbindungslinie zwischen den einzelnen Resonanzstellen der Membrane dar, in denen der Wirkungsgrad der Abstrahlung infolge der Resonanzwirkung seinen höchsten Wert erreicht. Sie wird jedoch um so ausgeglichener, je höher die Feldstärke des Lautsprechers bemessen ist bzw. je sorgfältiger die Systemkonstruktion (Schwingspule und Membran) ausgeführt ist.

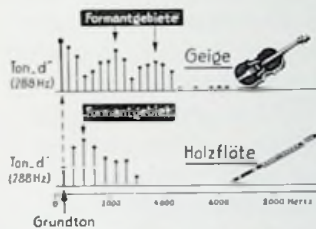


Bild 122. Vergleich der Obertöne einer Geige und einer Flöte
Grundton = d (288 Hz)

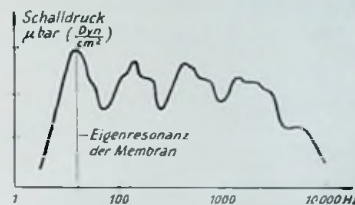


Bild 123. Beispiel der Frequenzkurve eines dynamischen Lautsprechers

Die elektrische Frequenzkurve des Empfängers soll von vornherein möglichst geradlinig, also frei von linearen Verzerrungen sein. Da dies nicht in jeder Stufe erreichbar ist, kann man versuchen, den in einer Stufe benachteiligten Tonbereich durch eine höhere Verstärkung in anderen Stufen auszugleichen. Man erreicht dies z. B. durch Ausnutzung frequenzabhängiger Verstärkungseigenschaften, z. T. auch von Resonanzerscheinungen oder dadurch, daß man die Verstärkung der höheren Töne z. B. durch Kapazitäten herabdrückt. Man spricht dann von einer „Anhebung“ der Tiefen bzw. von einer „Tiefenentzerrung“ oder auch umgekehrt von einer „Höhenentzerrung“. Die einzelnen Einflüsse, durch die sich der Verlauf des elektrischen Frequenzbandes — der sog. Frequenzgang — ergibt, geht aus den Betrachtungen über den Außenwiderstand (S. 109) hervor. Bei der Dimensionierung muß man für den unteren Tonbereich, wie bereits erwähnt, in erster Linie die Lautsprechereigenschaften zugrunde legen. Der obere Bereich ist von den Resonanzkurven des HF-Teiles abhängig, deren Verlauf den Anforderungen entsprechen muß, die man an die Trennschärfe des Empfängers stellt. Die Breite des vom HF-Teil durchgelassenen Frequenzbandes richtet sich danach, ob man nur auf hochwertigen Ortsempfang oder auch auf sicheren und ungestörten Fernempfang Wert legt. In letzterem Falle muß bekanntlich eine Kompromißlösung gefunden bzw. durch Verwendung eines Bandbreitenschalters für wahlweise Anpassung gesorgt werden.

Entzerrung

Ohrempfindlichkeit

Neben den elektrischen Verstärkungseigenschaften der einzelnen Stufen muß aber auch die Abhängigkeit der Ohrempfindlichkeit von Lautstärke und Schwingungszahl beachtet werden, weil diese darüber hinaus u. U. eine weitere Anpassung der elektrischen Frequenzkurve erfordert. Die Lautstärke drückt man

Schalldruck

meßtechnisch durch den Schalldruck $\left(\frac{\text{Dyn}}{\text{cm}^2}\right)$ bzw. μbar aus, dem eine bestimmte

Schalleistung $\left(\frac{\mu\text{ Watt}}{\text{cm}^2}\right)$ entspricht. Zwischen diesen beiden Größen besteht ebenso

wie zwischen Spannung und Leistung eine annähernd quadratische Beziehung.

d. h., soll der Schalldruck auf das Doppelte, Dreifache steigen, so ist dazu das Vier-, Neunfache an Schalleistung und dementsprechend auch an

elektrischer Sprechleistung für den Lautsprecher notwendig. Ein eigenartiger Zusammenhang besteht dagegen zwischen Schalldruck und der gehörmäßigen Laut-

stärkeempfindung. Jeder reine Ton (Sinusschwingung) erfordert einen ganz bestimmten Mindestschalldruck, damit er überhaupt vom Ohr wahrgenommen

wird (sog. Reizschwelle). Die Größe dieses Druckes hängt von der Schwingungszahl des Tones ab. Ueberschreitet der Schalldruck eine bestimmte Größe, so wird

der Ton vom Ohr als Schmerz empfunden (Schmerzschwelle des Ohrs). Damit das Ohr eine Lautstärkeänderung innerhalb dieses Bereiches wahrnimmt, muß sich

der Schalldruck um einen bestimmten Mindestwert ändern, der wieder sowohl

von der Tonhöhe als auch von der Laut-

stärke abhängig ist. Man hat durch umfangreiche und langwierige Messungen

Kurven aufgenommen (Bild 124), die die Lautstärkeempfindlichkeit des Ohrs

bei verschiedenen Tönen zeigen. Dabei ist man zu dem Ergebnis gekommen, daß

sich für den reinen Ton von 1000 Hz ein verhältnismäßig einfacher, gesetzmäßiger Zusammenhang finden läßt.

Unterteilt man die für 1000 Hz zwischen Schmerzschwelle und Reiz-

schwelle notwendige Schalldruckänderung, die 1:1 000 000 beträgt, logarith-

misch in 120 Teile und bezeichnet diese Einheit als Phon, so entsprechen

20 Phon jeweils einer Schalldruckänderung — bzw. elektrisch einer Span-

nungsänderung — um eine Größenordnung, also z. B. auf das 10-, 100fache

usw. 1 Phon entspricht dann für den reinen 1000-Hz-Ton einer Schalldruck-

änderung um etwa 18% und wird gehörmäßig ungefähr als Lautstärkeänderung

empfunden. Da sich Schalldruckände-

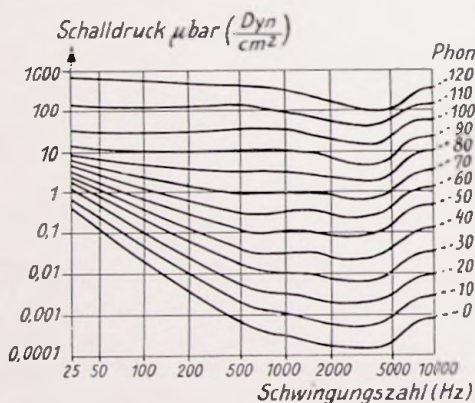


Bild 124. Ohrempfindlichkeitskurven; Zusammenhang zwischen Schalldruck, Schwingungszahl und gehörmäßig empfundener Lautstärke (Phon)

rungerungen mit den Spannungsänderungen bei der elektrischen Verstärkung vergleichen lassen, so hat man dadurch ein einfaches Maß für die Beurteilung der Verstärkungsverhältnisse im Hinblick auf ihre gehörmäßige Auswirkung. Um für die praktische Bedeutung der Phonskala einen Begriff zu geben, ist die ungefähre

Phonskala

gehörmäßige Empfindung der Werte von 10 zu 10 Phon in Bild 125 dargestellt. 30 Phon entsprechen z. B. dem Urticken usw. Außerdem ist die Phonskala auch mit dem vielfach benutzten Neper-Maß in Verbindung gebracht und das zugehörige Schalldruck- bzw. Spannungs- und Leistungsverhältnis dargestellt. Die normale Rundfunkwiedergabe spielt sich in dem Bereich von etwa 30 bis 70 Phon ab und erfordert daher ein Schalldruck- bzw. Spannungsverhältnis von ca. 1 : 100 bzw. ein Leistungsverhältnis von ca. 1 : 10 000. Allerdings sind Lautstärkebereich und Lautstärkepitzen der Originaldarbietungen wesentlich größer, müssen aber schon senderseitig zwecks günstiger Ausnutzung der Senderleistung auf diesen Bereich eingengt werden (Dynamikbegrenzung). Dabei wird die Wiedergabe auch im allgemeinen in einen tieferen Bereich verlegt, der um so weiter nach unten rückt, je kleiner die mit dem Empfänger max. erzielbare

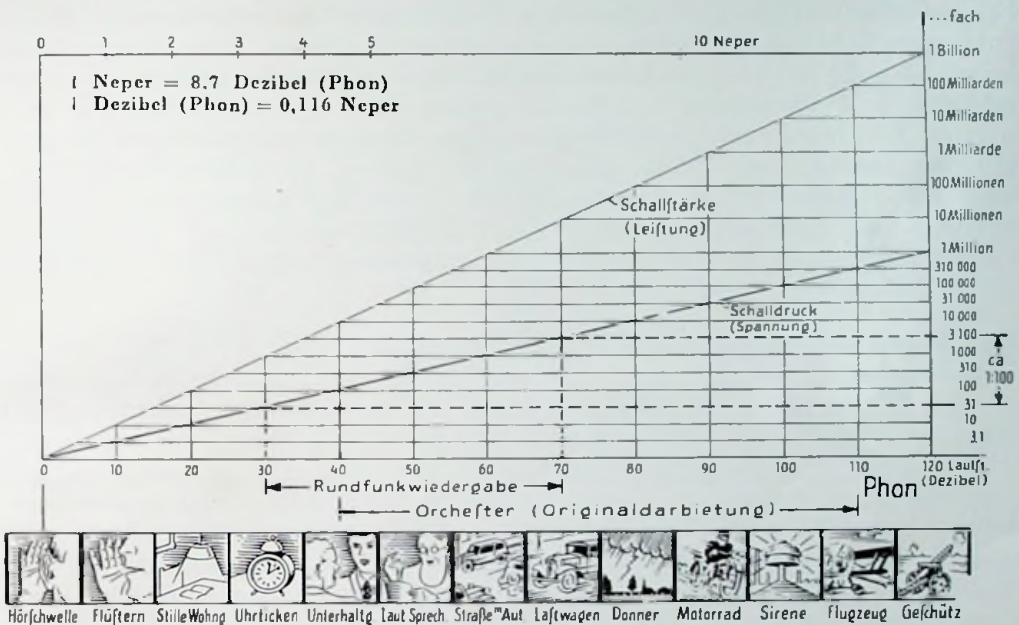


Bild 125. Symbolische Darstellung der Phonskala und Zusammenhang zwischen Phon, Schalldruckverhältnis und Neper-Maß (genau nur für den 1000 Hz-Ton)

Sprechleistung bzw. die jeweils eingestellte Lautstärke ist. Wie aus Bild 124 hervorgeht, werden aber dadurch die tiefen Töne immer mehr benachteiligt, weil sie bei leiserer Wiedergabe im Verhältnis zu den mittleren Tönen gehörmäßig immer mehr zurücktreten. Sollen z. B. die beiden Töne 50 und 1000 Hz gehörmäßig gleich laut wahrgenommen werden, so erfordert der 50-Hz-Ton bei 70 Phon den 5fachen, bei 50 Phon den 20fachen und bei 30 Phon den 80fachen Schalldruck gegenüber dem 1000-Hz-Ton. Daraus läßt sich die Schwächung der Tiefen entnehmen, wenn z. B. eine Originaldarbietung von 70 Phon mit kleinerer Lautstärke, also etwa mit 50 oder 30 Phon, wiedergegeben wird. Die linearen Verzerrungen können von vornherein durch eine gewisse Tiefenentzerrung durch Schwächung der Höhen ausgeglichen werden. Außerdem läßt sich die Verflachung bei leiser Wiedergabe auch durch die sog. gehörrichtige Lautstärkeregelung (Bild 213) etwas ausgleichen. Dazu wird dem unteren Teil des Lautstärkereglers ein Kondensatorglied parallel geschaltet, das die Höhen um so mehr schwächt, je kleiner die eingestellte Lautstärke ist.

Die Anpassung der elektrischen Frequenzkurve wird durch sog. Klangblenden vorgenommen, die z. B. aus Kondensatoren bestehen, die parallel zu den Außenwiderständen liegen. Vorteilhafter werden sie als R-C-Glied ausgebildet (s. S. 58), weil sie dann die oberen Frequenzen gleichmäßiger abschneiden. Ein solches Entzerrungsglied ist besonders bei Endpentoden zweckmäßig. Es beseitigt die durch die Pentodeneigenschaft bedingte gellende Wiedergabe (Bevorzugung des oberen Tonbereiches durch höhere Verstärkung), ohne daß die Höhen zu stark geschwächt werden. Mit der sog. 9-kHz-Sperre (Bild 104) schneidet man das Frequenzband aus den bereits erwähnten Gründen bei 9000 Hz scharf ab. Regelbare Klangblenden bestehen aus Stufen-Parallelschaltung von Kondensatoren, aus einem regelbaren R-C-Glied (Bild 103) oder in besonders wirksamer Form aus einer quadratischen Klangblende (Bild 105). Durch ein Drossel-Kondensator-Glied mit Spannungsteiler (Bild 419) hat man schließlich die Möglichkeit, nach Wunsch entweder die hohen oder tiefen Töne zurücktreten zu lassen. Entzerrungsmöglichkeiten bieten sich außer den bereits erwähnten Klangblenden noch hochfrequenzmäßig durch Anwendung der Rückkopplung bzw. durch Verwendung hochwertiger Abstimmkreise (starke Rückkopplung oder schwach gedämpfte Kreise — Benachteiligung der Höhen) oder durch regelbare Bandfilter (starke Kopplung — Höhenentzerrung). Auf der NF-Seite ist die Entzerrung auch durch Ausnutzung von Resonanzerscheinungen bei Drosseln und Transformatoren oder durch Ausnutzung der Pentoden-Verstärkungseigenschaften (Bevorzugung der Höhen) möglich.

Eine besonders wirksame Entzerrungsmöglichkeit bietet schließlich die sog. **Gegenkopplung**, mit der man nicht nur die linearen, sondern auch die nicht-linearen Verzerrungen herabsetzen kann. Sie stellt eine negative Rückkopplung, also eine Verstärkungsschwächung dar, die entweder vom Anodenwechselstrom (Stromgegenkopplung) oder von der Anodenwechselspannung (Spannungsgegenkopplung) abhängig gemacht werden kann. Die Verzerrungen nehmen ungefähr in gleichem Maße ab wie die Verstärkung. Der einfachste Fall einer Stromgegenkopplung ist durch einen in der Kathodenzuleitung liegenden Widerstand gegeben. In Bild 126 sind die Verhältnisse der Anschaulichkeit halber stark verzerrt dargestellt. Ohne Gegenkopplung würde auf Grund der gekrümmten Arbeitskennlinie eine starke Verzerrung zustande kommen. Wird an einem Teil des Kathodenwiderstandes eine entsprechende Gegenspannung abgegriffen und dem Gitter zugeführt, so wird dadurch die Gitterwechselspannung entgegengesetzt verzerrt (Bild 127) und der entstehende Anodenwechselstrom dann durch die entgegengesetzte Verzerrung in der Röhre mehr oder weniger entzerrt. Natürlich wird dabei die Verstärkung stark verringert, und es ist deshalb eine ent-

Stromgegenkopplung

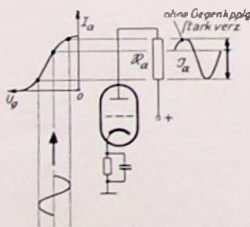


Bild 126. Verzerrung ohne Gegenkopplung

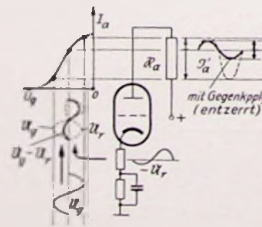


Bild 127. Wirkung der Gegenkopplung

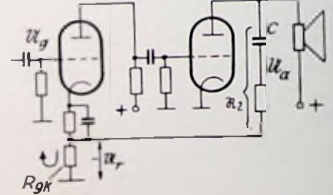


Bild 128. Praktische Schaltung mit Gegenkopplung

sprechende Verstärkungsreserve bzw. ein größerer Verstärkungsaufwand notwendig. Bei Endpentoden ist die Spannungsgegenkopplung vorteilhaft, weil dabei die bei diesen Röhren durch den hohen Innenwiderstand bedingte Bevorzugung des oberen Frequenzbandes verringert und ihr Innenwiderstand herabgesetzt wird, so daß sie in ihrer Arbeitsweise einer Triode angeglichen werden. Im Gegensatz dazu bewirkt die Stromgegenkopplung eine bessere Verstärkung der Höhen und kommt daher praktisch nur für Trioden in Betracht. Die Gegenkopplung kann natürlich auch, wie dies in Bild 128 dargestellt ist, auf eine Vorstufe erfolgen und ist durch geeignete Bemessung des Reihen- oder eines Parallelkondensators zu U_r frequenzabhängig zu machen. Dadurch ist sowohl eine Tiefen- als auch eine Höhenverzerrung zu erzielen. Stets ist jedoch darauf zu achten, daß die richtige Phasenlage der Gegenspannung vorhanden ist, weil andernfalls eine positive Rückkopplung zustande kommt (Berechnungsformeln s. S. 122).

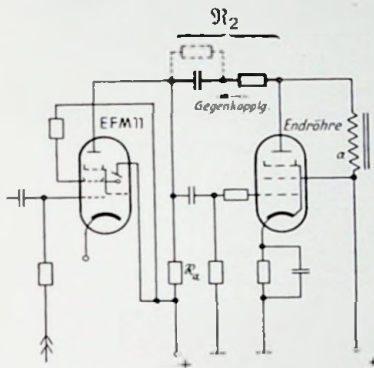


Bild 129. Gegenkopplung in die Anode einer vor die Endröhre geschalteten Regelröhre EFM 11

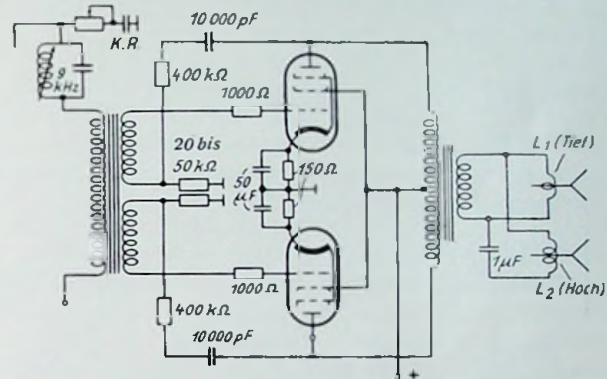


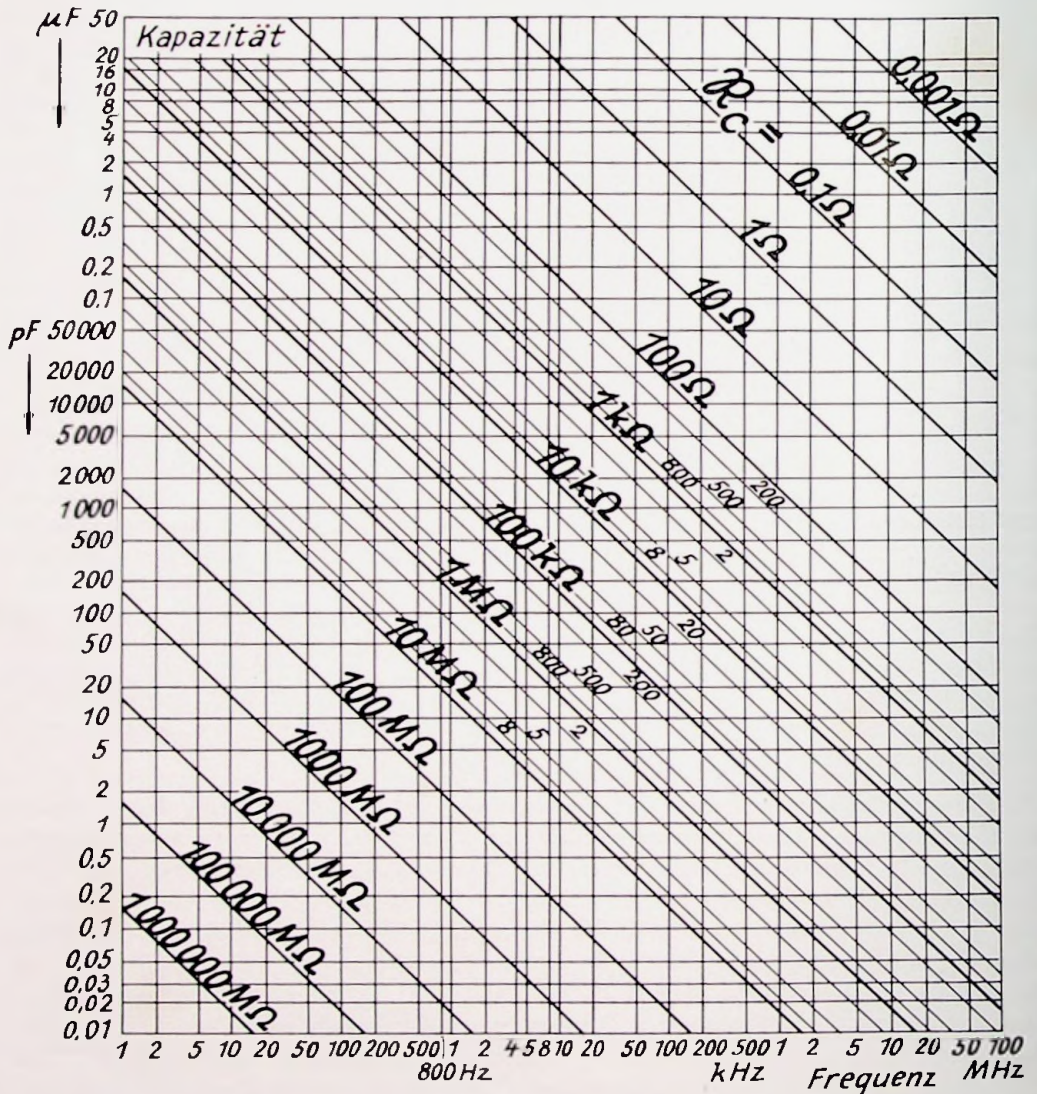
Bild 130. Anwendungsbeispiel der Gegenkopplung in der Gegentaktschaltung (AL 4 bzw. CL 4)

Bei Verwendung der neuen NF-Regelröhre EFM 11 als NF-Vorstufe, bei der eine regelbare NF-Verstärkung zustandekommt, kann die Gegenkopplung nicht wie bei Bild 128 in die Kathode, sondern muß in die Anode erfolgen, weil andernfalls der Gegenkopplungsgrad durch die Regelung verändert wird. Man benutzt dann eine Schaltung nach Bild 129.

Aus der gewünschten Stärke der Gegenkopplung, gekennzeichnet durch die in Kauf genommene Verstärkungsverminderung, ergibt sich die notwendige Gegenspannung U_r und damit die Bemessung des Spannungsteilers. Wird z. B. eine Verstärkungsschwächung auf $\frac{1}{3}$ verlangt, so muß $U_r = 2 \cdot U_g$ sein. Die notwendige Gitterwechselspannung ist dann $U_g' = 3 \cdot U_g$. Ist die Verstärkung ohne Gegenkopplung z. B. 1200fach, so muß die Spannungsteilung ($U_r : U_a$) im Verhältnis 1 : 600 erfolgen, damit $U_r = 2 U_g$ wird. Schließlich muß darauf hingewiesen werden, daß man die Entzerrungsmaßnahmen nicht zu weit treiben darf, weil sonst die zur Aufladung der Entzerrungsglieder notwendigen Einschwingzeiten insbesondere bei Resonanzentzerrung störend in Erscheinung treten.

5. Die erforderliche Sprechleistung. Die notwendige Sprechleistung für die Endröhre schwankt entsprechend den lauterer und leiseren Stellen der Wiedergabe. Man sucht daher eine entsprechende Leistungsreserve zu schaffen, indem man eine End-

röhre großer Leistung wählt, die bei normaler Wiedergabe bei weitem nicht voll beansprucht wird. Auch die lautstarken Musikstellen, also insbesondere die Tiefen, die im Verhältnis zu den mittleren Tönen für gleiche Lautstärke eine ungleich größere Leistung erfordern (s. Bild 124), werden dann einwandfrei wiedergegeben. Außerdem werden die Verzerrungen bei mittlerer Lautstärke kleiner, weil nur ein kleinerer Teil der Kennlinie angesteuert wird. Bei Anwendung von Entzerrungsschaltungen, die eine Hervorhebung der tiefen Töne bewirken, ist die aussteuerbare Sprechleistung für die mittleren Töne natürlich der Entzerrung entsprechend kleiner.



Tafel II. Kurventafel zur Ermittlung des Wechselstromwiderstandes (R_c) eines Kondensators, in Abhängigkeit von seiner Kapazität und von der Frequenz der angelegten Wechselspannung, sowie zur Ermittlung der Grenzfrequenz eines RC-Gliedes (Abfall 30 %, wenn $R_c = R$)

In den Röhrenkennlinien ist der Zusammenhang zwischen mehreren für die Arbeitsweise der Röhre kennzeichnenden elektrischen Betriebswerten dargestellt. Während die für jede Röhre angegebenen technischen Daten immer nur für einen bestimmten Arbeitspunkt gelten, kann man aus den Kennlinien unter Berücksichtigung der jeweiligen Betriebsbedingungen die für den tatsächlich gewählten Arbeitspunkt geltenden Kenndaten entnehmen.

1. Kennlinien der Gleichrichterröhren

a) Netzgleichrichter

Bei den Netzgleichrichterröhren interessiert die notwendige Wechselspannung ($U_{\sim \text{eff}}$), die der Gleichrichterröhre zugeführt werden muß, damit diese eine bestimmte Gleichstromleistung ($U_a \cdot I_a$) abgibt, die zur Versorgung des Empfängerteiles mit Anodenstrom notwendig ist. Dieser Zusammenhang wird in einer Kurvenschar dargestellt, deren Auswertung an einem Beispiel (AZ 1, Vollweggleichrichtung) gezeigt werden soll (Bild 131). Jede Kurve gilt für eine bestimmte Wechselstrom-Eingangsspannung ($U_{\sim \text{eff}}$) und einen bestimmten Transformator-Ersatzwiderstand (R). Die am Ladekondensator auftretende Gleichspannung (U_a) ist von dem entnommenen Gleichstrom (I_a) abhängig. Wird kein Strom entnommen, so ladet sich der Kondensator auf den Spitzenwert auf ($1,4 \cdot U_{\text{eff}}$). Bei Stromentnahme kann man sich den Empfängerteil durch einen der Stromstärke entsprechenden Widerstand R_E ersetzt denken, wobei die Spannung am Ladekondensator bis zur nächsten Spannungshalbwelle nach einer Kurve absinkt, die der Zeitkonstante dieses Ersatzwiderstandes und des Ladekondensators ($R_E \cdot C$) entspricht. Die Ladekurve der Aufladung des Kondensators entspricht dann der Zeitkonstante, die sich aus Transformatorersatzwiderstand + Innenwiderstand des Gleichrichters und Ladekondensator ($R \cdot C$) ergibt. Praktisch erhält man eine mittlere Gleichspannung, der eine stark oberwellenhaltige Wechselspannung von 50 Hz bei Einweg- und von 100 Hz bei Zweiweggleichrichtung überlagert ist. Die mittlere Gleichspannung wird um so kleiner, je mehr Strom entnommen wird und je größer der Transformatorersatzwiderstand ist (s. S. 84). Es ergibt sich z. B. bei 20 mA Stromentnahme eine Gleichspannung $U_a = 650$ V; bei 50 mA $U_a = 600$ V, wenn $R = 100$ Ohm und $C = 16 \mu\text{F}$.

Grund-
sätzliches

Die erforderliche Dimensionierung des Netzteiles läßt sich auf diese Weise leicht berechnen.

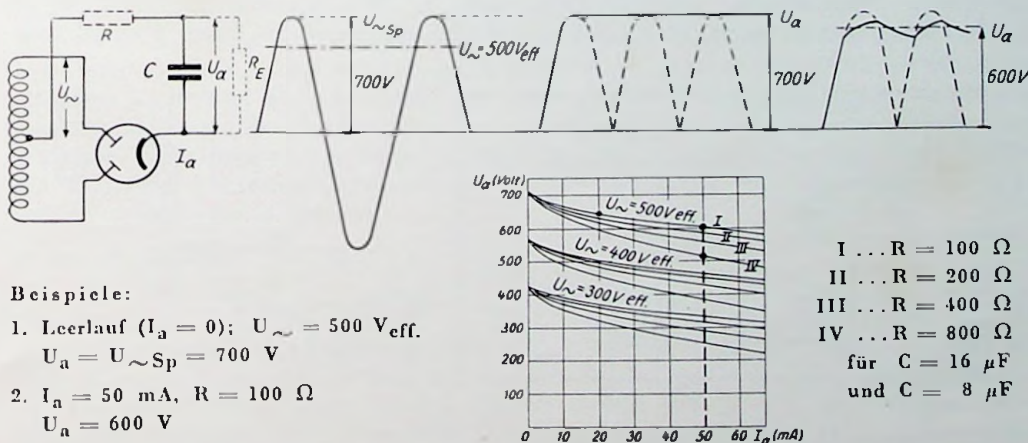


Bild 131. Kennlinien einer Netzgleichrichterröhre (AZ 1) und ihre Erläuterung

Die in den Kurven (s. Bild 131) angegebene Wechselfspannung U_{\sim} ist die Leerlaufspannung des Transformators. Der Widerstand R stellt den Ersatzwiderstand des Transformators, d. h. den halben Ohmschen Widerstand der Sekundärwicklung (bei Einweggleichrichter den ganzen Widerstand der Sekundärwicklung) + den auf die Sekundärseite transformierten Ohmschen Widerstand der Primärwicklung dar. $R = R_s + \ddot{u}^2 R_p$, wobei \ddot{u} das Verhältnis der Primärwicklung zur ganzen bzw. bei Zweiweggleichrichtung zur halben Sekundärwicklung ist. R_s ist der Sekundärwiderstand der ganzen bzw. halben Sekundärwicklung.

Beispiel: 3-Röhrenempfänger mit den Röhren AF 3, AF 7 und AL 4. Die Feldspule des dynamischen Lautsprechers erfordere eine Leistung von 6 Watt und soll gleichzeitig als Siebdrossel verwendet werden. Man berechnet sich zuerst den notwendigen Gleichstrom unter der Voraussetzung, daß alle Röhren die max. Anodenspannung bekommen. Der notwendige Gleichstrom ergibt sich aus der Summe aller Röhren- und Spannungsteilerströme, die notwendige Gleichspannung berechnet man durch Summierung der höchsten notwendigen Elektrodenspannung (meist das Endrohr), der höchsten Gittervorspannung und des Spannungsabfalles im Siebwiderstand.

1. Strombedarf		2. Spannungsbedarf	
AF 3 Anodenstrom	8 mA	Elektrodenspannung	250 Volt
Schirmgitterstrom	3 mA	höchste Gittervorspannung (AL 4)	6 Volt
Spannungsteilerstrom	3 mA	Spannung für die Feldspule	
AF 7 m. Widerstands-Kopplung		bei 57 mA $\frac{6 \text{ W}}{0,06 \text{ A}} =$	110 Volt
Anodenstrom	1 mA		
Schirmgitterstrom	1 mA		
AL 4 Anodenstrom	36 mA		insgesamt <u>366 Volt</u>
Schutzgitterstrom	5 mA		
	<u>insgesamt 57 mA</u>		

Aus der Kurvenschar (Bild 131) entnimmt man, daß bei dieser Gleichspannung und 57 mA Stromentnahme eine Transformatorspannung von etwa 350 V eff. erforderlich ist.

**Brumm-
siebung**

Die am Ladekondensator auftretende Brummspannung (überlagerte Wechselfspannung) kann man annähernd aus Bild 132 entnehmen. Sie ist abhängig von der Art der Gleichrichtung (Ein- oder Zweiweg), von der Größe des Ladekondensators und von der entnommenen Stromstärke und muß durch ein Siebglied auf einen unschädlichen Wert herabgesetzt werden (Widerstand bzw. Drossel mit Siebkondensator oder Feldwicklung eines dynamischen Lautsprechers mit Siebkondensator). Um die Siebwirkung einer solchen Anordnung abzuschätzen, berechnet man sich den Wechselstromwiderstand R_c des Siebkondensators und die an ihm auftretende Wechselfspannung. Ist dieser Wechselstrom-

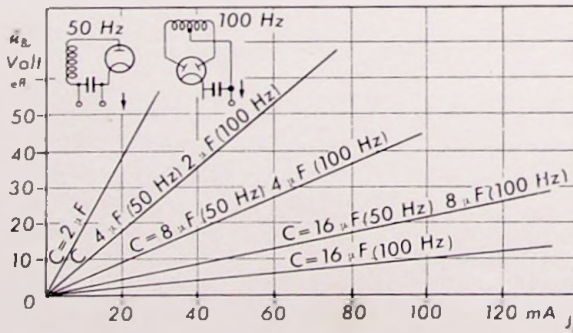


Bild 132. Kurventafel zur annähernden Ermittlung der Brummspannung (U_{Br}) am Ladekondensator

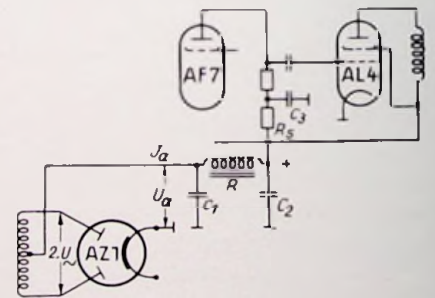


Bild 133. Schaltbild für Berechnungsbeispiel

widerstand R_c mehr als zweimal so groß wie der Siebwiderstand R_s , so kann man unter Vernachlässigung des Phaseneinflusses eine Spannungsteilung im Verhältnis der Widerstände $R_c : R_s$ annehmen. Für die Anodenspannung der ersten NF-Stufe bzw. des Empfangsgleichrichters ist meist ein weiteres Siebglied notwendig, um die Brummspannung, die an das Gitter der nächsten Röhre gelangt, wegen der folgenden NF-Verstärkung genügend klein zu halten. Dieses Siebglied verhindert gleichzeitig niederfrequente Rückkopplungen. Die gesamte Brummspannung soll im Anodenkreis der Endröhre etwa 2 bis max. 5% der für 50 mW Sprechleistung notwendigen NF-Wechselspannung nicht überschreiten.

Beispiel: Empfänger AF 3, AF 7, AL 4, AZ 1 — Zweiweggleichrichtung (Bild 133)
 $I_a = 60 \text{ mA}$, $U_a = 370 \text{ V}$, $U_{\sim} = 350 \text{ V eff.}$, $C_1 = 16 \mu\text{F}$, $C_2 = 16 \mu\text{F}$, $R = 2000 \text{ Ohm}$ (Ohmscher Widerstand der Feldwicklung unter Vernachlässigung der Induktivität).

An C_1 kann man nach Bild 132 mit einer Wechselspannung von etwa 7 V eff. (100 Hz) rechnen. Der Wechselstromwiderstand von C_2 ergibt sich für $16 \mu\text{F}$ nach der Formel S. 121 mit $R_c = 100 \text{ Ohm}$, mithin beträgt die Brummspannung $\frac{100 \cdot 7}{2000} = 0,35 \text{ V eff.}$ Für eine

genaue Berechnung müßte noch berücksichtigt werden, daß sich diese Brummspannung auf den durch den Außenwiderstand und durch den Innenwiderstand der vorgeschalteten Röhre gebildeten Spannungsteiler aufteilt. Für die folgende Berechnung soll diese Tatsache der Einfachheit halber unberücksichtigt bleiben. Im Anodenkreis der Endröhre ist für 50 mW bei 60facher Verstärkung in der AL 4 eine NF-Spannung von $0,33 \cdot 60 = 20 \text{ V eff.}$ vorhanden, daher eine max. Brummspannung von 1 V eff. (5%) zulässig. Für die Anodenzuleitung der AF 7 wird nun ein Siebglied 1:60 vorgesehen, um die Brummspannung entsprechend der folgenden 60fachen NF-Verstärkung herabzusetzen. Wählt man den Siebkondensator C_3 mit $2 \mu\text{F}$ (für 100 Hz ist dann $R_s = 800 \text{ Ohm}$), so muß der Siebwiderstand $800 \cdot 60 = 48.000$, d. h. rund 50 kOhm betragen, um eine 60fache Siebwirkung zu erzielen. Zu dieser vom Gitterkreis der Endröhre stammenden Brummspannung kommt noch die mit der Anodenspannung direkt an den Ausgangsübertrager gelangende Welligkeit. Auch bei der Ermittlung dieser Brummspannung muß man berücksichtigen, daß sich die am Siebkondensator C_2 vorhandene Brummspannung zwischen den durch den Widerstand des Ausgangsübertragers für die Brummfrequenz und dem Innenwiderstand der Endröhre gebildeten Spannungsteiler aufteilt. Bei den bei Pentoden üblichen Innenwiderständen kommt daher nur ein Bruchteil dieser Spannung am Ausgangsübertrager zur Wirkung. Neben den so berechneten, durch die Anodenspannung zugeführten Brummspannungen spielen allerdings eine Reihe anderer Brummbereinflussungen eine Rolle, wie kapazitive Brummbereinflussungen der Gitter, insbesondere durch die Oberwellen des Brumms, induktive Beeinflussung durch den Heizstrom usw. Außerdem hat man bei dynamischen Lautsprechern mit dem sogenannten Erregerbrummen zu rechnen, das darauf zurückzuführen ist, daß die Feldspule, als Siebdrossel zwischen Lade- und Siebkondensator geschaltet, von dem verhältnismäßig starkschwankenden Ladestrom des Siebkondensators durchflossen wird. Man sieht aus diesen Überlegungen, daß eine genaue Berechnung der Brummspannungen keinen Zweck hat, sondern die Verhältnisse zweckmäßiger gehörmäßig bzw. durch Messung der Brummspannung am Ausgang beurteilt werden.

b) HF-Gleichrichter (Dioden)

Die Diodengleichrichtung kann in ihrer Wirkungsweise grundsätzlich mit der Netzgleichrichtung verglichen werden. Anstelle der Netzwechselspannung tritt die HF-Wechselspannung, der Ladekondensator muß jedoch so klein sein, daß er für die NF-Schwankungen einen sehr großen Widerstand darstellt. Den Zusammenhang zwischen HF-Eingangsspannung U_{HF} , Dioden-Gleichspannung U_D und Dioden-Gleichstrom I_D überblickt man am besten mit Hilfe eines Kennlinienfeldes (Bild 134), das annähernd für alle indirekt geheizten Dioden gilt. Man ersieht daraus, daß die Diode schon bei

Grund-
sätzliches

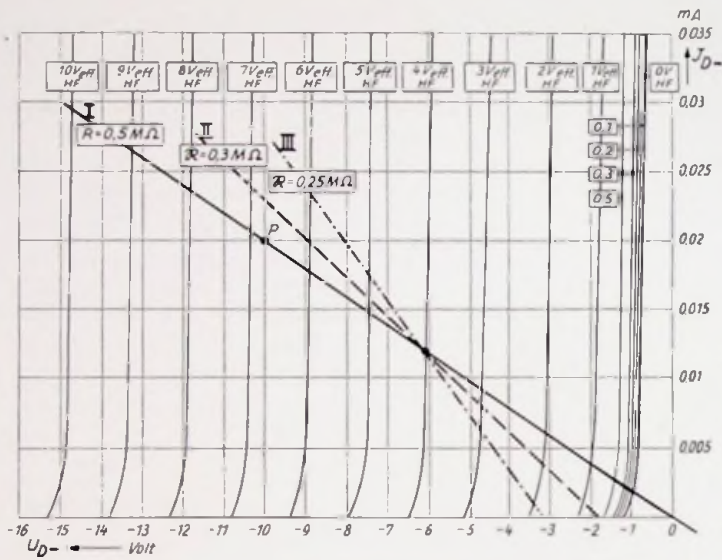


Bild 133. Grundsätzliches Kennlinienfeld für die Diodengleichrichtung. Zusammenhang zwischen U_{HF} , U_D und I_D . Belastung durch R (Gleichstromwiderstand I) bzw. \mathcal{R} (Wechselstromwiderstand II, III).

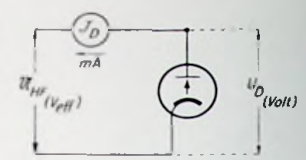


Bild 134a. Prinzipschaltbild für nebenstehendes Kennlinienfeld

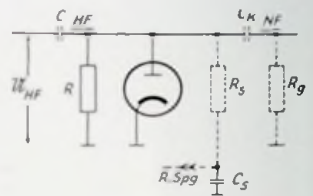


Bild 134b. Praktische Schaltung einer Diode

$U_{HF} = 0$ eine allerdings nicht eindeutig festzulegende Spannung liefert (Anlaufspg). Sie entsteht dadurch, daß die Elektronen mit einer bestimmten mittleren Geschwindigkeit die Kathode verlassen und beträgt bei Leerlauf (I_D sehr klein) max. etwa $-1,3\text{ V}$ (Fußpunkt der Kennlinie $U_{HF} = 0$). Mit dem Eintreffen von HF-Spannungen nimmt U_D zu. Die tatsächlich an der Diode erzielbare Gleichspannung ist von dem zustandekommenden Diodenstrom abhängig, der sich wieder aus der Größe des vorhandenen Außenwiderstandes R ergibt. Dieser Außenwiderstand läßt sich entsprechend dem Verhältnis $R = U_D : I_D$ als Widerstandsgerade in das Kennlinienfeld einzeichnen (vgl. a. S. 91). In Bild 134 ist eine solche Widerstandsgerade für einen Belastungswiderstand von $R = 0,5\text{ M}\Omega$ eingezeichnet (Gerade I). Sie muß im Nullpunkt beginnen, und ihre Neigung ist z. B. durch den Punkt P ($U_D = 10\text{ V}$, $I_D = 0,02\text{ mA}$) bestimmt, denn $0,5\text{ M}\Omega = 10\text{ V} : 0,02\text{ mA}$. Die Schnittpunkte dieser Geraden mit den einzelnen U_{HF} -Kurven ergeben die hierbei erzielbaren Diodenspannungen, z. B. $U_D = -6\text{ V}$ für $U_{HF} = 4\text{ V}$ eff. usw. Auf diese Weise lassen sich z. B. die erzielbaren Regelspannungen ermitteln. Bei verzögerter Regelung muß die Widerstandsgerade jedoch entsprechend nach links verschoben werden, z. B. bei 3 V Verzögerungsspannung im Punkte $U_D = -3\text{ V}$ beginnen. In gleicher Weise läßt sich auch die mit einer bestimmten HF-Spannung erzielbare NF-Spannung ermitteln, wobei sich praktisch allerdings wegen des Ladekondensators kleinere Werte ergeben. Es sei z. B. eine HF-Spannung von $U_{HF} = 4\text{ V}$ eff. (30% mod.) angenommen. Der Arbeitspunkt für den unmodulierten Empfang ergibt sich bei $U_D = -6\text{ V}$. Bei 30% Modulation schwankt die Trägerwelle im NF-Rythmus von: $U_{HF} = 2,8\text{ V}$ eff. bis $U_{HF} = 5,2\text{ V}$ eff. und demgemäß die Gleichspannung U_D von $-4,5\text{ V}$ bis $-7,8\text{ V}$. Dies entspricht einer erzielbaren NF-Wechselspannung von etwa $1,2\text{ V}$ eff. Solange die Abstände zwischen den von der NF-Schwankung geschnittenen Kennlinien gleichmäßig sind, ergibt die Gleichrichtung keine nichtlinearen Verzerrungen. Solche Verzerrungen ergeben sich zunächst praktisch nur unterhalb einer HF-Spannung von etwa $0,3\text{ V}$ eff., weil dort die Kennlinien enger zusammenrücken, oder bei fast 100% Modulation, weil dann die unteren HF-Spitzen in dieses Gebiet reichen.

Praktisch ist allerdings der für die NF-Wechselspannung maßgebende Außenwiderstand \mathcal{R} stets kleiner als der Gleichstrom-Belastungswiderstand R , weil zumindest immer der Gitterableitwiderstand R_g der folgenden Röhre über den Kopplungskondensator dem

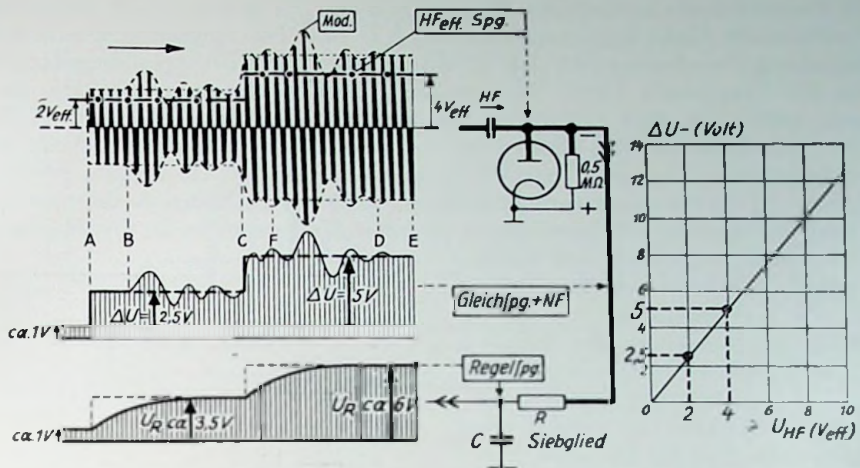


Bild 135. Erläuterung der praktisch verwendeten Diodenkennlinie für $\Delta U = f(U_{HF})$ an Hand der grundsätzlichen Wirkungsweise

Belastungswiderstand parallel wirkt (Bild 134 b). Unter Vernachlässigung des Kopplungskondensators ergibt sich der für NF wirksame Wechselstromwiderstand $\mathfrak{R} = \frac{R \cdot R_g}{R + R_g}$

Die diesem Widerstand entsprechende Widerstandsgerade muß durch den für den unmodulierten Zustand ermittelten Arbeitspunkt gelegt werden. In Bild 134 ist diese Widerstandsgerade für $\mathfrak{R} = 0,3 \text{ M}\Omega$ (Gerade II entspricht $R_g = 1 \text{ M}\Omega$ parallel zu $R = 0,5 \text{ M}\Omega$) bzw. für $\mathfrak{R} = 0,25 \text{ M}\Omega$ (Gerade III entspricht $R = 0,5 \text{ M}\Omega \parallel R_g = 1 \text{ M}\Omega \parallel R_s = 1 \text{ M}\Omega$) eingezeichnet. In Wirklichkeit ist diese Arbeitskennlinie jedoch wegen der Phaseneinflüsse der Kapazitäten eine Ellipse. Aus diesem Grunde darf der Belastungswiderstand nicht zu groß gewählt werden. Aus der Darstellung ergibt sich, daß die dem Wechselstromwiderstand entsprechende Widerstandsgerade nur bis zu einem bestimmten Modulationsgrad verzerrungsfrei arbeitet (für $\mathfrak{R} = 0,25 \text{ M}\Omega$ max. 50%), weil bei größerer Modulation die unteren Modulationspitzen abgeschnitten werden. Die max. zulässige Modulation entspricht daher ungefähr dem Verhältnis $\mathfrak{R} : R$, weshalb zur verzerrungsfreien Gleichrichtung stark modulierter Sender R_g bzw. R_s möglichst groß und R möglichst klein sein soll*.

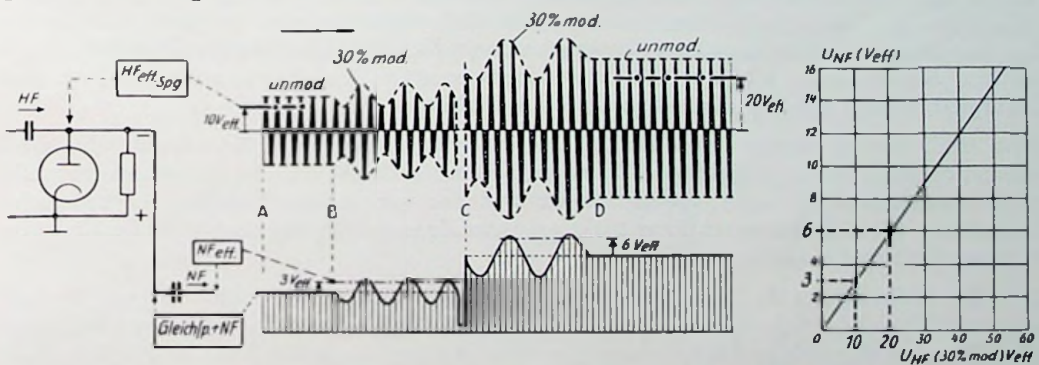


Bild 136. Erläuterung der praktisch verwendeten Diodenkennlinie für $U_{NF} = f(U_{HF})$ an Hand der grundsätzlichen Wirkungsweise

* Außer den hier dargestellten Röhrenverzerrungen entstehen Verzerrungen durch den Einfluß des HF-Widerstandes, die den verzerrungsfrei gleichzurichtenden max. Modulationsgrad begrenzen (s. K. Wilhelm „Telefunkenröhre“ 1937, H. 8, S. 196).

Für die Praxis werden vereinfachte Kurven benutzt. Sie geben die am Belastungswiderstand auftretende Gleichspannungsänderung ΔU bzw. NF-Spannung. Die Kennlinie für Regelspannungsberechnung gibt den Zusammenhang der Gleichspannungsänderung ΔU und der HF-Trägerwelle U_{HF} . Die erzielbare Regelspannung ist also um die Anlaufspannung größer. In Bild 135 ist die Benutzung dieser Kennlinie an zwei Beispielen erläutert. Die Kennlinie für Ermittlung der erzielbaren NF-Spannung (Bild 136) gibt den Zusammenhang U_{NF} und U_{HF} (30 % mod.). In Bild 135/136 wird dargestellt, welche Gleich- bzw. NF-Spannungen an den einzelnen Punkten der Gleichrichterstrecke auftreten, wenn zwei verschiedene HF-Spannungen (oberster Wellenzug) an die Diode gelangen. Die Spannungswerte werden aus den Kennlinien ermittelt und die Anlaufspannung mit etwa 1 V angenommen.

Eine genauere Beurteilung der Zusammenhänge ermöglicht die logarithmische Darstellung nach Bild 137. Dabei kommen insbesondere auch die Verhältnisse im nichtlinearen Teil bei kleineren Eingangsspannungen besser zum Ausdruck. Die Kurve ΔU ergibt die Gleichspannungszunahme an einem Belastungswiderstand von $0,5 \text{ M}\Omega$ in Abhängigkeit von der HF-Spannung, während die Kurve $U_{\text{=}}$ die gesamte an diesem Widerstand vorhandene Gleichspannung, also auch unter Berücksichtigung der Anlaufspannung ergibt. Die Kurve U_{NF} gibt die an einem Belastungswiderstand von $0,5 \text{ M}\Omega$ auftretende NF-Spannung in Abhängigkeit von der mit 30 % modulierten HF-Spannung.

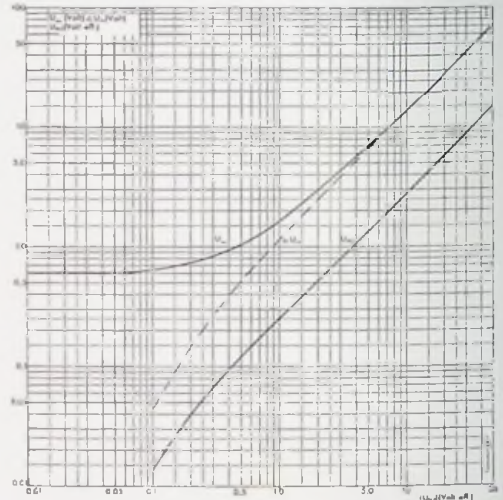


Bild 137.
Diodenkurven in logarithmischer Darstellung

2. Kennlinien der Verstärkerröhren

Bei der Verstärkerröhre benutzt man grundsätzlich zwei Arten von Kennlinien:

1. die Kennlinie, die den Zusammenhang zwischen Gitterspannung des Steuergitters (U_g , bzw. U_{g_2} , U_{g_1}) und dem Anodenstrom (I_a) zeigt. Sie wird dementsprechend als $I_a - U_g$ -Kennlinie (Anodenstrom-Gitterspannungs-Kennlinie) bezeichnet (Bild 138). Jede solcher Kennlinien gilt nur für eine bestimmte Anodenspannung bzw. bei Mehrgitterröhren nur für eine bestimmte Schirmgitterspannung.

Man muß hierbei streng unterscheiden zwischen sog. statischen Kennlinien, das sind solche, die man durch Messung erhält, wenn die Anode direkt mit der Anodenstromquelle (Außenwiderstand $R_a = 0$) verbunden ist und der sog. Arbeitskennlinie (dynamische Kennlinie), die sich erst durch Konstruktion unter Zugrundelegung eines ganz bestimmten Außenwiderstandes ergibt.

Aus der Neigung der $I_a - U_g$ -Kennlinie kann man die statische Steilheit S (mA/V) und aus dem Abstand zweier Kennlinien den Durchgriff in % ermitteln. Für Betrachtungen über Aussteuerbereich und Verzerrungen muß man jedoch unbedingt die Arbeitskennlinie verwenden.

2. ein Kennlinienfeld, das den Zusammenhang zwischen Anodenspannung (U_a), Anodenstrom (I_a) und Gitterspannung des Steuergitters (U_{g_1}) darstellt. Dementsprechend hat man hierfür die Bezeichnung $I_a - U_a$ -Kennlinienfeld oder kurz „Kennlinienfeld“ gewählt

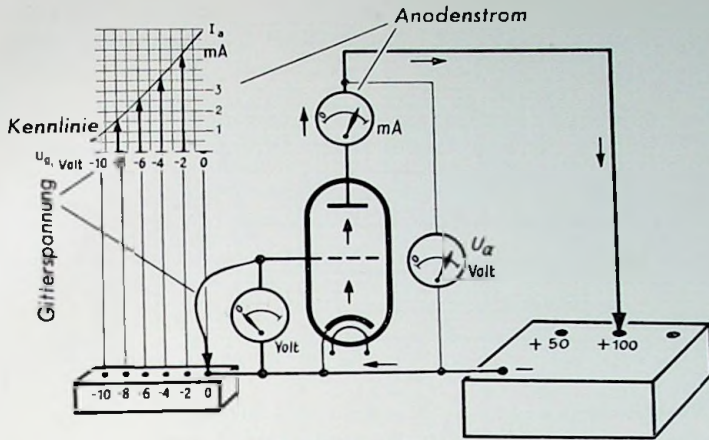


Bild 138. Grundsätzliche Darstellung der I_a-U_g -Kennlinie einer Verstärkerröhre (Prinzipschaltung)

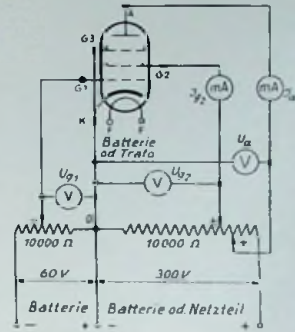


Bild 139. Praktische Schaltung zur Kennlinienaufnahme

(Bild 140). Jede Kennlinie gilt für eine bestimmte Gitterspannung. Das ganze Kennlinienfeld gilt bei Mehrgitterröhren nur für eine bestimmte Schirmgitterspannung.

Die Kennlinien der Verstärkerröhren dürfen nur bis zur Grenze der zulässigen Anodenbelastung aufgenommen werden (s. Seite 103).

Da beide Kennlinien den Zusammenhang der gleichen Größen darstellen, so kann man aus dem Kennlinienfeld die Gitterspannungskennlinie, und zwar sowohl die statische ($R_a = 0$) als auch die Arbeitskennlinie für den gewählten Außenwiderstand konstruieren (Bild 141 u. 159). Um dies besonders einfach zu machen, sind bei den einzelnen Röhren beide Kennlinien im gleichen Maßstab nebeneinander angeordnet. Während es früher vielfach üblich war, für alle Betrachtungen die Gitterspannungskennlinie zugrunde zu legen, wählt man heute für viele Zwecke vorteilhafter das I_a-U_a -Kennlinienfeld, weil sich daraus die verschiedenen Überlegungen, die mit dem Außenwiderstand in Verbindung stehen, einfacher anstellen lassen.

In einer grundsätzlichen Darstellung (Bild 142) ist zunächst gezeigt, wie der Verlauf der statischen I_a-U_g -Kennlinie von dem konstruktiven Aufbau des Röhrensystems abhängt. Bei Mehrgitterröhren ist jedoch an Stelle der Anode in erster Linie das Schirmgitter für

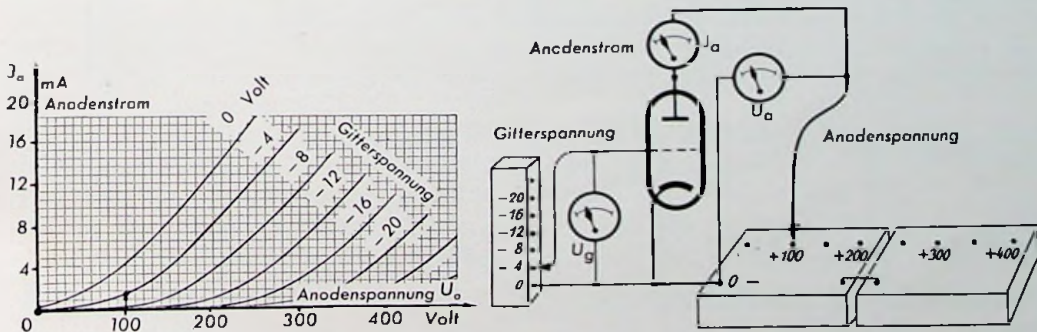


Bild 140. Grundsätzliche Darstellung des I_a-U_a -Kennlinienfeldes einer Verstärkerröhre mit Prinzipschaltung

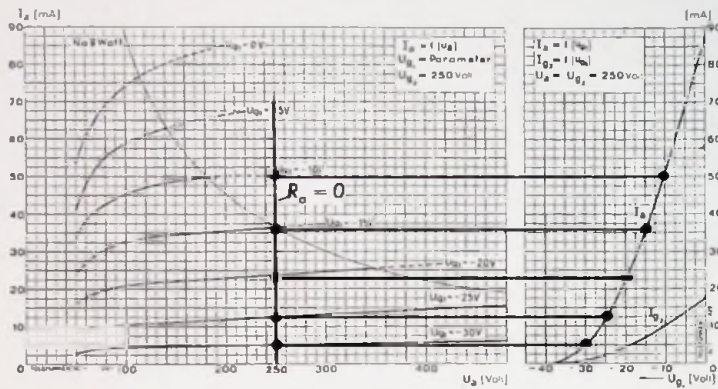


Bild 141. I_a - U_a -Kennlinienfeld und I_a - U_g -Kennlinie sind bei jeder Röhre nebeneinander angeordnet. Die I_a - U_g -Kennlinie läßt sich aus dem Kennlinienfeld herauszeichnen (für R_a bzw. $\mathfrak{R}_a = 0$ gezeichnet).

den Verlauf der Kennlinie maßgebend. Außerdem ist bei der Mehrgitterröhre der Kennlinienverlauf noch vom Verhältnis Schirmgitter- zu Anodendurchgriff und vom gewählten Arbeitspunkt abhängig. Da jedoch bei der Mehrgitterröhre die Schirmgitterspannung die Wirkung der Anode in bezug auf Beschleunigung der Elektronen zum größten Teil übernimmt und keinerlei Spannungsschwankungen zeigt, so kann man insbesondere bei Hochfrequenzpentoden die statische I_a - U_g -Kennlinie annähernd als Arbeitskennlinie betrachten.

**Bestimmung
des Arbeits-
punktes**

Um das Kennlinienfeld mit dem äußeren Verbraucherwiderstand im Anodenkreis in Verbindung zu bringen, muß man zunächst den Arbeitspunkt festlegen, der durch Anodenspannung, Gittervorspannung und Anodenstrom gegeben ist. Wählt man zwei von diesen Größen, so ergibt sich die dritte im Kennlinienfeld von selbst. Geht man z. B. von einer bestimmten Spannung der Anodenstromquelle aus, so muß man, um den tatsächlichen Arbeitspunkt im Kennlinienfeld zu finden, den Spannungsabfall an allen in der Anodenzuleitung liegenden Gleichstromwiderständen ($I_a \cdot R$) berücksichtigen. Dieser Spannungsabfall läßt sich als Verhältnis Widerstand zu Strom durch eine gerade Linie im Kenn-

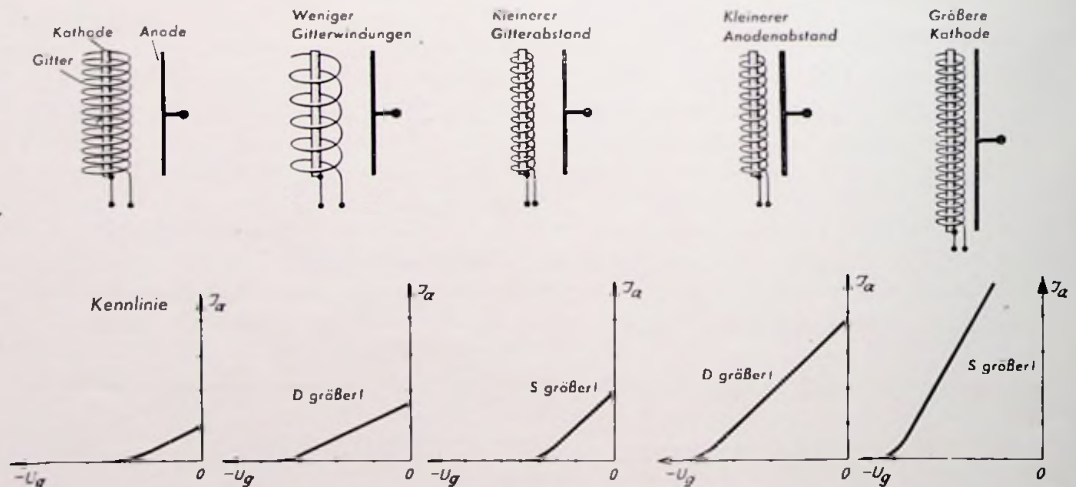


Bild 142. Die Abhängigkeit des Verlaufes des statischen I_a - U_g -Kennlinie vom konstruktiven Aufbau der Röhre (S = Steilheit, D = Durchgriff)

linienfeld einzeichnen, die im Punkte der zur Verfügung stehenden Spannung beginnen muß. Zur Festlegung ihrer Neigung benutzt man zweckmäßig die Werte nachfolgender Tabelle:

Widerstandsgerade für R bzw. \mathfrak{R}_a	dargestellt durch das Verhältnis $\frac{U_a}{I_a}$	
	Anodenstrom I_a (gewählt)	zugehör. Anodenspannungswert U_a
0,3 M Ω	0,5 mA	150 Volt
0,2 M Ω	1 mA	200 Volt
0,1 M Ω	1 mA	100 Volt
50 k Ω	1 mA	50 Volt
10 k Ω	1 mA	10 Volt
10 k Ω	10 mA	100 Volt
7000 Ω	10 mA	70 Volt
4500 Ω	10 mA	45 Volt
2300 Ω	100 mA	230 Volt
1000 Ω	100 mA	100 Volt

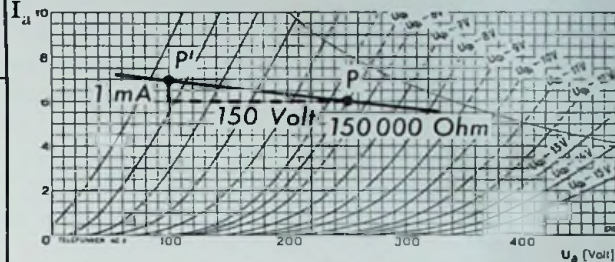


Bild 143. Beispiel für die Konstruktion einer Widerstandslinie ($R = 150000 \Omega$)

Konstruktion einer Widerstandslinie durch einen bestimmten Punkt P (Bild 143): Man entnimmt der Tabelle (für nicht angegebene Werte umrechnen!) für den gewünschten Widerstand zugehörige Strom- und Spannungswerte. Die Spannung trägt man vom Punkt P aus nach links auf, zeichnet senkrecht dazu den zugehörigen Stromwert ein und erhält die Widerstandslinie durch Verbindung der Punkte P und P'.

Konstruktion von Widerstandslinien

In Bild 144 bis 149 ist die Bestimmung des Arbeitspunktes mit Hilfe der Gleichstrom-Widerstandslinie für die drei wichtigsten Fälle gezeigt.

Gleichstrom-Widerstandslinie

I. Sperrkreis Kopplung bzw. HF-Trafo. Der Gleichstromwiderstand R kann vernachlässigt werden, daher kein Spannungsverlust (Bild 144 u. 147).

II. Übertragerkopplung. Gleichstromwiderstand der Primärwicklung, z. B. $R = 4000 \Omega$ (lt. Tabelle für $4000 \Omega = 40 \text{ V}$ Spannungsverlust bei 10 mA). (Bild 145 u. 148.)

III. Widerstandskopplung. $R_1 = 0,1 \text{ M}\Omega$ + Siebwiderstand $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$ (für $R = 0,12 \text{ M}\Omega$ lt. Tabelle 120 V Spannungsverlust bei 1 mA). (Bild 146 u. 149).

Durch den Schnittpunkt dieser Linien mit der Kennlinie der gewünschten Gittervorspannung bzw. mit dem gewünschten Anodenstrom ergibt sich der Arbeitspunkt. Will man noch, z. B. bei Übertragerkopplung, die zulässige Anodenspannung von 250 V voll ausnutzen, so muß man die Spannung der Anodenstromquelle entsprechend höher wählen. Tritt am Gitter eine Spannungsschwankung auf, so verursacht diese entsprechende Anodenstromänderungen und damit Spannungsschwankungen am Nutzwiderstand. Um diese Spannungsschwankungen im Kennlinienfeld darzustellen, muß man durch den Arbeitspunkt die Widerstandslinie des wirksamen Wechselstromwiderstandes \mathfrak{R}_a legen. Für die Einzeichnung der Wechselstrom-Widerstandslinie kann man gleichfalls die obige Tabelle benutzen.

Wechselstrom-Widerstandslinie

Der wirksame Wechselstromwiderstand \mathfrak{R}_a ergibt sich für die Fälle I—III (Bild 144—146) für I: als Resonanzwiderstand des Schwingkreises, z. B. angenommen: $\mathfrak{R}_1 = 0,15 \text{ M}\Omega$ (lt. Tabelle für 1 mA Stromänderung 150 V Spannungsänderung) (Bild 150),

für II: als induktiver Widerstand des Übertragers für 800 Hz , z. B. angenommen: $\mathfrak{R}_a = 50 \text{ k}\Omega$ (lt. Tabelle bei 1 mA Stromänderung 50 V Spannungsänderung) (Bild 151),

für III: aus der Parallelschaltung von $R_1 = 0,1 \text{ M}\Omega$ und $R_2 = 0,7 \text{ M}\Omega$ unter Vernachlässigung der Parallelkapazität und des Kopplungskondensators: $\mathfrak{R}_1 = \frac{0,7 \cdot 0,1}{0,7 + 0,1} = 0,09 \text{ M}\Omega$ (lt. Tabelle bei 1 mA Stromänderung 90 V Spannungsänderung) (Bild 152).

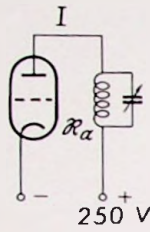


Bild 144
Sperrkreiskopplung

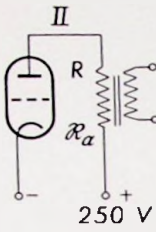


Bild 145
Übertragerkopplung

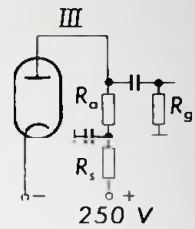


Bild 146
Widerstandskopplung

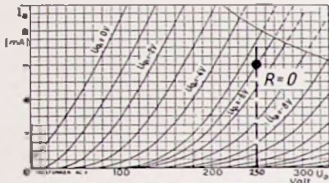


Bild 147. Arbeitspunkt zu I (Bild 144)

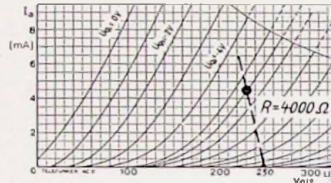


Bild 148. Arbeitspunkt zu II (Bild 145)

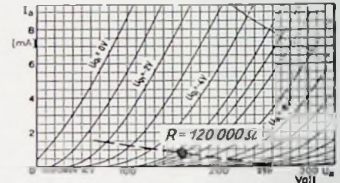


Bild 149. Arbeitspunkt zu III (Bild 146)

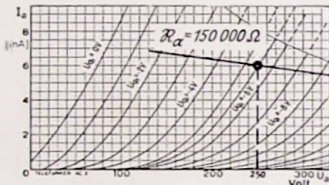


Bild 150. Widerstandslinie zu I (Bild 144)

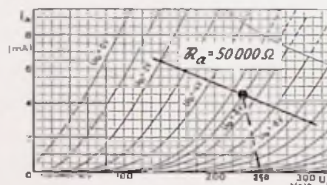


Bild 151. Widerstandslinie zu II (Bild 145)

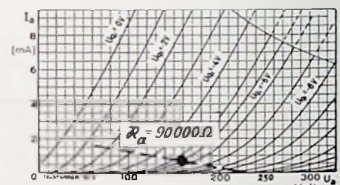


Bild 152. Widerstandslinie zu III (Bild 146)

Die Wechselstrom-Widerstandslinie gibt durch ihre Schnittpunkte mit den Gitterspannungslinien die bei Änderung der Gittervorspannung gleichzeitig entstehenden Anodenstrom- und Anodenspannungsänderungen und damit die erzielbare Spannungsverstärkung.

Beispiel (Bild 153): Am Gitter, dessen Arbeitspunkt durch eine negative Vorspannung von -17 V festgelegt ist, wirke eine Wechselspannung, deren Spitzen von -2 bis -32 V reichen. Es kommt daher bei dem gewählten Außenwiderstand von $R_a = 11\,000 \Omega$ und der Anodenspannung von 250 V eine Anodenspannungsschwankung zustande, die sich von 140 bis 340 V erstreckt. Die Anodenstromschwankungen reichen mit ihren Spitzen von 4 bis 22 mA um den Ruhestromwert von 12 mA.

In dieser Röhre wird unter den gewählten Bedingungen die Spannung von 30 auf 200 V, also rund um das $6\frac{1}{2}$ fache verstärkt. Aus der Verschiedenheit der Strom- und Spannungshalbwellen lassen sich außerdem gewisse Schlüsse über die in der Röhre entstehenden Verzerrungen ziehen.

Auf die Tatsache, daß die Widerstandslinie, insbesondere wenn im Anodenkreis ein induktiver oder kapazitiver Widerstand vorhanden ist, keine Gerade, sondern wegen der Phasenverschiebung eine Ellipse sein kann, braucht man bei dieser überschlägigen Betrachtung keine Rücksicht zu nehmen. Praktisch sind aber dadurch die entstehenden Anodenwechselspannungen und -ströme stets größer als sich mit Hilfe der Widerstandsgeraden aus dem Kennlinienfeld ermitteln läßt.

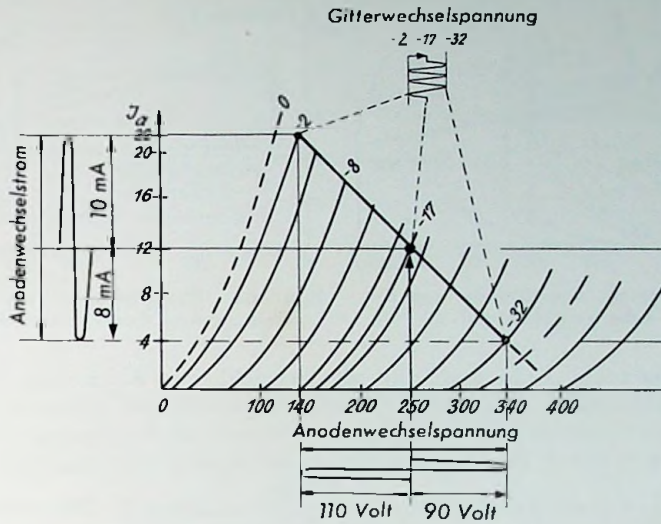


Bild 153. Die durch den Arbeitspunkt gelegte Widerstandslinie läßt den Verstärkungsvorgang erkennen (Beispiel $R_a = 11\,000\ \Omega$)

Ermittlung elektrischer Kennwerte aus den Kennlinien (s. Bild 154)

1. Steilheit S. Die Steilheit ergibt sich aus dem mehr oder weniger steilen Verlauf der I_a - U_g -Kennlinie bzw. aus dem mehr oder weniger großen Abstand der Gitterspannungskennlinie im I_a - U_a -Kennlinienfeld. Sie errechnet sich aus dem Verhältnis: Anodenstromänderung ($I_a - I_{a'} = \Delta I_a$) zu Gitterspannungsänderung ($U_{g1} - U_{g1'} = \Delta U_{g1}$) bei gleichbleibender Anodenspannung ($U_a = \text{konst.}$).

$$S = \frac{I_a - I_{a'} \text{ (mA)}}{U_{g1} - U_{g1'} \text{ (Volt)}} = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_{g1}}$$

2. Durchgriff D. Der Durchgriff läßt sich aus den Schnittpunkten einer im I_a - U_a -Kennlinienfeld durch den Arbeitspunkt gelegten Waagerechten mit den Gitterspannungskennlinien ermitteln. Ebenso kann man den Verstärkungsfaktor bestimmen, der als reziproker Wert des Durchgriffes aufzufassen ist ($\mu = \frac{1}{D}$). Der Durchgriff errechnet sich aus dem Verhältnis: Gitterspannungsänderung ($U_{g1} - U_{g1'} = \Delta U_g$) zu Anodenspannungsänderung ($U_a - U_{a'} = \Delta U_a$) bei gleichbleibendem Anodenstrom ($I_a = \text{konst.}$)

$$D = \frac{U_{g1} - U_{g1'} \text{ (Volt)}}{U_a - U_{a'} \text{ (Volt)}} = \frac{\Delta U_{g1}}{\Delta U_a}$$

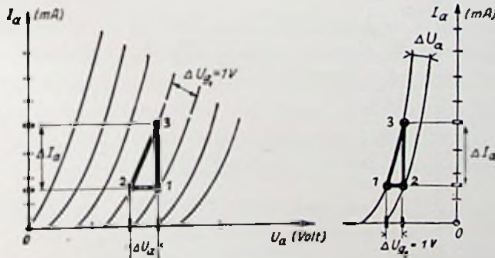


Bild 154. Ermittlung der Kennwerte aus den Kennlinien

3. Innenwiderstand R_i . Der Innenwiderstand ergibt sich aus dem mehr oder weniger flachen Verlauf der Gitterspannungslinie im I_a - U_a -Kennlinienfeld. Er errechnet sich aus dem Verhältnis: Anodenspannungsänderung ($U_a - U_{a'} = \Delta U_a$) zu Anodenstromänderung ($I_a - I_{a'} = \Delta I_a$) bei gleichbleibender Gittervorspannung ($U_{g1} = \text{konst.}$). $R_i = \frac{U_a - U_{a'} \text{ (Volt)}}{I_a - I_{a'} \text{ (A)}} = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a}$

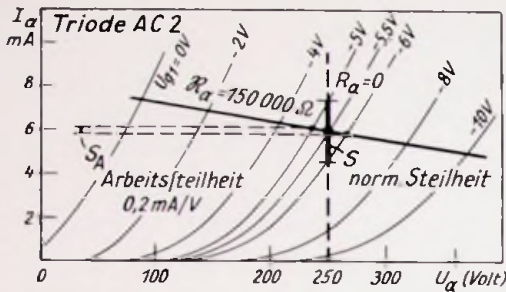


Bild 155. Kennlinienfeld einer Triode und Bestimmung der Arbeitssteilheit (AC 2)

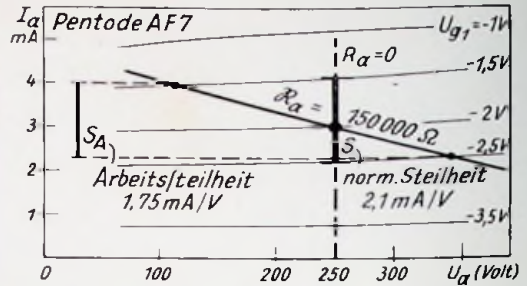


Bild 156. Kennlinienfeld einer Pentode und Bestimmung der Arbeitssteilheit (AF 7)

Kenn-
daten
aus dem
Kennlinien-
feld

Aus dem Kennlinienfeld kann man also alle tatsächlichen Kennwerte der Röhre, wie Steilheit, Innenwiderstand, Durchgriff, Verstärkungsgrad usw. entnehmen. So ergibt sich z. B. die Steilheit, indem man den Anodenstromwert, der durch zwei Gitterspannungslinien begrenzt wird, durch die Differenz der zugehörigen Gitterspannung dividiert.

Beispiel (Bild 155): Für die Triode AC 2: $S = \frac{2,8 \text{ mA}}{1,0 \text{ V}} = 2,8 \text{ mA/V}$. Die wirksame Arbeits-

steilheit S_A ergibt sich nach Einzeichnung der Widerstandsline z. B. für $150\,000 \Omega$ Außenwiderstand mit $0,2 \text{ mA/V}$. Vergleichen wir diese Verhältnisse bei einer Pentode (Bild 156), so sehen wir, daß die Arbeitssteilheit von dem angegebenen normalen Wert fast gar nicht abweicht.

Die Gegenüberstellung Bild 157 und 158 zeigt zugleich den grundsätzlichen Unterschied zwischen dem Kennlinienfeld einer Eingitterröhre und einer Pentode. Bei der Eingitterröhre ist ein gleichmäßiger Anstieg der Kennlinien vorhanden, bei der Mehrgitterröhre steigen die Kennlinien bei kleinen Anodenspannungen stark an und biegen dann in eine fast horizontale Lage um. Dies ist damit zu erklären, daß bei kleinen Anodenspannungen der größte Teil des von der Kathode ausgehenden Elektronenstromes von Schirm- oder Schutzgitter übernommen wird (sog. Stromverteilung). Bei größeren Anodenspannungen vermag das Schirmgitter nur noch diejenigen Elektronen aufzunehmen, die direkt auf die Gitterdrähte zufliegen. Der übrige Teil des Elektronenstromes geht zur Anode und wird dann von der Höhe der Anodenspannung nur in sehr geringem Maße beeinflusst.

Der Innenwiderstand läßt sich aus der Neigung der Berührungsgerechten an die Kennlinie im Arbeitspunkt bestimmen. Er ist umso größer, je flacher die Gitterspannungskennlinie im Kennlinienfeld verläuft (s. Beisp. S. 93).

Aus den Schnittpunkten der Widerstandsgeraden mit den Gitterspannungskennlinien im $I_a - U_a$ Kennlinienfeld kann man sich die Arbeitskennlinie leicht in das $I_a - U_g$ Bild zurückzeichnen. Die $I_a - U_g$ -Darstellung bietet den Vorteil größerer Anschaulichkeit in bezug

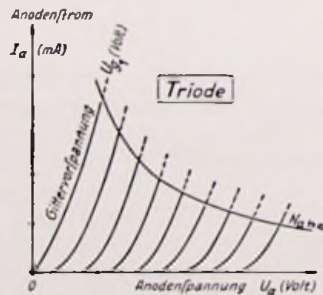


Bild 157. $I_a - U_a$ -Kennlinienfeld einer Triode

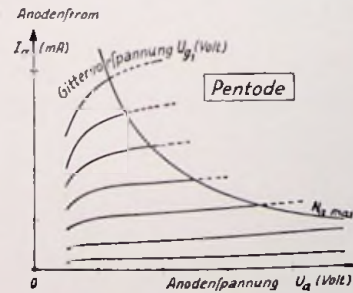


Bild 158. $I_a - U_a$ -Kennlinienfeld einer Pentode

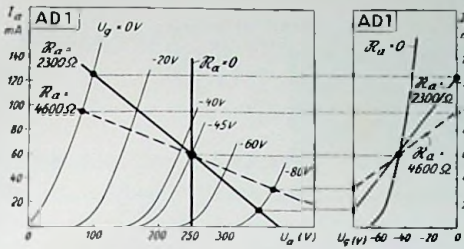


Bild 159. Arbeitskennlinien einer Endtriode

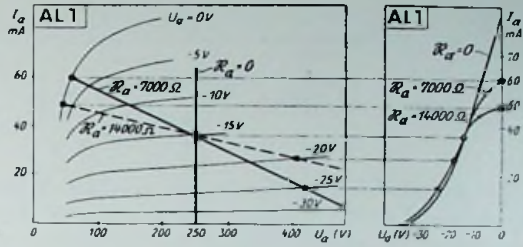


Bild 160. Arbeitskennlinien einer Endpentode

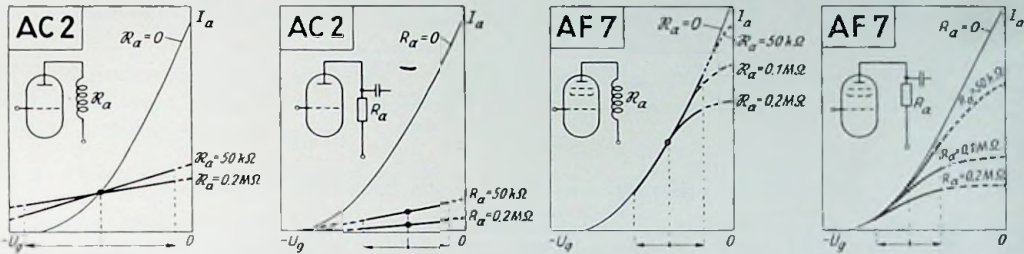


Bild 161 bis 164. Vergleich der Arbeitskennlinien einer Triode und einer Pentode bei Drossel- bzw. Widerstandskopplung und verschiedenen Außenwiderständen

auf die Aussteuerverhältnisse und die zu erwartenden Verzerrungen, weil die Krümmungen der $I_a \cdot U_g$ -Kennlinie bereits ein Maß für die Verzerrungen geben, während letztere im Kennlinienfeld nur nach den mehr oder weniger gleichmäßigen Abständen der von der Widerstandsgeraden geschnittenen Gitterspannungskennlinien zu beurteilen sind. In Bild 159 bis 164 sind die Arbeitskennlinien für die praktisch wichtigsten Fälle in das $I_a \cdot U_g$ -Bild eingezeichnet und zwar, jeweils die statische Kennlinie ($R_a = 0$) und die Arbeitskennlinie für zwei verschiedene Außenwiderstände. Besonders lehrreich ist an dieser Gegenüberstellung der Unterschied der Arbeitskennlinien einer Pentode und einer Triode. Während bei der Triode die Steilheit der Arbeitskennlinie stets wesentlich kleiner ist als die der statischen Kennlinie, ist der Aussteuerbereich bei induktivem Außenwiderstand bedeutend größer. Bei der Pentode tritt dagegen im oberen Teil der Arbeitskennlinie eine Abknickung auf, die um so stärker wird, je größer der Außenwiderstand ist. Sie ist auf den bereits erwähnten Einfluß der Stromverteilung zwischen Anode und Schutzgitter bei kleinen Anodenspannungen zurückzuführen und ergibt im Vergleich zur Triode größere Verzerrungen bzw. bei gleichen Verzerrungen kleineren Aussteuerbereich. Dabei ist allerdings zu berücksichtigen, daß die auftretenden Gitterwechselspannungen bei der Pentode wegen der höheren Verstärkung bedeutend kleiner sind, so daß sich z. B. die Verzerrungen bei NF-Verstärkung praktisch nicht so stark auswirken. Bei Widerstandskopplung tritt in beiden Fällen eine starke Verflachung der Arbeitskennlinie auf, wobei gleichzeitig die Krümmungen umso schwächer werden, je größer der Außenwiderstand wird.

Arbeitskennlinien und Aussteuerbereich

Schließlich ist im Bild 165 gezeigt, wie man das Kennlinienfeld einer Endröhre zur Bestimmung der mit einem bestimmten Außenwiderstand und einer bestimmten Gitterwechselspannung erzielbaren Nutz- (Sprech-) Leistung auswertet. Die der Anodenstromquelle entnommene Gleichstromleistung N_a ergibt sich aus dem Produkt Anodengleichstrom und Anodengleichspannung als Rechteck ($I_a \cdot U_a$). Die an den Lautsprecher abgegebene Sprechleistung \mathcal{R} berechnet sich unter Vernachlässigung der Verzerrung aus der Hälfte des Produktes aus dem halben Anodenwechselstrom $\frac{J_a}{2}$ und der halben Anodenwechselspannung $\frac{U_a}{2}$ somit: $\mathcal{R} = \frac{J_a \cdot U_a}{8}$ (J_a und U_a von Spitze zu Spitze gerechnet, s. Bild 165).

Ermittlung der Nutzleistung

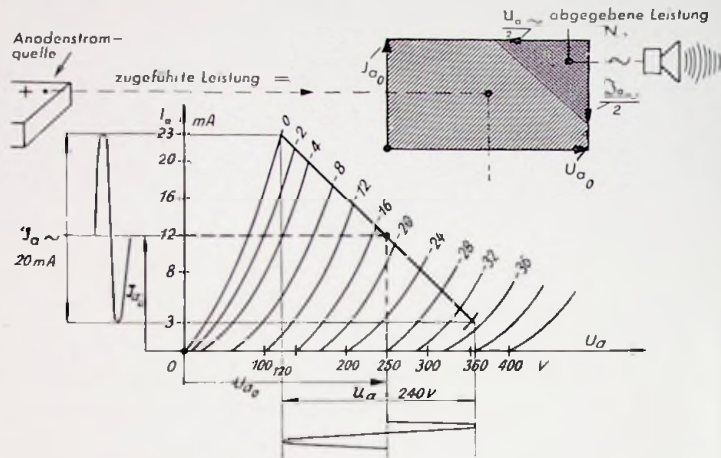


Bild 165. Die Leistungsumwandlung in der Röhre (Darstellung im Kennlinienfeld)

Ein rechtwinkeliges Dreieck mit diesen Seiten ergibt daher ein Maß für die Sprechleistung. Für das in Bild 165 dargestellte Beispiel ergibt sich bei einer zugeführten Gleichstromleistung von $N_a = 0,012 \text{ A} \cdot 250 \text{ V} = 3 \text{ Watt}$ eine Sprechleistung von

$$\mathfrak{R} = \frac{0,02 \text{ A} \cdot 240 \text{ V}}{8} = 0,6 \text{ Watt.}$$

Zur genauen Bestimmung der erzielbaren Nutzleistung muß man aus der verzerrten Anodenstromwelle die Amplitude der Grundwelle ermitteln. Man zeichnet sich die Arbeitskennlinie aus dem Kennlinienfeld in das I_a - U_a -Diagramm ein, teilt die für die gewünschte Aussteuerung notwendige Gitterwechselspannung in vier gleiche Teile und erhält vier zugehörige Anodenstromwerte. Subtrahiert man die beiden kleineren Anodenstromwerte von den beiden größeren und dividiert das Ergebnis durch 3, so erhält man die Amplitude der Grundwelle J_1 (Bild 166). Die Nutzleistung berechnet sich dann zu:

$$\mathfrak{R} = \frac{J_1^2 \cdot R_a}{2}$$

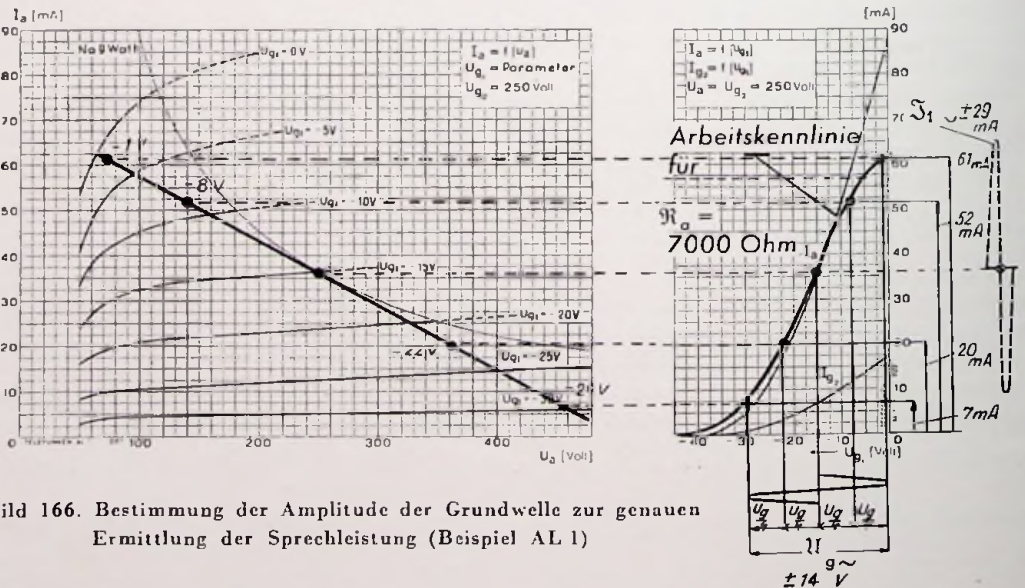


Bild 166. Bestimmung der Amplitude der Grundwelle zur genauen Ermittlung der Sprechleistung (Beispiel AL 1)

Beispiel: (Bild 166) $J_1 = \frac{(i_3 + i_4) - (i_1 + i_2)}{3} = \frac{(61 + 52) - (20 + 7)}{3} = 29 \text{ mA};$

$$\mathcal{R} = \frac{29^2 \cdot 7000}{1000^2 \cdot 2} = 3,0 \text{ Watt}$$

Berechnung des Klirrfaktors (nach Kleen*)

Die angenäherte Ermittlung des Klirrfaktors kann sich auf die Berücksichtigung der praktisch in erster Linie auftretenden 2. und 3. Oberwelle beschränken. Man berechnet sich zunächst aus der Arbeitskennlinie (Beispiel Bild 166) die Amplituden der Oberwellen wie folgt:

die 2. Oberwelle (2. Harmonische): $J_2 = \frac{i_0}{2} - \frac{i_1 + i_4}{4} = \frac{36}{2} - \frac{7 + 61}{4} = 1 \text{ mA}$

Bei Endtrioden ist der zweite Teil der obigen Gleichung größer als der erste. Die Subtraktion ist dann ohne Rücksicht auf das Vorzeichen vorzunehmen, d. h. der größere Wert wird vom kleineren abgezogen.

die 3. Oberwelle (3. Harmonische): $J_3 = \frac{i_3 - i_2}{3} - \frac{i_4 - i_1}{6} = \frac{52 - 20}{3} - \frac{61 - 7}{6} = 1,7 \text{ mA}$

i_0 stellt den Ruhestromwert (s. Beispiel 36 mA) und i_4, i_3, i_2, i_1 die der Arbeitskennlinie entnommenen 4 Stromwerte (s. Beispiel: 61, 52, 20 und 7 mA) dar.

Der Klirrfaktor k (%) = $\frac{100}{J_1} \cdot \sqrt{J_2^2 + J_3^2} = \frac{100}{29} \cdot \sqrt{1^2 + 1,7^2} = 6,7\%$

Bei einzelnen Röhren sind noch verschiedene andere Zusammenhänge in Kennlinien dargestellt, wobei die Auswertung dieser Kennlinien jeweils bei der Beschreibung der betreffenden Röhre erklärt wird. Bei den Steilheitskennlinien für Regelröhren sei besonders darauf hingewiesen, daß diese im halblogarithmischen Maßstab dargestellt sind, weil sich die Änderungen der Steilheit über einen sehr großen Bereich erstrecken.

Ebenso sind die I_a-U_{g1} -Kurven der Regelröhren in halb-logarithmischem Maßstab dargestellt, was besonders die Beurteilung der Verzerrungseigenschaften (s. S. 71) erleichtert. In Bild 167 sind die beiden Kurvenarten für die Regelröhre EF 11 gegenübergestellt, wobei die normale lineare Darstellung aus der halblogarithmischen Darstellung herausgezeichnet ist. Man erkennt ohne weiteres, daß bei der linearen Darstellung Stromwerte unter 0,1 mA kaum mehr ablesbar sind, während bei der anderen Darstellung durch das Auseinanderziehen des logarithmischen Anodenstrom-Maßstabes die kleinen Werte bis herunter zu 0,01 mA sehr genau abgelesen werden können.

* „Telefunken-Röhre“ I (1934) II. 2. S. 60.

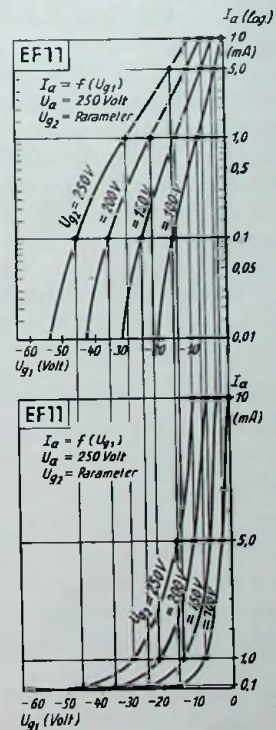


Bild 167

I_a-U_{g1} -Kurven in linear logarithmischer Darstellung (oben) bzw. in linearer Darstellung (unten) und ihre Umzeichnung

VI RÖHRENDATEN UND IHRE ANWENDUNG

Bei der Beschreibung jeder Röhre sind eine Reihe technischer Daten angegeben, die sich in zwei Gruppen unterteilen:

1. Grenzwerte (Höchst- oder Mindestwerte), 2. normale Betriebswerte.

Bei den Grenzwerten handelt es sich hauptsächlich um höchstzulässige Betriebswerte, in erster Linie die max. zulässigen Elektrodenspannungen und die zulässige Belastung der einzelnen Elektroden. Wichtig ist auch der Gitterableitwiderstand. Die angegebenen Werte dürfen in keinem Falle überschritten werden, da man andernfalls die Verwendungsdauer und Leistungsfähigkeit der Röhre gefährdet.

Die angegebenen normalen Betriebswerte sind so gewählt, daß sie die Röhre für den vorgesehenen Zweck am besten ausnutzen. Es sei besonders darauf hingewiesen, daß man unter allen Umständen danach trachten soll, diese normalen Betriebswerte nach Möglichkeit einzuhalten. So sollte man z. B. kein selbstgebautes Empfangsgerät in Betrieb nehmen, ohne sich vorher durch Messungen davon zu überzeugen, ob der vorgeschriebene bzw. erwünschte Arbeitspunkt jeder Röhre tatsächlich eingehalten ist. Diese Messung kann sich auf die Prüfung des Anoden- bzw. Schirmgitterstromes und die Messung der entsprechenden Spannungen beschränken. Bei der Spannungsbemessung ist zu beachten, daß man ein Instrument mit möglichst hohem Innenwiderstand ($500 \Omega/V$) verwendet, damit nicht durch die Parallelschaltung des Spannungsmessers eine Fehlmessung zustande kommt. Am zweckmäßigsten ist die Messung des betreffenden Elektrodenstromes. Durch Multiplikation des gemessenen Stromes mit dem Wert des in der Zuleitung liegenden Gleichstrom-Vorwiderstandes erhält man dann den Spannungsabfall zwischen Spannungsquelle und Elektrode. Daraus ergibt sich dann die tatsächliche Spannung an der Elektrode.

Beispiel: AF 7; Schirmgittervorwiderstand $1 M\Omega$, Spannung der Anodenstromquelle $250 V$. Gemessener Schirmgitterstrom $I_{g_2} = 0,2 mA$. Spannungsabfall im Vorwiderstand: $0,0002 A \cdot 1\,000\,000 \Omega = 200 V$. Tatsächliche Schirmgitterspannung $U_{g_2} = 250 - 200 = 50 V$.

Die Gittervorspannung mißt man nicht zwischen Kathode und Gitter, sondern an den beiden Endpunkten des Kathodenwiderstandes. Man kann auch den Kathodenstrom messen und erhält durch Multiplikation mit dem Kathodenwiderstand den Spannungsabfall.

Die angegebenen technischen Daten stellen Mittelwerte dar; die tatsächlichen Werte einer Röhre können durch die unvermeidlichen Fabrikationsstreuungen kleine, durch sorgfältige Fabrikationsüberwachung und vielfache Prüfung in engen Grenzen liegende Abweichungen zeigen. Durch eine Messung bzw. Aufnahme der Kennlinien der im Einzelfall benutzten Röhren kann man die tatsächlichen Werte nötigenfalls leicht feststellen.

Es gibt nun allerdings auch Fälle, wo es aus irgendwelchen Gründen unmöglich ist, den vorgeschriebenen Arbeitspunkt einzuhalten bzw. wo durch Einschaltung des Außenwiderstandes (Endstufe oder Widerstandskopplung) eine Abweichung von den angegebenen normalen Betriebswerten zustande kommt. In diesem Falle bedient man sich zur Feststellung tatsächlicher Verhältnisse bzw. der günstigsten Betriebsbedingungen am zweckmäßigsten des Kennlinienfeldes, wie dies im folgenden an Beispielen gezeigt ist.

Erläuterungen zu den einzelnen Röhrendaten

Heizspannung U_f (Volt) und Heizstrom I_f (Amp)

U_f, I_f

Heizstrom und Heizspannung der Röhre ergeben die Heizleistung, die im Innern der Röhre in Wärme umgewandelt wird und zur Aufrechterhaltung der für den Elektronenaustritt notwendigen Kathodentemperatur dient. Eine unzulässige Abweichung von den für jede Röhre angegebenen Betriebswerten beeinträchtigt deren Leistungsfähigkeit. Überheizung kann die Lebensdauer herabsetzen und insbesondere bei direkt geheizten Röhren zum Durchbrennen des Fadens führen. Unterheizung ist besonders schädlich, weil dadurch einzelne Stellen der Kathode durch ungleichmäßige Erwärmung emissionsunfähig werden. Da man von vornherein Netz- bzw. Batteriespannungsschwankungen von $\pm 10\%$ in Rechnung stellen muß, so darf man nur eine schaltungsmäßige Toleranz von $\pm 3\%$ bis höchstens $\pm 5\%$ (letztere nur bei indirekt geheizten Röhren) zulassen. Es genügt in jedem Falle, einen Betriebswert zu kontrollieren, und zwar je nachdem, ob es sich um Röhren für Parallelheizung oder um Röhren für Serienheizung handelt.

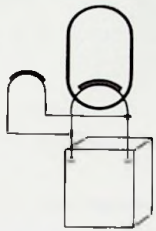


Bild 168.
Batterieheizung



Bild 169a. Wechsel-
stromheizung, direkt

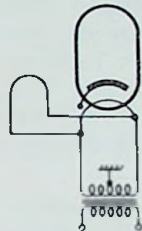


Bild 169b. Wechsel-
stromheizung, indirekt

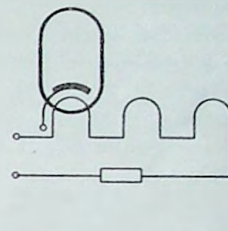


Bild 170.
Serienheizung

Die Röhren für Parallelheizung (A- und K-Reihe, Autoröhren, sowie ältere Typen: 034 bis 1374d und Netzgleichrichter) werden fabrikationsmäßig auf Spannung abgeglichen, so daß bei Verwendung dieser Röhren die Heizspannung genau einzuhalten ist. Der Heizstrom ist als Annäherungswert zu betrachten.

Bei den Röhren für Serienheizung (B-, C-, E- und V-Reihe, sowie ältere Typen: 1814 bis 1894 und 034s bis 164s) wird wegen ihrer Verwendung in Reihenschaltung fabrikationsmäßig der Heizstrom abgeglichen, während die Heizspannung als Annäherungswert zu betrachten ist. In diesem Falle muß der Heizstrom genau eingestellt werden. Eine Ausnahme bilden die C-Röhren (Autotypen), z. T. E-Röhren der „Harmonischen Reihe“ und die V-Röhren. Sie werden entsprechend ihrer wahlweisen Verwendungsmöglichkeit auf Strom und Spannung abgeglichen. Es ist jedoch nur jeweils ein Wert genau einzustellen. Bei Serienschaltung ist die Verwendung eines Eisen-Urdox-Widerstandes unbedingt zu empfehlen, um Überlastungen der Röhren und evtl. in den Heizkreis geschalteter Skalenbeleuchtungslampen durch den Einschaltungsstromstoß zu verhindern (s. S. 64).

Anodenspannung U_a bzw. $U_{a \max.}$, U_b (Volt)

$U_a, U_{a \max.}$
 $U_b, U_{a 0}$

Bei jeder Röhre ist ein Höchstwert der Anodengleichspannung $U_{a \max.}$ für den Betriebszustand angegeben, der im Hinblick auf die bei der Verstärkung oder im Einschaltzustand auftretenden Spitzenspannungen festgelegt ist und aus Isolationsrücksichten nicht überschritten werden darf. Er stellt im allgemeinen den zulässigen Wert für die direkt an der Anode gegenüber der Kathode wirksame Gleichspannung dar (Bild 171).

Bei Verwendung der Röhre in Widerstandskopplung darf der zulässige Maximalwert der Anodenspannungen jedoch nicht zwischen Kathode und Anode, sondern als Betriebsspannung U_b nur an Anode + Nutzwiderstand R_a (d. h. zwischen $U_b \max. = U_a + I_a R_a$) wirksam werden (Bild 172). Bei den älteren Röhren gilt daher die in den Daten angegebene

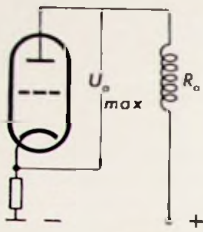


Bild 171. Die zulässige Höchst-Anodenspannung

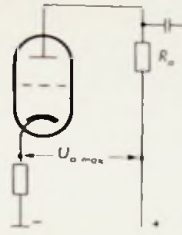


Bild 172. Zulässige Anodenspannung bei Widerstandskopplung ($U_a \max = U_b$)

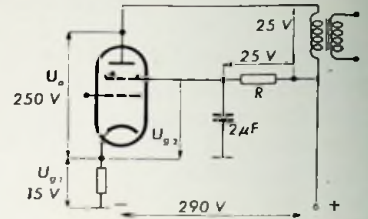


Bild 173. Die Spannungsverhältnisse im Anodenkreis einer Endpentode bei voller Ausnutzung

maximal zulässige Anodenspannung auch als max. zulässige Betriebsspannung für Widerstandskopplung. Bei den neueren Typen (A-C-E-V-Reihe) sind besondere Werte für die max. zulässige Betriebsspannung U_b angegeben, die im allgemeinen bei 300 V liegen. Die bei der Verstärkung auftretende Anodenwechselspannung läßt annähernd sich aus dem Kennlinienfeld mit Hilfe der Widerstandsgeraden des wirksamen Außenwiderstandes ermitteln (s. Seite 96). Bei rein ohmschen Außenwiderständen kann die Anodenwechselspannung nicht höher werden als die Spannung der Anodenstromquelle. Bei induktiven Außenwiderständen kann die Spannungsspitze dagegen mehr als den doppelten Wert erreichen.

Die notwendige Spannung der Anodenstromquelle ergibt sich aus der Summe von wirksamer Anodenspannung, Spannungsabfall im Außenwiderstand und notwendiger Gittervorspannung, sofern letztere automatisch durch einen Kathodenwiderstand erzeugt wird (s. Seite 84).

Bei Endröhren ist zu beachten, daß für die Schutzgitterspannung gleichfalls ein Höchstwert festgelegt ist, der in vielen Fällen gleich dem Anodenspannungs-Höchstwert ist. Die Schutzgitterspannung könnte u. U. den zulässigen Wert überschreiten, wenn man die wirksame Anodenspannung mit dem zulässigen Höchstwert festlegt (Spannungsabfall im Übertrager bzw. Lautsprecher!). Man muß dann entweder mit einer kleinen wirksamen Anodenspannung arbeiten oder die Schutzgitterspannung durch einen Vorwiderstand mit genügend großem Parallelkondensator (etwa 2 μF) auf den zulässigen Wert herabsetzen. Praktisch wählt man meist die erstere Lösung.

Beispiel: Eine Endröhre AL1 (Bild 173) soll mit einem Ausgangsübertrager von 700 Ω Gleichstromwiderstand bei 250 V Schutzgitterspannung und normalem Anodenstrom (36 mA) bei -15 V Gittervorspannung, die automatisch erzeugt wird, arbeiten. Der Spannungsabfall im Übertrager beträgt dann $0,036 \text{ A} \cdot 700 \Omega = 25 \text{ V}$. Das ergibt eine wirksame Anodenspannung von $250 - 25 = 225 \text{ V}$. Die Spannung am Siebkondensator darf in diesem Fall $250 + 15 = 265 \text{ V}$ nicht überschreiten.

Wollte man mit einer wirksamen Anodenspannung von 250 V arbeiten, so müßte man, um die zulässige Schutzgitterspannung von 250 V einzuhalten, in die Schutzgitterzuleitung einen Vorwiderstand R legen, der eine Spannung von 25 V zu vernichten hat. Bei einem Schutzgitterstrom von 7,5 mA würde sich ein Wert von $\frac{25 \text{ V}}{0,0075 \text{ A}} = 3300 \Omega$ ergeben.

Die notwendige Spannung der Anodenstromquelle beträgt dann $250 + 25 + 15 = 290 \text{ V}$. Für die Endröhren der A- und C-Reihe ist ausnahmsweise auch eine Schutzgitterspannung von max. 260 V zulässig, so daß man bei einem Spannungsabfall von 20 V im Übertrager mit einer wirksamen Anodenspannung von 240 V arbeiten kann und dann die angegebene Sprechleistung erzielt.

Eine Ausnahme bilden die Endpentoden AL 5 und EL 12, bei denen die zulässige Schutzgitterspannung von vornherein 275 V beträgt, so daß bei einem Spannungsabfall im

Übertrager von max. 25 V mit $U_a = 250$ V und $U_{g2} = 275$ V die propagierte Leistung erzielt werden kann.

Die zulässige Anodenspannung für den kalten Zustand, die an der Anode auftretende sogenannte Anodenkaltspannung U_{a0} , d. h. wenn die Röhren nicht in Betrieb sind, z. B. im Moment des Einschaltens, darf entsprechend höher sein (U_{a0} max., bei den neueren Röhren fast durchweg 550 V). Dies ist deswegen erforderlich, weil in diesem Augenblick kein Anodenstrom fließt und daher an den Elektroden, die keinen Spannungsteiler besitzen, fast die volle Leerlaufspannung des Netzgleichrichters auftritt.

Hilfsgitterspannung U_{g2} (3, 4, 5) bzw. U_{g2} (3, 4, 5) max. (Volt)

U_{g2} (3, 4, 5)

Die angegebenen Werte sind Höchstspannungen, die zwischen der betreffenden Elektrode und der Kathode im Betriebszustand auftreten dürfen. Die einzelnen Elektroden werden dabei ihrer Reihenfolge nach mit Ziffern bezeichnet und von der Kathode an fortlaufend gezählt (Bild 171). Bei direkt geheizten Röhren gilt stets das negative Heizfadenende als Bezugspunkt.

Für die Hilfsgitter sind ebenso wie für die Anodenspannung (s. o.) für den Augenblick des Einschaltens sogenannte Kaltspannungen ($U_{g..0}$) zulässig, die für die neuen Röhren im allgemeinen bei max. 550 V liegen.

Bei HF-Pentoden, bei denen das Bremsgitter getrennt herausgeführt ist, darf diesem nur eine negative Spannung erteilt werden. Sämtliche Daten gelten für Anschluß des Bremsgitters an die Kathode.

Es ist insbesondere bei größeren ohmschen Außenwiderständen (Widerstandskopplung) darauf zu achten, daß die Schirmgitterspannungen stets im Verhältnis zur tatsächlich wirksamen Anodenspannung herabgesetzt werden. Das Schirm- (Schutz-) Gitter darf keinerlei Spannungsschwankungen zeigen und muß daher, wenn ein Widerstand in der Schirmgitterzuleitung liegt, unbedingt durch einen entsprechend großen Kondensator mit der Kathode verbunden werden.

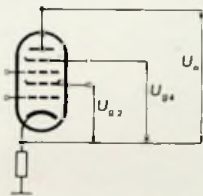
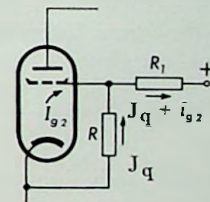


Bild 174. Die Elektrodenspannung gilt zwischen Elektrode und Kathode

Bild 175. Berechnung des Spannungsteilers für die Schirmgitterspannung einer Pentode



Bei Regelröhren ist darauf Rücksicht zu nehmen, daß mit Einsetzen der Regelung der Schirmgitterstrom sinkt und dadurch der Spannungsabfall im Vorwiderstand kleiner wird. Die Schirmgitterspannung steigt demzufolge im Verlauf der Regelung entsprechend an, ein Vorgang, den man auch als „Gleiten“ bezeichnet. Bei den älteren Röhren einschließlich der Typen der A- und C-Reihe ist für dieses Hochgleiten der Schirmgitterspannung mit 125 V eine obere Grenze festgesetzt. Die Schirmgitterspannung wird mit Hilfe eines Spannungsteilers festgehalten, und man spricht daher von „fester Schirmgitterspannung“. Bei den neueren Regelröhren (E-Reihe) läßt man dagegen die Schirmgitterspannung absichtlich hochgleiten, um die Vorteile des größeren Aussteuerbereiches im heruntergeregelten Zustand und einer verzerrungsmäßig günstigen Arbeitskennlinie (s. S. 72) zu erzielen. Bei der Festlegung der Schirmgitterspannung muß man daher von vornherein auf den einen oder anderen Betriebsfall Rücksicht nehmen. Will man das Gleiten der Schirmgitterspannung auf einen bestimmten Höchstwert begrenzen, so muß man zwischen Schirmgitter und Kathode einen sogenannten Querwiderstand R_q legen, durch den ein bestimmter Querstrom I_q fließt. Beim Herunterregeln wird zwar der Schirmgitterstrom I_{g2} immer kleiner, doch behält der Querstrom I_q seinen Wert, ja er steigt wegen der stets ansteigenden Schirmgitterspannung praktisch noch etwas an.

Der Spannungsabfall im Vorwiderstand wird daher um so weniger absinken, je größer der Querstrom im Verhältnis zum normalen Schirmgitterstrom ist. Aus diesen Überlegungen ergibt sich, daß man die Schirmgitterspannung nur dann vollkommen unverändert halten könnte, wenn man den Querstrom unendlich groß machen könnte bzw. die Schirmgitterspannung direkt aus einer Batterie bzw. von einer Spannungsquelle mit kleinem Innenwiderstand abnehmen würde. Der Größe des Querstromes ist schon aus rein wirtschaftlichen Erwägungen eine bestimmte Grenze gegeben. Bei den älteren Typen, bei denen man die sogenannte feste Schirmgitterspannung anwendet (besser ausgedrückt: begrenzt gleitende Schirmgitterspannung), hat man den Querstrom im allgemeinen mit dem zwei-, höchstens dreifachen Wert des normalen Schirmgitterstroms festgelegt. Will man dagegen bei den Röhren der E-Reihe ein stärkeres Gleiten der Schirmgitterspannung erreichen, so macht man den Querstrom entsprechend kleiner. Die Verhältnisse lassen sich sehr einfach rechnerisch erfassen. Geht man von einem bestimmten Querstrom I_q aus, so ergibt sich daraus bereits unter Zugrundelegung der im unregulierten Zustand vorhandenen Schirmgitterspannung $U_{g2 \text{ norm.}}$ der notwendige Querwiderstand R_q nach

$$\text{der Formel: } R_q \text{ (k}\Omega\text{)} = \frac{U_{g2 \text{ norm.}} \text{ (V)}}{I_q \text{ (mA)}}$$

Die Größe des notwendigen Vorwiderstandes R_{g2} ergibt sich dann unter Berücksichtigung der Betriebsspannung U_b und des normalen Schirmgitterstromes $I_{g2 \text{ norm.}}$ aus der

$$\text{Beziehung } R_{g2} \text{ (k}\Omega\text{)} = \frac{U_b - U_{g2 \text{ norm.}} \text{ (V)}}{I_q + I_{g2 \text{ norm.}} \text{ (mA)}}$$

Bei diesen Werten des Spannungsteilers erreicht die Schirmgitterspannung im voll heruntergeregelten Zustand, bei dem der Schirmgitterstrom praktisch verschwunden ist,

$$\text{einen Höchstwert von } U_{g2 \text{ max.}} = U_b \cdot \frac{R_q}{R_q + R_{g2}}$$

Manchmal ist es erwünscht, die Berechnung nicht unter Annahme eines bestimmten Querstromes durchzuführen, sondern den Höchstwert der Schirmgitterspannung $U_{g2 \text{ max.}}$ im heruntergeregelten Zustand von vornherein festzulegen und daraus die notwendige Dimensionierung des Spannungsteilers zu errechnen. Man berechnet dann zunächst den Vorwiderstand nach der Formel:

$$R_q \text{ (k}\Omega\text{)} = \frac{U_b \text{ (V)}}{I_{g2 \text{ norm.}} \text{ (mA)}} \cdot \left(\frac{U_{g2 \text{ norm.}} \text{ (V)}}{U_{g2 \text{ max.}} \text{ (V)}} \right)$$

$$\text{Der notwendige Querwiderstand ergibt sich dann zu } R_q = R_{g2} \cdot \frac{U_{g2 \text{ max.}}}{U_b - U_{g2 \text{ max.}}}$$

Bei allen diesen Formeln muß man, wenn man vollkommen genau rechnen will, für die Schirmgitterspannung nicht die Spannung zwischen Schirmgitter und Kathode, sondern die Spannung zwischen Schirmgitter und Chassis einsetzen. Dabei ist jedoch zu berücksichtigen, daß man nur mit einem Mittelwert des Schirmgitterstromes rechnen kann und außerdem die errechneten Widerstandswerte nach oben oder unten abrunden muß, um geradzahlige und handelsübliche Widerstände verwenden zu können.

Beispiel: a) Regelröhre AF 3 unter normalen Verhältnissen: $U_a = 250 \text{ V}$; $U_{g2 \text{ norm.}} = 100 \text{ V}$; $I_{g2 \text{ norm.}} \text{ ca. } 2,6 \text{ mA}$. Der Querstrom I_q wird mit dem doppelten Wert des Schirmgitterstroms, mit etwa 5 mA , gewählt. Man berechnet den

$$\text{Querwiderstand mit } R_q = \frac{100 \text{ (V)}}{5 \text{ (mA)}} = 20 \text{ k}\Omega. \text{ Daraus ergibt sich ein Vor}$$

$$\text{widerstand von } R_{g2} = \frac{250 - 100}{5 + 2,6} = \text{ca. } 20 \text{ k}\Omega. \text{ Die Schirmgitter}$$

$$\text{spannung erreicht dann einen Höchstwert von } U_{g2 \text{ max.}} = 250 \cdot \frac{20}{20 + 20}$$

$$= 125 \text{ V und bleibt innerhalb der zulässigen Höchstgrenze.}$$

- b) Die Regelröhre EF 11 soll mit gleitender Schirmgitterspannung betrieben werden, und zwar will man einen Höchstwert von $U_{g2 \text{ max.}} = 200 \text{ V}$ erreichen. Die normalen Betriebsverhältnisse sind $U_a = 250 \text{ V}$; $U_{g2} = 100 \text{ V}$; $I_{g2 \text{ norm.}} = 2,2 \text{ mA}$. Der notwendige Vorwiderstand beträgt:

$$R_{g2} = \frac{250}{2,2} \cdot \left(1 - \frac{100}{200}\right) = 57 \text{ k}\Omega. \text{ Daraus ergibt sich ein Querwiderstand } R_q = 57 \cdot \frac{200}{250 - 200} = 228 \text{ k}\Omega. \text{ Man wird diese Werte auf } R_q = 230 \text{ k}\Omega \text{ und } R_{g2} = 60 \text{ k}\Omega \text{ abrunden.}$$

- c) Die Regelröhren EF 11 und ECH 11 sollen mit voll gleitender Schirmgitterspannung betrieben werden und die Schirmgitterspannung über einen gemeinsamen Vorwiderstand zugeführt werden. Die normalen Betriebsbedingungen sind $U_B = 250 \text{ V}$, $U_{g2 \text{ norm.}}$ bzw. $U_{g4} = 100 \text{ V}$, $I_{g2} \text{ (EF 11)} = 2,2 \text{ mA}$, $I_{g2+4} \text{ (ECH 11)} = 3 \text{ mA}$. Der Vorwiderstand ergibt sich zu:
- $$R_{g2} \text{ (k}\Omega) = \frac{U_b - U_{g2 \text{ norm.}} \text{ (V)}}{I_{g2 \text{ norm.}} \text{ (EF 11)} + I_{g2+4 \text{ norm.}} \text{ (ECH 11)}} = \frac{250 - 100}{2,2 + 3} = 29 \text{ k}\Omega. \text{ Dieser Wert wird auf } R_{g2} = 30 \text{ k}\Omega \text{ abgerundet.}$$

Anodenbelastung $N_a \text{ max. (Watt)} = U_a \cdot I_a$

$N_a \text{ max.}$

Die angegebenen Werte stellen die höchst zulässige Anodenbelastung (Anodenstrom mal wirksame Anodenspannung) dar. Diese Grenze der Anodenbelastung muß für die Wahl des Arbeitspunktes unbedingt berücksichtigt werden. Eine entsprechende negative Gittervorspannung legt den Anodenruhestrom fest, während die Anodengleichspannung durch die angegebenen Höchstwerte begrenzt ist. Überschreiten der zulässigen Anodenbelastung führt zur Verschlechterung bzw. Zerstörung der Röhre. Im $I_a \cdot U_a$ -Kennlinienfeld ist die Grenze der zulässigen Anodenbelastung durch eine Kurve festgelegt (B.176).

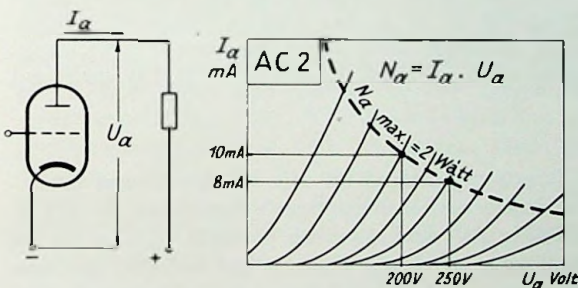


Bild 176. Max. zulässige Anodenbelastung

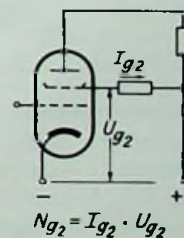


Bild 177. Schirmgitterbelastung

Schutz- oder Schirmgitterbelastung $N_{g2} \text{ (3, 4, 5) max.} = J_{g2} \text{ (3, 4, 5)} \cdot U_{g2} \text{ (3, 4, 5) (Watt)}$
 Der angegebene Wert gilt für den Arbeitspunkt im Ruhezustand. Er ist so bemessen, daß die bei der Aussteuerung unter normalen Umständen auftretende Zunahme der Schirmgitterbelastung — bei abnehmenden Halbwellen der Anodenwechselfspannung steigt der Schirmgitterstrom — zulässig ist (Bild 123). Bei den neueren Endröhren der E-Reihe usw. unterscheidet man zwischen statischer Schirmgitterbelastung N_{g20} und dynamischer Belastung N_{g2} . Letzterer Wert berücksichtigt die Zunahme des Schirmgitterstromes im Betrieb. Auf diese Tatsache ist insbesondere dann Rücksicht zu nehmen, wenn ein großer Außenwiderstand im Anodenkreis liegt, da dann wegen der flachen Widerstandsgeraden das Ansteigen der Schirmgitterbelastung wesentlich größer ist. Ein solcher Fall kann z. B. eintreten, wenn der Lautsprecher sekundärseitig abgeschaltet wird und nur die Primärwicklung des Übertragers, die einen hohen Widerstand darstellt (z. B. $10 \cdot R_a$) wirksam ist. Unbedingt zu vermeiden ist auf jeden Fall eine Unterbrechung der Anoden-

$N_{g2} \text{ (3, 4, 5) max.}$

zuleitung, da dann fast der ganze Strom auf das Schirmgitter übertritt und dieses zum Glühen bringt.

I_{g2} (3, 4, 5) **Hilfsgitterstrom** I_{g2} bzw. I_{g3} , I_{g4} , I_{g5} (mA)

Die Hilfsgitterströme sind bei den einzelnen Röhren als Circa-Wert angegeben. Bei Pentoden mit Widerstandskopplung ist der tatsächliche Schirmgitterstrom der kleineren wirksamen Schirmgitterspannung entsprechend kleiner.

Arbeitspunkt

Der Arbeitspunkt einer Röhre wird durch die Anoden- bzw. Hilfsgitter-Gleichspannung, Gittervorspannung und Anodengleichstrom festgelegt. Seine richtige Wahl ist für einwandfreies und günstiges Arbeiten der Röhre ausschlaggebend. Für seine Lage im Kennlinienfeld ist die tatsächlich zwischen Anode und Kathode wirksame Gleichspannung zugrunde zu legen. Die Einstellung des Arbeitspunktes erfolgt bei festgelegter Anoden- bzw. Hilfsgitterspannung entweder durch eine feste Gittervorspannung oder durch einen Kathodenwiderstand (automatische Gittervorspannung). Wegen der unvermeidlichen Streuung der elektrischen Werte der Röhren muß in den Betriebsdaten entweder der Anodenstrom oder die Gittervorspannung als Annäherungswert (durch mageren Druck gekennzeichnet) angegeben werden. Bei den A- und C-Röhren stellt man durch gegebenenfalls notwendige Anpassung des Kathodenwiderstandes auf einen bestimmten Anodenstromwert ein. Bei K-Röhren ergibt sich dagegen der Anodenstrom als Ca.-Wert, weil man im allgemeinen eine feste Gittervorspannung wählt.

Die unter den Höchstwerten angegebenen bzw. im Kennlinienfeld durch eine gestrichelt eingezeichnete Hyperbel begrenzte max. zulässige Anodenbelastung darf bei Wahl des Arbeitspunktes nach oben nicht überschritten werden. Nach rechts ist die Grenze durch den Höchstwert der Anodenspannung festgelegt.

Bei Vorröhren legt man den Arbeitspunkt meist nicht in die Mitte des zur Verfügung stehenden Aussteuerbereiches, sondern wählt die negative Gittervorspannung nur so groß, daß die zu erwartende größte Spitzenspannung nicht in das Gitterstromgebiet reicht. Dadurch erreicht man den Vorteil höherer Steilheit und damit besserer Verstärkung. Die zweckmäßigste Wahl des Arbeitspunktes wird auch im Abschnitt V (S. 95) an Hand der Kennlinien ausführlich behandelt.

U_{g1} (3, 4) **Gittervorspannung** U_{g1} (3, 4) (Volt)

Die in den Betriebswerten angegebene Gittervorspannung ist mit Rücksicht auf größtmögliche Verstärkung, entsprechenden Aussteuerbereich (Spannungsspitze + 1,3 V s. a. S. 114) und im Hinblick auf die zulässige Anodenbelastung gewählt. Dabei ist zu beachten, daß der Gitterstrom bei den indirekt geheizten Röhren bei $-1,3$ V, bei den direkt geheizten Wechselstromröhren bei etwa -2 Volt und bei den K-Röhren in der Gegend von Null Volt einsetzt. Als Gitterstromeinsetzpunkt wird praktisch die negative Gitterspannung bezeichnet, bei der ein Gitterstrom von $0,0003$ mA fließt. Einzelne Elektronen treten nämlich mit derart großer Geschwindigkeit aus der Kathode aus, daß sie bis zur negativen Gitterspannung von 50 Volt an das Gitter gelangen können, so daß auch bei hohen, negativen Gitterspannungen ein unmeßbar kleiner Gitterstrom fließt. Nach Möglichkeit soll die Gittervorspannung automatisch durch einen Kathodenwiderstand gewonnen werden, weil damit eine gewisse Sicherheit gegen Überlastung der Röhre gegeben ist. Bei steigendem Anodenstrom wird dann die Gittervorspannung am Kathodenwiderstand selbsttätig größer und drückt den Anodenstrom wieder herunter. Die angegebene Gittervorspannung bzw. der empfohlene Wert des Kathodenwiderstandes beziehen sich auf die angeführten Höchstwerte der Anoden- und Hilfsgitterspannungen.

Die Gittervorspannung kann entweder aus einer Batterie entnommen werden (sog. feste Vorspannung) oder im Empfänger als Spannungsabfall an einem stromdurchflossenen Widerstand erzeugt werden (automatische Vorspannung). Feste Vorspannung (Bild 178) verwendet man im Batteriegerät, automatische Vorspannung im Netzempfänger. In

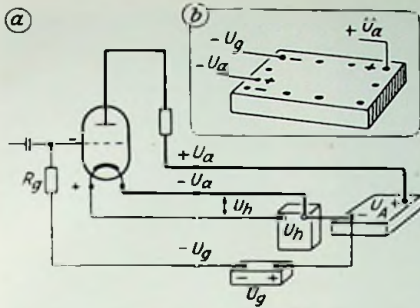


Bild 178. a) Feste Gittervorspannung (Batteriebetrieb); b) übliche Schaltung der Anodenbatterie

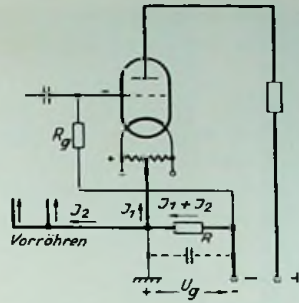


Bild 179. Halbautomatische Gittervorspannung
 $U_g = (I_1 + I_2) \cdot R$

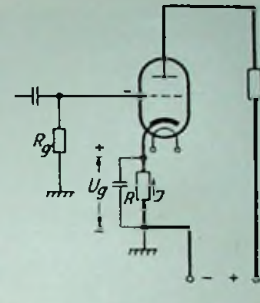
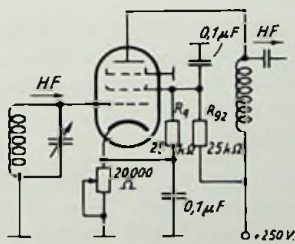


Bild 180. Automatische Gittervorspannung

letzterem Falle spricht man von vollautomatischer Vorspannung, wenn die Gittervorspannung als Spannungsabfall am sog. Kathodenwiderstand erzeugt wird (Bild 180), der nur vom Strom der betreffenden Röhre durchflossen wird, während bei der sog. halbautomatischen Vorspannung (Bild 179) die Gitterspannung an einem Widerstand entsteht, durch den der Strom mehrerer Röhren, meist der gesamte Empfängerstrom, fließt. Die halbautomatische Gittervorspannung ist bei Endröhren nur unter bestimmten Voraussetzungen zulässig (s. S. 115).

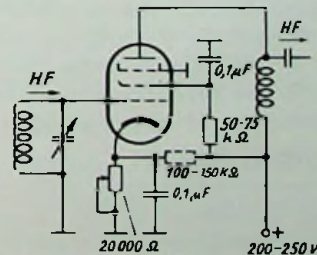
Bei Regelröhren, die man für die Eingangsstufe eines zur Handlautstärkeregelung bestimmten Empfängers verwendet, erzeugt man die notwendige Regelspannung an einem Kathodenwiderstand, dessen Größe durch den zulässigen Widerstand $R_{f/s}$ (meist 20 k Ω) begrenzt ist. Da der Kathodenstrom mit zunehmender negativer Gittervorspannung rasch absinkt, würde auch der Spannungsabfall bald zu klein werden, um die notwendige Regelspannung zu ergeben. An Hand der Steilheitskennlinien kann man sich leicht ausrechnen, daß sich auf diese Weise höchstens eine Regelung von 1:10 erreichen läßt. Um den Spannungsabfall am Kathodenwiderstand vom Kathodenstrom unabhängig zu machen, leitet man daher den Querstrom des Schirmgitterspannungsteilers über den Kathodenwiderstand (Bild 181). Will man jedoch bei solcher Röhre die Vorteile der gleitenden Schirmgitterspannung voll ausnutzen, dann fällt der Querwiderstand und damit der Querstrom weg, da die Schirmgitterspannung nur über einen Vorwiderstand zugeführt wird. Um den notwendigen Spannungsabfall am Kathodenwiderstand sicherzustellen, ist es dann notwendig, mit Hilfe eines an die Betriebsspannung angeschlossenen Querwiderstandes einen gewissen Strom über den Kathodenwiderstand zu leiten (Bild 182).

Bei kleineren Anoden- oder Schirmgitterspannungen bzw. bei größeren Außenwiderständen (Widerstandskopplung) muß die Gittervorspannung oder der Kathodenwiderstand entsprechend gewählt werden, um den Arbeitspunkt an die richtige Stelle zu legen (s. Beispiel unten).



festgehaltene Schirmgitterspg.

Bild 181. Handlautstärkeregelung bei fester Schirmgitterspannung



voll gleitende Schirmgitterspg.

Bild 182. Handlautstärkeregelung bei gleitender Schirmgitterspannung

Für Betrachtungen über zulässigen Aussteuerbereich bzw. Verzerrungen darf man nicht die statische I_a - U_g Kennlinie verwenden. Man muß vielmehr stets die Arbeitskennlinie zugrunde legen (s. a. S. 95).

R_k Kathodenwiderstand R_k (Ω)

Der Kathodenwiderstand stellt den Widerstand in der Kathodenzuleitung der Röhre dar, an dem automatisch die notwendige Gittervorspannung für das Steuergitter erzeugt wird. Er wird vom Kathodenstrom (Anodenstrom plus Hilfsgitterströme) durchflossen und kann unter Zugrundelegung des gesamten Kathodenstromes berechnet werden.

Beispiel: Eine Endröhre AL 1 soll mit 250 V Anodenspannung und mit 36 mA Anodenstrom betrieben werden. Aus den Daten ergibt sich ein Schutzgitterstrom von 7 mA, so daß der Kathodenstrom $I_k = I_a + I_{g_2} = 36 + 7 = 43$ mA beträgt. Die gewünschte Gittervorspannung von 15 V erhält man daher mit einem Kathodenwiderstand von

$$R_k = \frac{15 \text{ V}}{0,043 \text{ A}} = 350 \Omega.$$

Dabei ist zu berücksichtigen, daß die tatsächlichen Anoden- bzw. Hilfsgitterströme von den angegebenen Betriebswerten abweichen, wenn andere Betriebsspannungen gewählt werden, insbesondere aber, wenn Widerstandskopplung verwendet wird. Den Anodenstrom, auf den es in erster Linie ankommt, entnimmt man dann dem I_a - U_a Kennlinienfeld und kann daraus den für eine bestimmte Gittervorspannung notwendigen Kathodenwiderstand berechnen.

Beispiel: Bei einer Eingitterröhre AC 2 ist im Anodenkreis ein Widerstand von 0,2 M Ω eingeschaltet. Die zur Verfügung stehende Anodenspannung beträgt 250 V. Die Widerstandslinie muß, da es sich um einen rein ohmschen Außenwiderstand handelt, im Punkt P (250 V, 0 mA) beginnend, in das Kennlinienfeld eingezeichnet werden (Bild 183). Mit Rücksicht auf Verzerrungen wird man eine Aussteuerung von höchstens 2 V eff. zulassen und dementsprechend eine Gittervorspannung von 4 V wählen. Sie ergibt einen Anodenstrom von 0,8 mA. Der jetzt notwendige Kathodenwiderstand für die automatische

$$\text{Gittervorspannung } R_k = \frac{4 \text{ V}}{0,0008 \text{ A}} = 5000 \Omega.$$

Will man umgekehrt wissen, welche Gittervorspannung ein bestimmter Kathodenwiderstand erzeugt, so bringt man die Widerstandsgerade des Kathodenwiderstandes ($R_k = U_g : I_a$) mit der I_a - U_g -Kennlinie zum Schnitt. Dabei muß man bei Pentoden die Summenkennlinie ($I_a + I_{g_2}$) verwenden.

Der Kathodenwiderstand hat zweierlei unerwünschte Wirkungen: Er verbraucht einen Teil der Sprechleistung und liefert an das Steuergitter eine verstärkungsschwächende Gegenspannung (negative Rückkopplung). Beide Erscheinungen muß man durch Parallelschalten eines Kondensators (Elektrolyt-) bekämpfen, der um so größer sein muß, je größer das Verhältnis $R_k : R_a$ ist und je besser man die tiefen Töne wiedergeben will (ca. 0,1 μ F bei HF-Verstärkung, 4—100 μ F bei NF-Verstärkung). Der Wechselstromwiderstand R_c des Parallelkondensators soll bei der unteren Grenzfrequenz einen Bruchteil des Kathodenwiderstandes (10—30%) betragen.

I_a Anodenstrom I_a (mA).

Der angegebene Anodenstrom stellt den Ruhestromwert dar und bezieht sich auf die angegebenen Betriebswerte der Anoden- und Hilfsgitterspannung. Den angegebenen normalen Anodenruhestromwert soll man, wenn sich eine andere Wahl des Arbeitspunktes als notwendig erweist, nicht wesentlich überschreiten. Ein Gleichstromwiderstand im Anodenkreis hat eine kleinere wirksame Anodenspannung zur Folge. Dadurch wird der Anodenstrom entsprechend kleiner.

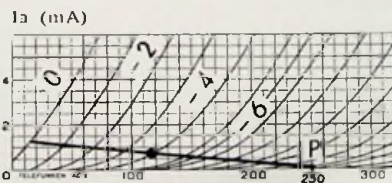


Bild 183. Festlegung des Arbeitspunktes einer Triode mit Widerstandskopplung (AC 2)

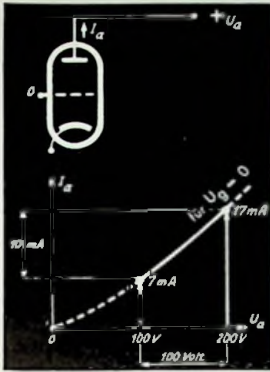


Bild 184. Eingitterröhre
($R_i = 10 \text{ k}\Omega$)

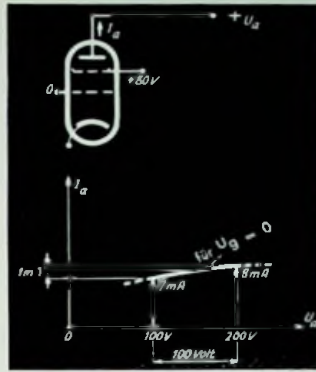


Bild 185. Schutzgitterröhre
($R_i = 100 \text{ k}\Omega$)

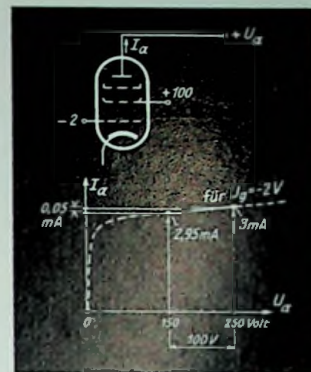


Bild 186. Pentode
($R_i = 2 \text{ M}\Omega$)

Bild 184 bis 186. Vergleich der Innenwiderstände verschiedener Röhrentypen an Hand der $I_a - U_a$ -Kennlinie

Innenwiderstand R_i ($\text{k}\Omega$ bzw. $\text{M}\Omega$).

$$R_i = \frac{\text{Änderung der Anodenspannung } U_a}{\text{Änderung des Anodenstromes } I_a} \text{ bei konstanter Gitterspannung}$$

R_i

Der angegebene Wert gilt nur für den der vorgeschriebenen Gittervorspannung entsprechenden Arbeitspunkt. Es ist zu beachten, daß sich der Innenwiderstand bei Verlegung des Arbeitspunktes ändert, wie dies z. B. durch Ändern der Gittervorspannung, Herabsetzung der Anodenspannung, durch Einfügen eines Außenwiderstandes oder bei Regelröhren der Fall ist. Aus dem $I_a - U_a$ -Kennlinienfeld kann der Innenwiderstand z. B. aus der Neigung der Berührungsgeraden an die Kennlinie für jeden beliebigen Punkt annähernd bestimmt werden (Bild 128—130). Für die Verstärkungsberechnung müßte man den tatsächlich wirksamen Innenwiderstand in Rechnung setzen, da seine Änderung insbesondere bei Trioden auf die Verstärkung von wesentlichem Einfluß ist (Bild 187).

Bei Hochfrequenzpentoden ändert sich der Innenwiderstand entsprechend einer Änderung der Anodenspannung und umgekehrt mit einer Änderung des Anodenstromes, so daß z. B. bei halber Anodenspannung der Innenwiderstand auf die Hälfte sinkt, bei halbem Anodenstrom dagegen auf das Doppelte ansteigt. Auf diese Weise kann man z. B. den tatsächlichen Innenwiderstand einer Regelröhre bei kleiner Regelspannung sehr leicht bestimmen.

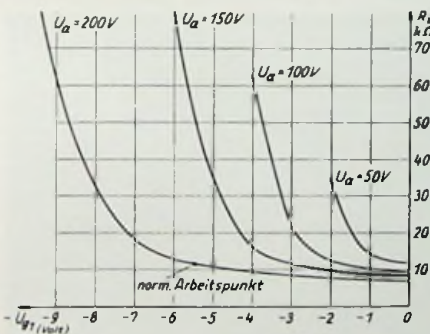


Bild 187. Innenwiderstand einer Triode (AC2) in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt

Beispiel: AF 7; R_i norm. = $2 \text{ M}\Omega$, bei $U_a = 250 \text{ V}$, $I_a = 3 \text{ mA}$. Bei $U_a = 125 \text{ V}$, $I_a = 1,5 \text{ mA}$, R_i wegen der halben Anodenspannung halber Wert, wegen halben Anodenstrom doppelter Wert, daher gleichfalls $2 \text{ M}\Omega$.

Steilheit S (mA/V) =

$$\frac{\text{Änderung des Anodenstromes } J_a}{\text{Änderung der Gitterspannung } U_g}$$

bei konstanter Anodenspannung.

S

Der bei jeder Röhre angegebene Steilheitswert S gilt nur für den gleichzeitig angegebenen Arbeitspunkt und unter der Voraussetzung, daß im Anodenkreis kein Widerstand vorhanden ist. Die tatsächlich wirksame sogen. Arbeitssteilheit S_A wird jedoch immer kleiner

und kann entweder durch Berechnung $S_A = \frac{S}{1 + \frac{R_a}{R_i}} = \frac{1}{D \cdot (R_a + R_i)}$ oder aus dem

$I_a - U_a$ -Kennlinienfeld ermittelt werden (s. Seite 93).

Beispiel: Bei der Röhre AL 1 beträgt die angegebene Steilheit S im normalen Arbeitspunkt $2,8 \text{ mA/V}$. Im Anodenkreis sei ein Widerstand von 7000Ω wirksam. Dann ergibt sich

bei $R_i = 43000 \Omega$ eine wirksame Steilheit $S_A = \frac{2,8}{1 + \frac{7000}{43000}} = 2,4 \text{ mA/V} = 0,0024 \text{ A/V}$

Aus der Arbeitssteilheit S_A und dem Außenwiderstand R_a kann man die Verstärkung V_u in der Röhre berechnen. $V_u = S_A \cdot R_a$. Für obiges Beispiel ist $V_u = 0,0024 \cdot 7000 = 16,8$ fach.

S_c Mischsteilheit S_c (mA/V)

Für Mischröhren, bei denen am Steuergitter und im Anodenkreis verschiedene Schwingungen (HF und ZF) vorhanden sind, hat man den Begriff „Mischsteilheit“ eingeführt. Die Mischsteilheit wird gleichfalls in mA/V angegeben und bezeichnet das Verhältnis des ZF-Anodenwechselstromes zur HF-Gitterwechselspannung. Eine Mischsteilheit von $0,6 \text{ mA/V}$ bedeutet z. B., daß mit einer HF-Wechselspannung am Steuergitter von 1 Volt ein ZF-Anodenwechselstrom von $0,6 \text{ mA}$ erzielt wird. Mit Hilfe des wirksamen Außenwiderstandes läßt sich, ebenso wie mit der normalen Steilheit, die Verstärkung berechnen (s. oben).

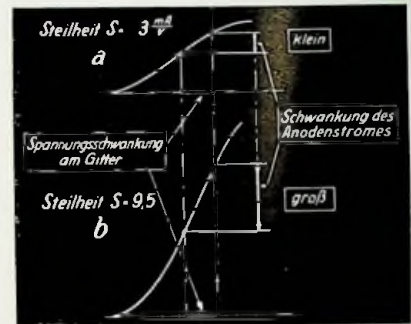


Bild 188. Die Bedeutung der Steilheit

μ, D, D_2 Verstärkungsfaktor μ und Durchgriff D (%)

D (%) = $\frac{\text{Änderung der Gitterspannung } U_g}{\text{Änderung der Anodenspannung } U_a}$ bei konstantem Anodenstrom.

Der Verstärkungsfaktor stellt die im Idealfall zu erzielende Spannungsverstärkung dar, die dann erreichbar wäre, wenn der Außenwiderstand im Verhältnis zum Innenwiderstand

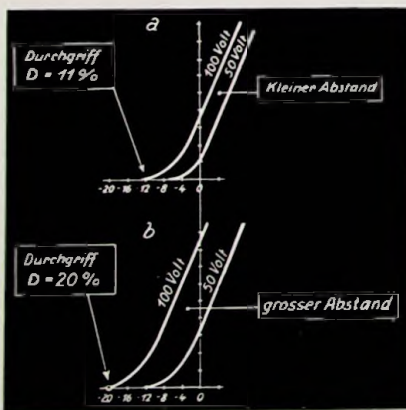


Bild 189. Die Bedeutung des Durchgriffs

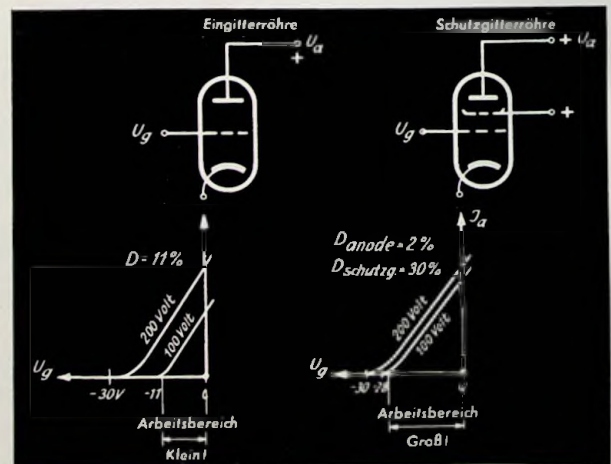


Bild 190. Durchgriff einer Triode

Bild 191. Durchgriff einer Schutzgitterröhre

der Röhre unendlich groß wäre. Je kleiner der Außenwiderstand im Verhältnis zum Innenwiderstand, um so geringer ist die tatsächlich erreichbare Verstärkung. Die als Betriebswert angegebene ideale Verstärkungsziffer könnte man nur erreichen, wenn die Widerstandslinie im Kennlinienfeld vollkommen horizontal verlaufen würde, d. h. der Außenwiderstand unendlich groß wäre.

Der Triodendurchgriff läßt sich sehr einfach für die Berechnung der Spannungsverstärkung $V_{11} = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_a}}$ verwenden, wobei man jedoch stets den wirksamen Innenwider-

stand (s. S. 107) einsetzen muß und außerdem die Durchgriffsänderung bei kleinen Betriebsspannungen (Widerstandskopplung) zu berücksichtigen hat.

Bei Mehrgitterröhren ist der Durchgriff des Schutzgitters ($D_2 = \Delta U_{g1} : \Delta U_{g2}$) durch das Steuergitter für die Lage der Kennlinie maßgebend, während der Anodendurchgriff wesentlich kleiner ist, wobei sich die Durchgriffswerte wegen ihrer Abhängigkeit von der Stromverteilung mit der Lage des Arbeitspunktes stark ändern (vgl. Bild 190 u. 191). Bei der Eingitterröhre ist der Verstärkungsfaktor zugleich die Umkehr des statischen Durchgriffs der Anode durch das Steuergitter. Bei Pentoden besteht die angenäherte Beziehung $\mu = S \cdot R_i$.

Beispiel: AC 2: Durchgriff $D = 3,3\%$, Verstärkungsfaktor $\mu = \frac{100}{3,3} = 30$

AF 7: $S = 2,1 \text{ mA/V}$, $R_i = 2 \text{ M}\Omega$, $\mu = 0,0021 \cdot 2\,000\,000 > 4000$.

Außenwiderstand R_a bzw. R_u (Ohm) und sein Einfluß auf Verstärkung und Frequenzgang. Der zwischen Anode und Kathode für die zu verstärkenden Schwingungen wirksame Wechselstromwiderstand R_a beeinflusst Verstärkung, Verzerrung und die bei Endröhren erzielbare Sprechleistung. Für ein genaues Studium dieses für die Verwendung der Röhre grundlegenden Problems muß auf die Spezialliteratur* verwiesen werden. Die folgende zusammenfassende Übersicht kann lediglich den notwendigen Gesamtüberblick geben.

R_a, R_u

In den Betriebswerten der Röhren ist der günstigste Außenwiderstand lediglich für die Leistungsverstärkung in der Endstufe angegeben, während er bei Spannungsverstärkung meist als ein den gestellten Bedingungen entsprechendes Kompromis zwischen größtmöglicher Verstärkung und Rücksichtnahme auf gleichmäßige Verstärkung des zu verstärkenden Frequenzbandes (Frequenzgang der Verstärkung) gewählt werden muß. Die Verstärkung ist um so größer, je höher der Außenwiderstand gewählt wird. Der sog. Frequenzgang kommt dadurch zustande, daß sich das Verhältnis Außenwiderstand : Innenwiderstand und damit die Spannungsverstärkung sowie die Übertragungsverluste durch frequenzabhängige Einflüsse (Drosseln und Kondensatoren) ändern. Der wirksame Außenwiderstand R_a ist stets ein sog. komplexer Widerstand (Ohmscher Widerstand, Selbstinduktion und Kapazität in Serien- oder Parallelschaltung).

Der Außenwiderstand läßt sich durch Addition der einzelnen Vektoren (gerichtete Wechselstromwiderstände) für die betreffende Frequenz rechnerisch oder graphisch leicht bestimmen, wobei man bei Serienschaltung die Widerstandsvektoren, bei Parallelschaltung die Leitwertvektoren addiert. Der bei den einzelnen Verstärkungsarten für die Verstärkungsberechnung in Betracht kommende Außenwiderstand und die für den Frequenzgang maßgebenden Einflüsse ergeben sich wie folgt:

1. **HF-Verstärkung:** Der Außenwiderstand ergibt sich aus dem Resonanzwiderstand des abgestimmten Schwingkreises R (s. S. 121), wobei zur Abstimmkapazität alle Parallelkapazitäten ($C_1' + C_2'$) hinzuzuzählen sind (Bild 192). Der Innenwiderstand der Röhre erscheint dem Außenwiderstand parallel geschaltet und ergibt einen scheinbaren Außenwiderstand R_1' (s. S. 121). Die Verstärkung $V_{11} = S \cdot R_1'$. Will man die Verhältnisse im Kennlinienfeld verfolgen, so darf man natürlich den Innenwiderstand für die Widerstandsgerade nicht berücksichtigen, sondern nur den tatsächlichen Außenwiderstand

* S. insbes. H. Barkhausen „Elektronenröhren“, 4 Bände, Verlag Hirzel.

R_a einzeichnen. Dagegen muß bei Diodengleichrichtung (Bild 193) für die Ermittlung des wirklichen Außenwiderstandes noch der durch die Gleichrichteranordnung hervorgerufene Dämpfungswiderstand berücksichtigt werden ($R_a = R \parallel R_{iD} \parallel R \parallel R_s \parallel R_g$). Dabei ist der Dämpfungswiderstand $(R_{iD} + R) = \frac{1}{2}$ bis $\frac{1}{3}$ von R (s. S. 29). Dies ergibt immer eine ziemlich starke Dämpfung, die Verstärkung und Trennschärfe wesentlich verschlechtern. Bei Anzapfung des Abstimmkreises werden die äußeren Kapazitäten und Dämpfungswiderstände mit dem Quadrat des Anzapfungsverhältnisses auf den Abstimmkreis wirksam. Die an den Abgriffen auftretende Wechselfspannung entspricht dem Anzapfungsverhältnis. Die sog. Halbwertsbreite (s. S. 66) gibt ein Maß für die Breite des einigermaßen einwandfrei übertragenen Frequenzbandes und läßt gleichzeitig die Trennschärfe beurteilen.

Bei Bandfilterkopplung (Bild 194) ist der Bandfilter-Resonanzwiderstand annähernd aus den beiden Kreiswiderständen zu berechnen (s. S. 122). Man rechnet im allgemeinen überschlägig mit der sog. kritischen Kopplung.

2. NF-Verstärkung. Für diese Verstärkungsart, zu der auch sinngemäß die z. B. bei der Gittergleichrichtung vorhandene NF-Verstärkung zu rechnen ist, gelten verschiedene Voraussetzungen, die von der jeweiligen Röhrenart (Triode oder Pentode) bzw. von der benutzten Kopplungsart mit der folgenden Stufe abhängen. Praktisch wird heute fast ausschließlich die Widerstandskopplung (R-C-Kopplung) verwendet. Dies hat seinen Grund in dem Vorhandensein leistungsfähiger Endröhren mit geringem Gitterwechselspannungsbedarf und in den verzerrungs- und preismäßig günstigen Eigenschaften der Widerstandsverstärkung. Drossel- und Transformatorkopplung werden nur dort angewendet, wo man eine Endröhre mit großem Gitterwechselspannungsbedarf verwendet oder wenn man von den bei diesen Kopplungsarten möglichen Verzerrungsschaltungen durch Ausnutzung von Resonanzerscheinungen Gebrauch machen will. Notwendig ist die Transformatorkopplung bei Gegentaktschaltung der Endstufe, weil dann die Gitter der beiden Endröhren gegenphasige Spannungen erhalten müssen, die sich durch einen Transformator mit zwei Sekundärwicklungen leicht erzielen lassen.

Für die Verstärkungsberechnung wählt man die gleichzeitig bei den meßtechnischen Untersuchungen übliche Meßfrequenz von 800 Hz,

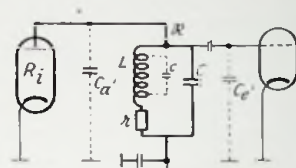


Bild 192. Schwingkreis

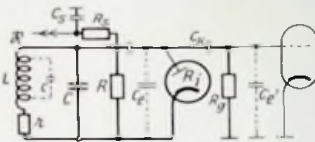


Bild 193. Diodenkreis

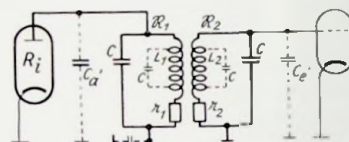


Bild 194. Bandfilter

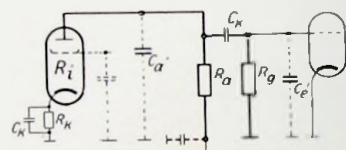


Bild 195. Widerstandskopplung

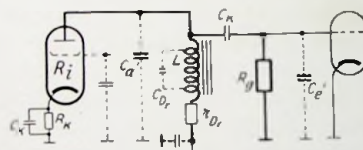


Bild 196. Drosselkopplung

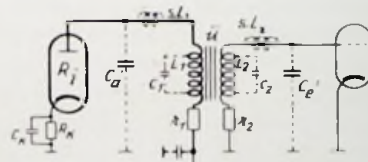


Bild 197. Transformatorkopplung

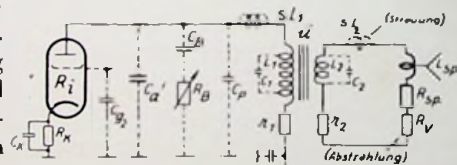


Bild 198. Endstufe

Bild 192—198. Zusammensetzung des Wechselstrom-Außenwiderstandes (R_a) in den einzelnen Stufen

während man die Breite des einwandfrei verstärkten Frequenzbandes durch die beiden Grenzfrequenzen f_u (untere Grenzfrequenz) und f_o (obere Grenzfrequenz) kennzeichnet (s. S. 66).

a) **Widerstandskopplung** (Bild 195). Der wirksame Außenwiderstand für 800 Hz ergibt sich unter Vernachlässigung der Kapazitäten aus der Parallelschaltung von R_a und R_g (s. S. 122, Beispiel s. S. 91). Dabei muß man insbesondere bei der Triode die durch den jeweiligen Arbeitspunkt bedingte Abweichung des Röhren-Innenwiderstandes (s. S. 107) und des Durchgriffes von den normalen Betriebswerten berücksichtigen (s. S. 109). Die obere Grenzfrequenz ergibt sich ungefähr dann, wenn der Wechselstromwiderstand aller Parallelkapazitäten gleich dem Parallelwiderstand $R_a \parallel R_g$ wird. Daraus lassen sich die Grenzfrequenz bzw. die für eine verlangte Grenzfrequenz notwendigen Widerstands- und Kapazitätswerte berechnen. Die untere Grenzfrequenz ergibt sich durch die Spannungsteilung zwischen Kopplungskondensator C_k und Gitterableitwiderstand R_g für den Fall, daß der Gitterableitwiderstand gleich dem Wechselstromwiderstand des Kopplungskondensators wird. Zu berücksichtigen ist noch, daß durch die Entkopplungskondensatoren für den Kathodenwiderstand bzw. für das Schirmgitter eine Benachteiligung der tiefen Töne entstehen kann, wenn diese Kondensatoren nicht ausreichend bemessen sind.

b) **Drosselkopplung** (Bild 196). Der wirksame Außenwiderstand R_a für die Verstärkungsberechnung ergibt sich aus der Parallelschaltung des induktiven Widerstandes der Drossel (für 800 Hz: $R_L = 5000 \cdot L$) mit dem Gitterableitwiderstand R_g bzw. einen evtl. noch vorhandenen Parallelwiderstand. Die untere Grenzfrequenz ergibt sich gegenüber der Widerstandskopplung nicht nur durch die Spannungsteilung zwischen Kopplungskondensator und Gitterableitwiderstand, sondern außerdem auch durch das Absinken des Wechselstromwiderstandes der Drossel. Ist der Kopplungskondensator für die tiefen Frequenzen ausreichend bemessen, so ist die untere Grenzfrequenz annähernd dann gegeben, wenn der Innenwiderstand der Verstärkerröhre gleich dem Wechselstromwiderstand der Drossel wird. Die obere Grenzfrequenz ergibt sich durch die Wirkung der Parallelkapazitäten ($C_e' + C_a' + C_{D_r}$), wobei vor dem Absinken der Verstärkung Resonanz auftreten kann, wenn der Wechselstromwiderstand der Kapazitäten gleich dem induktiven Wechselstromwiderstand der Drossel wird. Diese Resonanz kann man zur Entzerrung der Höhen ausnutzen. Um einen einigermaßen guten Frequenzgang zu erreichen, muß man eine Drossel hoher Selbstinduktion (300 bis 500 H) wählen, damit die untere Grenzfrequenz möglichst tief liegt. Schaltet man der Drossel einen Widerstand parallel (0,1 bis 0,5 M Ω) oder wählt den Gitterableitwiderstand der folgenden Röhre entsprechend klein, so läßt sich ein Verstärkungsanstieg bei den hohen Tönen vermeiden. Für den Außenwiderstand ist stets die Selbstinduktion der Drossel bei dem jeweiligen Anodenruhestrom zugrunde zu legen.

c) **Transformatorkopplung** (Bild 197). Bei dieser Kopplungsart, die nur für Trioden in Betracht kommt, muß man zwischen Röhrenverstärkung und Stufenverstärkung unterscheiden, da durch die Übersetzung des Transformators (\ddot{u}) eine Spannungserhöhung zustande kommt. Die Sekundärseite des Transformators ist durch die Eingangskapazität der folgenden Stufe und durch die Streuinduktivität des Transformators belastet. Beide kommen jedoch erst bei höheren Frequenzen zur Geltung. Bei 800 Hz kann man als Außenwiderstand $R_a = 5000 \cdot L_1$ einsetzen. Die obere Grenzfrequenz ergibt sich durch die bereits erwähnte Sekundärbelastung in Verbindung mit der Wirkung der Transformatorkapazitäten und der Parallelkapazitäten. Ähnlich wie bei der Drosselkopplung kann auch hier eine Resonanzerscheinung zustande kommen, die dann auftritt, wenn der Wechselstromwiderstand der Streuinduktivität gleich ist dem Wechselstromwiderstand der Eingangskapazität. Die untere Grenzfrequenz tritt ungefähr dann auf, wenn der Wechselstromwiderstand der Transformator-Primärwicklung gleich dem Innenwiderstand der Verstärkerröhre wird. Ein guter Frequenzgang ist bei der Transformatorkopplung noch schwerer zu erzielen als bei der Drosselkopplung, weil die Induktivität der Primär-

wicklung durch das Übersetzungsverhältnis gegeben ist und die Sekundärwindungszahl zur Vermeidung einer hohen Wicklungskapazität nicht zu groß sein darf.

d) **Endverstärkung** (Bild 198). Die Spannungsverstärkung in der Endstufe gibt für Vergleichszwecke oder bei Berechnung der Gesamtverstärkung des Gerätes kein richtiges Bild, weil die für eine bestimmte Sprechleistung notwendige Anodenwechselspannung und damit die Spannungsverstärkung vom jeweiligen Außenwiderstand abhängen. Man kennzeichnet die Leistungsverstärkung in der Endstufe daher besser durch die notwendige Gitterwechselspannung, und zwar entweder für 50 mW Sprechleistung ($u_{g_1 \text{ eff.}}$ = Empfindlichkeit der Endstufe) oder für die max. erzielbare Sprechleistung bei 5 bzw. 10% Klirrfaktor ($U_{g_1 \text{ eff.}}$ für volle Aussteuerung). Die Anpassung des Lautsprechers (s. u.), wobei man nur den Belastungswiderstand der Schwingspule berücksichtigt, wird für eine mittlere Frequenz (800 Hz) vorgenommen. Der für den Frequenzgang wirksame Außenwiderstand ist gegeben durch die Lautsprecherbelastung, die Ausgangskapazität, die verschiedenen Einflüsse, die durch den Übertrager entstehen und gegebenenfalls durch vorhandene Klangblenden. Die richtige Wahl des Außenwiderstandes ist besonders bei der Pentode wichtig. Die obere Grenzfrequenz ergibt sich ähnlich wie bei der Drossel- bzw. Transformatorkopplung durch die Parallelkapazitäten und die Streuung des Übertragers. Die untere Grenzfrequenz ist abhängig von der Selbstinduktion des Lautsprechers bzw. der Übertragerwicklung (L_1) und ergibt sich ebenso wie bei der Transformatorkopplung ungefähr dann, wenn der Wechselstromwiderstand der Übertrager-Primärwicklung gleich der Parallelschaltung ($R_i \parallel R_a$) wird. Praktisch wählt man $L_1 = 5$ bis 15 Henry. Pentoden erfordern wegen ihres hohen Innenwiderstandes höhere Werte als Trioden. Erwähnt sei, daß eine ausreichende Entkopplung des Kathodenwiderstandes und eines evtl. vorhandenen Vorwiderstandes in der Schutzgitterzuleitung vorgesehen sein muß, um die Verstärkung bei den tiefen Tönen nicht zu benachteiligen.

Die Beschneidung der Bandbreite bzw. Einstellmöglichkeiten für die jeweils gewünschte Klangfarbe durch Tonblenden ist auf S. 58 ausführlicher behandelt.

Für die Endstufe ist bei jeder Röhre der günstigste Außenwiderstand für den normalen Arbeitspunkt angegeben. Liegt die tatsächlich wirksame Anodenspannung unter dem angegebenen Wert, so ist es zweckmäßig, eine andere Anpassung zu wählen, wobei man den günstigsten Außenwiderstand für eine Endpentode erhält, indem man tatsächliche Anodengleichspannung durch den tatsächlichen Anodengleichstrom dividiert.

Beispiel: Bei der Endröhre AL 1 (normaler Außenwiderstand 7000 Ω) wird durch den Spannungsabfall im Ausgangsübertrager nur eine wirksame Anodenspannung von 220 V erreicht. Bei einem Anodenstrom von 36 mA ergibt sich dann der günstigste Außen-

$$\text{widerstand zu } \frac{220 \text{ V}}{0,036 \text{ A}} = 6000 \Omega.$$

Der wirksame Außenwiderstand (Belastung durch die Lautsprecherspule) setzt sich zusammen aus dem Ohmschen Widerstand der Drahtwindungen, dem zusätzlichen induktiven Widerstand der Spule für Wechselstrom und dem durch die abgestrahlte Energie bedingten Nutzwiderstand, der in gleicher Weise wie der Ohmsche Widerstand

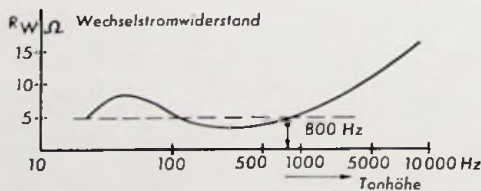


Bild 199. Beispiel für die Abhängigkeit des Wechselstromwiderstandes einer Lautsprecherspule von der Frequenz (dyn. Lautsprecher)

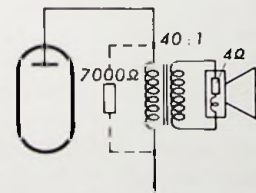


Bild 200. Beispiel für die Anpassung eines Lautsprecherwiderstandes durch Zwischenschaltung eines Übertragers

wirkt. Eine Messung (Bild 199) ergibt, daß der Lautsprecherwiderstand für das Gebiet von 200—1200 Hz praktisch als gleichbleibend angenommen werden kann; für höhere Frequenzen nimmt er langsam zu. Da vom Lautsprecher nur ein sehr kleiner Teil der zugeführten Energie abgestrahlt wird und bei dynamischen Lautsprechern auch die Selbstinduktion der Lautsprecherspule sehr klein ist, rechnet man in diesem Falle für 800 Hz praktisch mit einem Wert von 125% des ohmschen Spulenwiderstandes. Durch Zwischenschaltung eines Übertragers überträgt sich der Lautsprecherwiderstand im Verhältnis des Quadrates der Windungszahlen auf die primäre Spule des Übertragers (Bild 200). Magnetische Lautsprecher schaltet man meist direkt in den Anodenkreis und wählt die Wicklung so, daß sich der richtige Anpassungswiderstand ergibt.

Beispiel: Lautsprecherwiderstand 4 Ω; + 25% gibt 5 Ω. Für die Endröhre AL 4 soll der Außenwiderstand 7000 Ω betragen. Das notwendige Übersetzungsverhältnis ergibt sich

$$\text{mit } \sqrt{\frac{7000}{5}} = 37,5:1 = \text{ca. } 40:1.$$

■ Eine Unterbrechung der Anodenzuleitung bzw. ein Abschalten des Lautsprechers ist bei Endpentoden unbedingt zu vermeiden, weil dadurch das Schutzgitter einen unzulässig hohen Strom aufnimmt und die Röhre durch Überlastung zerstört wird. ■

Verstärkungsberechnung eines Empfängers

Die Verstärkung einer mehrstufigen Verstärkeranordnung läßt sich wegen der vielen nicht genau erfaßbaren Faktoren rechnerisch nur überschlägig ermitteln. Man muß die tatsächlichen Verstärkungsziffern der einzelnen Stufen, die man nach den bei der Besprechung des Außenwiderstandes angegebenen Gesichtspunkten errechnet, miteinander multiplizieren. Ebenso läßt sich die Frequenzkurve ermitteln, indem man die Berechnung für verschiedene Frequenzen unter Zugrundelegung der wirksamen Außenwiderstände durchführt.

Nutz- oder Sprechleistung \mathfrak{N} (Watt)

\mathfrak{N}

Als Sprechleistung einer Endröhre bezeichnet man die bei einem bestimmten Klirrfaktor (bei Eingitterröhren \mathfrak{N} für 5%, bei Pentoden für 10%) im Anodenkreis erzielbare Nutzleistung für eine Schwingung von 800 Hz. Vorausgesetzt ist dabei, daß der Verbraucherwiderstand mit dem günstigsten Wert bemessen ist, sowie der angegebene Arbeitspunkt und die vorgesehenen Betriebsspannungen eingehalten werden. Je größer diese Sprechleistung, um so kleiner sind im allgemeinen auch die Verzerrungen bei normaler Lautstärke und um so verzerrungsfreier werden auch die lautstärksten Musikstellen wiedergegeben. Mittlere Zimmerlautstärke verlangt je nach Lautsprecher 0,2 bis 0,5 Watt Sprechleistung (laute Musikstellen bis zum 10fachen Wert). Andererseits kann der Röhre natürlich bei Zulassung eines größeren Klirrfaktors eine etwas höhere Nutzleistung entnommen werden. Ist zwischen Lautsprecher und Endröhre ein Übertrager geschaltet, so kann man mit 15 bis 25% Leistungsverlust durch den Übertrager rechnen.

Klirrfaktor k (%)

k

Der Klirrfaktor einer Röhre gibt den Prozentsatz des unerwünschten Oberwellengemisches an, das in der Röhre bei Verstärkung einer Schwingung entstanden und in der an den Anodenkreis abgegebenen Wechselstromleistung enthalten ist (s. Beisp. S. 95). Er ändert sich mit den Betriebsdaten, dem Außenwiderstand und mit der Größe der abgegebenen Leistung. Er gibt jedoch kein Maß über die Art der entstehenden Verzerrungen (2. oder 3. Oberwelle) bzw. über die Stärke der bei Verstärkung mehrerer Schwingungen entstehenden unerwünschten Mischöne. Für Pentoden läßt man für die Endstufe 10%, für Eingitterendröhren 5% bei der höchsten Sprechleistung zu. Zu beachten ist dabei, daß die Sprechleistung der Oberwellen mit dem Quadrat des Klirrfaktors wächst. Ein Klirrfaktor von 5% gibt leistungsmäßig einen unerwünschten Oberwellengehalt von 0,25%, ein Klirrfaktor von 10% dagegen einen Oberwellengehalt von 1%.

Zu erwähnen ist schließlich noch, daß sich der Gesamtklirrfaktor einer Röhre nicht aus der arithmetischen, sondern aus der geometrischen Summe der Klirrfaktoren der einzelnen Oberwellen ergibt. Daher ergeben 3 % Klirrfaktor zweiter Oberwelle + 4 % Klirrfaktor dritter Oberwelle nicht 7 % Gesamtklirrfaktor, sondern nur $k = \sqrt{3^2 + 4^2} = 5 \%$.

$U_{g, \text{eff.}}$ **Gitterwechselspannung** $U_{g_1, \text{eff.}}$ bzw. $u_{g_1, \text{eff.}}$ (V eff.)

$u_{g, \text{eff.}}$

Zur Erzielung der oben gekennzeichneten Sprechleistung ist eine bestimmte Gitterwechselspannung für die Endröhre notwendig. Sie wird als Effektivwert für eine zu verstärkende Schwingung von 800 Hz angegeben. Die Spannungsschwankungen am Gitter, von Spitze zu Spitze gerechnet, erstreckt sich dabei auf das $2 \cdot \sqrt{2}$ fache dieses Effektivwertes (Bild 201), siehe auch Seite 102. Für den Vergleich zweier Endröhren in bezug auf Verstärkung rechnet man besser mit der Empfindlichkeit. Sie ist durch die zur Erzielung einer Nutzleistung im Anodenkreis von 50 mW notwendige eff. Gitterwechselspannung gekennzeichnet. Je kleiner die notwendige Gitterwechselspannung der Endröhre, um so geringer ist die notwendige Vorverstärkung für eine bestimmte Geräteempfindlichkeit. Zwischen Gitterwechselspannung und erzielbarer Sprechleistung besteht ein quadratischer Zusammenhang.

Beispiel: Die Endpentode CL 4 benötigt für volle Aussteuerung ($\mathcal{P} = 4,0$ Watt) eine Gitterwechselspannung von 5 V eff. Für 1 Watt Nutzleistung wäre der $\sqrt{4}$. Teil, also 2,5 V eff., notwendig.

$R_{g, \text{max.}}$ **Gitterableitwiderstand** $R_{g, \text{max.}}$ (M Ω)

Für die Erzielung einer möglichst hohen Verstärkung wäre es an sich wünschenswert, den Eingangswiderstand im Gitterkreis einer Röhre so hoch wie möglich zu halten. Dieser Eingangswiderstand ist in den meisten Fällen durch die Größe des Ableitwiderstandes R_g begrenzt, der dem Gitter die negative Vorspannung zuführt. Der zwischen Anode und Gitter bzw. zwischen Schirm- und Steuergitter wirksame, wenn auch äußerst hohe Isolationswiderstand R_s bewirkt, daß ein Teil der Anodenspannung als Spannungsabfall zwischen Gitter und Kathode auftritt (Bild 202). Dazu kommt noch, daß durch die gegebenenfalls vorhandenen geringen Gasreste in der Röhre positive Ionen an das Gitter gelangen und von dort Elektronen aufnehmen, so daß ein Elektronenstrom in gleicher umgekehrter Richtung fließt. Schließlich kann durch die Erwärmung der Gitterdrähte von der Kathode aus gleichfalls eine geringe Anzahl Elektronen das Gitter verlassen (sogenannte thermische Gitteremission). Wenn auch durch den konstruktiven Aufbau und durch Festlegung der Betriebsdaten jeder Röhre alles getan wird, um diese schädlichen Gitterströme möglichst klein zu halten, so lassen sie sich doch nicht ganz vermeiden. Der Spannungsabfall, den sie am Gitterableitwiderstand hervorrufen, bewirkt eine Verlagerung des Arbeitspunktes in Richtung positiver Gitterspannung. Er bedeutet eine Gefahr in bezug auf Überlastung der Röhre, Verzerrung und verringerten Aussteuerbereich. Dieser Spannungsabfall ist natürlich um so größer, je größer der Gitterableitwiderstand ist. Der Gitterableitwiderstand darf daher bei den einzelnen Röhren den angegebenen Wert nicht überschreiten. Für automatische Gittervorspannung ist der zul. Gitterableitwiderstand wesentlich größer als bei fester Gittervorspannung, weil die automatische Vorspannung bei ansteigendem Anodenstrom selbsttätig zurückregelt und eine größere Sicherheit gegen Über-

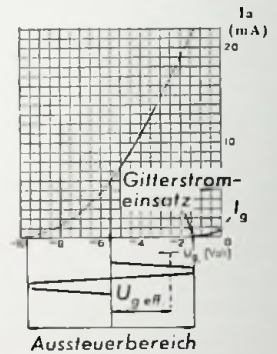


Bild 201. Gitterwechselspannung, Effektivwert und Aussteuerbereich

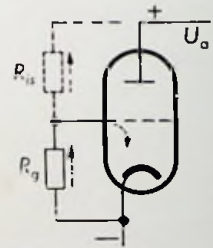


Bild 202. Der Gitterwiderstand einer Verstärkerröhre ist durch die Wirkung der Fehlströme nach oben hin begrenzt.

lastung bietet. Bei Vorröhren der A-C-E-u-K-Reihe darf $R_{g \max.}$ 2,5 M Ω betragen, wenn die Anoden- und Schirmgitterspannung kleiner als die Hälfte des max. zul. Wertes ist.

Bei den Röhren der „Harmonischen Reihe“ ist für die Vorröhren im allgemeinen ein Gitterableitwiderstand von 3 M Ω freigegeben. Es sei jedoch darauf hingewiesen, daß man von diesem Wert nur dort Gebrauch machen soll, wo es unbedingt nötig ist, z. B. für die Siebglieder der Regelleitungen usw. Je höher man nämlich den Gitterableitwiderstand macht, um so größer wird die Störanfälligkeit der betreffenden Stufe z. B. gegen Brummen. Der Gleichstromwiderstand der unverzögerten Diodenstrecke ($R_{iD} \parallel R$) kann bei der Berechnung des Gitterableitwiderstandes mit 100 k Ω eingesetzt werden.

Bei den A- und C-Röhren ist der Gitterableitwiderstand für automatische Gittervorspannung angegeben, bei den K-Röhren dagegen für feste Gittervorspannung.

Bei halbautomatischer Gittervorspannung verringert sich der für vollautomatische Vorspannung angegebene max. zulässige Gitterableitwiderstand $R_g \max.$ im Verhältnis des Kathodenstromes J_k der Endröhre zum Gesamtstrom J , der durch den Widerstand fließt, an dem die Gittervorspannung entsteht, wobei $J_k : J$ bei den Hochleistungs- endröhren nicht kleiner als 0,5 werden darf.

Beispiel: Bei der Röhre AL 4 wäre der Wert für vollautomatische Gittervorspannung $R_g \max. = 1 \text{ M}\Omega$. Es sei z. B. bei halbautomatischer Vorspannung $J_k : J = 0,6$, daher $R_g \max. 0,6 \cdot 1 = 0,6 \text{ M}\Omega$.

Rauschwiderstand (äquivalenter Gitterwiderstand) $R_{\text{äq}}$ (k Ω)

Um die Rauscheigenschaften einer Röhre vergleichsweise beurteilen zu können, hat man den sogenannten Rauschwiderstand $R_{\text{äq}}$ (äquivalenten Widerstand) eingeführt*. Bei dieser Festlegung ging man von der Tatsache aus, daß das Röhrenrauschen mit dem Rauschen eines Widerstandes, in beiden Fällen durch ungleichmäßige Elektronenbewegungen bedingt, in der Auswirkung vollkommen übereinstimmt und somit mit dem Kreisrauschen durch einen entsprechenden Widerstandswert verglichen werden kann. Die sich an einem Widerstand ergebende Rauschspannung wurde durch Untersuchungen und theoretische Überlegungen von Nyquist ermittelt und ist in Tafel III (S. 122) in Form eines Nomogramms (Rauschspannung in μ V für beliebige Widerstände R in Abhängigkeit von verschiedenen Bandbreiten B) dargestellt. Es entspricht z. B. einem Widerstand von 3 k Ω bei einer Bandbreite von 3 k Hz eine Rauschspannung von etwa 0,4 μ V. Der durch das Röhrenrauschen im Anodenkreis auftretende Rauscheffekt wird also auf die Gitterseite umgerechnet und durch den äquivalenten Rauschwiderstand $R_{\text{äq}}$ ausgedrückt. Dabei ist zu beachten, daß dieser Rauschwiderstand natürlich nur für einen bestimmten Arbeitspunkt, d. h. für einen bestimmten Steilheitswert gilt. Beim Herunterregeln verringert sich die Steilheit, und damit steigt natürlich der Rauschwiderstand entsprechend an. Die praktische Auswirkung der durch das Rauschen bedingten Störerscheinung wird aber praktisch auch beim Herunterregeln nicht größer, weil das Verhältnis der Nutzs- spannung zu der im Anodenkreis durch das Rauschen hervorgerufenen Störspannung mit wachsender Eingangsamplitude immer günstiger wird. Diese Tatsache ergibt sich auch aus einer rechnerischen Überlegung unter Zugrundelegung des äquivalenten Gitterwiderstandes, mit dem die Rauschspannung als bereits am Gitter vorhanden angenommen wird. Wohl wird wegen des mit der Regelung zunehmenden $R_{\text{äq}}$ diese angenommene Rauschspannung größer. Gleichzeitig sinkt jedoch wegen der abnehmenden Steilheit die Verstärkungsfähigkeit der Röhre und damit auch die theoretische Verstärkung der Rauschspannung, wobei gleichzeitig noch die Nutzs- spannung zunimmt. Eine wesentliche Bedeutung besitzt der Rauschwiderstand nur für die Eingangsstufe, wegen der nachfolgenden großen Verstärkung. Er beträgt bei Mischröhren ca. 90—100 k Ω , bei den normalen Regelröhren ca. 10—20 k Ω und konnte bei der Spezial-Regelröhre EF 13 auf 2,5 k Ω heruntergedrückt werden. Daraus ergibt sich, daß bei Verwendung dieser Röhre

$R_{\text{äq}}$

* s. a. L. Ratheiser: Die rauscharme Regelpentode EF 13. Tel. Röhre (1938) H. 13 Beilage S. 50.

das Röhrenrauschen selbst im Kurzwellenbereich, wie man mit kleineren Eingangskreiswiderständen (2—5 k Ω) rechnen muß, gegenüber dem Kreisrauschen in den Hintergrund tritt.

R_{f/s max.} Zulässiger äußerer Widerstand zwischen Faden und Schicht R_{f/s max.} (Ω)

Bei den indirekt geheizten Röhren ist ein Höchstwert für einen zwischen Heizfaden und Oxydschicht wirksamen Ohmschen Widerstandes angegeben. Dieser Widerstand darf nicht überschritten werden, um das einwandfreie und betriebssichere Arbeiten der Röhre nicht zu gefährden. Durch diesen Widerstand wird praktisch die Größe eines Kathodenwiderstandes für HF-Handlautstärkeregelung begrenzt. Er liegt über dem geerdeten Mittelpunkt der Heizwicklung zwischen Faden und Schicht. Der Mittelpunkt der Transformator-Heizwicklung indirekt geheizter Röhren muß auch deswegen an den Erdungspunkt geführt werden, weil sonst der Isolationswiderstand Heizwicklung—Erde zwischen Faden und Schicht auftritt. Insbesondere ist bei Regelröhren, bei denen man die Lautstärkeregelung von Hand durch einen in der Kathodenleitung liegenden Widerstand vornimmt, darauf zu achten, daß der zulässige Widerstandswert nicht überschritten wird. Die Einschaltung anderer Schaltmittel zwischen Faden und Schicht als solcher, die zur Erzeugung von Gitterspannungen dienen, ist im allgemeinen unzulässig. Eine Ausnahme bilden lediglich Widerstände, an denen NF-Spannungen auftreten, die zur Gegenkopplung dienen.

U_{f/s max.} Zulässige Spannung zwischen Faden und Schicht U_{f/s max.} (Volt)

Zwischen Heizfaden und Kathodenröhrchen einer indirekt geheizten Röhre ist eine äußerst hochwertige Isolation erforderlich, da diese Berührungsstelle unter Betriebstemperaturen von 700 bis 1000 Grad arbeitet. Die zulässige Spannungsdifferenz zwischen diesen beiden Punkten ist daher genau festgelegt und darf nicht überschritten werden. Bei direkt geheizter Endröhre und indirekt geheizten Vorröhren wird die Kathodenspannung der Endröhre zwischen Faden und Schicht der Vorröhren wirksam, wenn man eine gemeinsame Heizwicklung benutzt. Bei hoher Gittervorspannung (RE 604, AD 1) ist daher getrennte Heizwicklung für die Endröhre zu empfehlen. Auf jeden Fall ist zu vermeiden, daß zwischen Faden und Schicht Hochfrequenzspannungen auftreten, da sich dadurch Störerscheinungen (Krachen, Prasseln usw.) zeigen können.

Elektroden-Kapazitäten

In den technischen Daten sind insbesondere bei den neueren Röhren eine Reihe von Kapazitäten angegeben, die als Grenzwerte zwischen einzelnen Elektroden auftreten. Die Bedeutung dieser Kapazitäten ergibt sich ohne weiteres aus der Bezeichnung, z. B. C_{ga} = Kapazität zwischen Gitter G₁ und Anode A; C_{d1/k} = Kapazität zwischen Diodenanode D₁ und Kathode k usw.

C_{ga} Gitter-Anoden-Kapazität C_{ga} (pF)

Sie stellt die statisch gemessene Kapazität zwischen Steuergitter und Anode dar. Die dadurch zwischen Gitter und Kathode praktisch wirksame Kapazität ist der auftretenden Spannungsverstärkung entsprechend größer; C_{ga} · (1 + V) bei rein Ohmschem Außenwiderstand. Dabei sind noch die Schaltkapazitäten zu berücksichtigen, die möglichst klein zu halten sind (Abschirmung).

Ist im Anodenkreis eine Schwingung gleicher Frequenz vorhanden, so wirkt ein Ohmscher oder kapazitiver Außenwiderstand über diese Kapazität dämpfend, d. h. verstärkungsschwächend. Ein induktiver Außenwiderstand bewirkt dagegen eine Entdämpfung, insbesondere wenn im Gitter- und Anodenkreis auf gleiche Frequenz abgestimmte Schwingkreise enthalten sind. Dies kann bei größeren Kapazitätswerten oder zu großer Verstärkung zu Pfeifstörungen Anlaß geben. Die Gitter-Anoden-Kapazität ist daher besonders bei Hochfrequenzröhren so klein als möglich gehalten.

C_e Eingangskapazität C_e (pF)

Darunter versteht man die Summe aller Kapazitäten, die sich bei geheizter Röhre im statischen Zustand zwischen Steuergitter und Kathode bzw. den mit der Kathode wechsel-

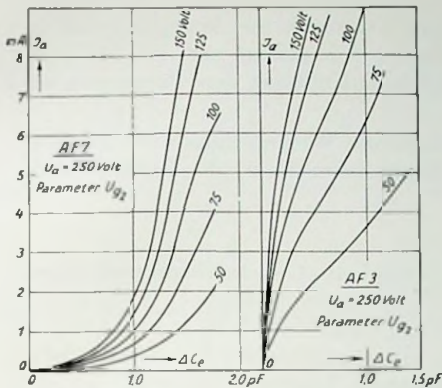


Bild 203. HF-Pentode (AF 7) : ΔC_e

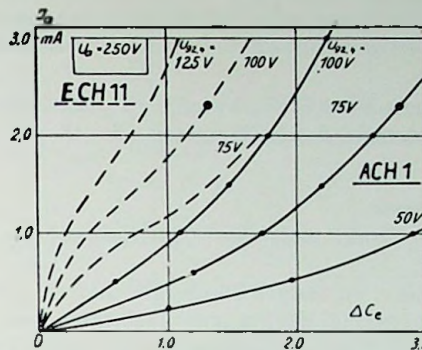


Bild 204. Regelpentode (AF 3) : ΔC_e

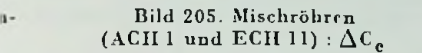


Bild 205. Mischröhren (ACH 1 und ECH 11) : ΔC_e

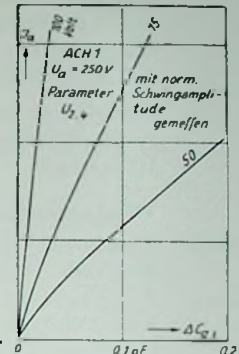


Bild 206. Mischröhre (ACH 1) : ΔC_{g_1}

Bild 147 bis 150. Änderung der Eingangskapazität verschiedener HF-Röhren

strommäßig in Verbindung stehenden Elektroden ergeben. Bei einer Triode ist dies z. B. Kapazität Gitter/Kathode + Gitter/Heizfaden + Gitter/Außenmetallisierung, bei einer Schirmgitterröhre kommt noch die Kapazität Steuergitter/Schirmgitter dazu.

Im Betriebszustand der Röhre vergrößert sich diese Kapazität praktisch noch um die Sockel- und Zuleitungskapazitäten sowie um die scheinbare Erhöhung durch die Wirkung der Kapazität Steuergitter/Anode = $C_{gk} (1 + V)$ s. oben. Dadurch ergibt sich schaltungsmäßig eine wesentlich größere wirksame Eingangskapazität C_e' . In abgestimmten HF-Stufen addiert sich diese Kapazität einfach zur Abstimmkapazität. Sie erfordert jedoch Beachtung im Hinblick auf ihre Fabrikationsstreuung und insbesondere bei Regelröhren wegen ihrer Veränderung, die durch Änderung der Raumlade- und der scheinbaren Gitter-Anoden-Kapazität beim Regelvorgang entsteht. Durch Anzapfung des Gitter-Abstimmkreises, wobei sich der Einfluß der Änderung auf den Kreis quadratisch mit dem Anzapfungsverhältnis verringert, kann man z. B. ihren schädlichen Einfluß in bezug auf Gleichlaufstörungen und Verstimmungen abschwächen. In ZF-Stufen soll man aus diesem Grunde die Abstimmkapazitäten nicht unter 175—200 pF wählen. Die prozentuale Kapazitätsänderung des Abstimmkreises macht sich frequenzmäßig mit dem halben Wert bemerkbar. Praktische Werte für ΔC_e s. Bild 203—206.

Beispiel: $C_s = 50$ pF, ΔC_s sei 1 pF = 2%, gibt 1% Verstimmung. Dies entspricht bei 1500 kHz einer Abweichung von 15 kHz, dagegen von nur 4 kHz bei 400 kHz bei voll angekoppeltem Abstimmkreis. Die Verstimmungen werden daher praktisch erst im Kurzwellengebiet unangenehm.

In NF-Stufen ist die Eingangskapazität auf den Frequenzgang der Verstärkung von Einfluß (s. u. Außenwiderstand). Die Änderung der Oszillator-Eingangskapazität (z. B. C_g 1/3 bei der Mischröhre ACH 1) ergibt eine ZF-Änderung (Verstimmung) und muß durch besondere Schaltmaßnahmen abgeschwächt werden (s. ACH 1).

Für die Eingangskapazität C_e kann man praktisch folgende Werte annehmen: Trioden 3—5 pF, Pentoden ca. 6 pF, Hexoden 7—9 pF, Endtrioden ca. 5 pF, Endpentoden ca. 10 pF.

Ausgangskapazität C_a (pF)

Darunter versteht man ebenso wie bei der Eingangskapazität die Summe aller Kapazitäten zwischen Anode und allen mit der Kathode wechselstrommäßig in Verbindung stehenden Elektroden. Dazu kommen praktisch die Sockel- und Schaltkapazitäten, so daß man schaltungsmäßig mit einer etwas größeren wirksamen Ausgangskapazität C_a' rechnen muß. Im Gegensatz zu C_e wird C_a durch Raumladungserscheinungen und durch

C_a

den Regelvorgang nicht beeinflusst, so daß aus diesem Grunde keine Anzapfung des in der Anodenzuleitung liegenden HF-Kreises notwendig ist. C_a addiert sich bei HF-Verstärkung zur Abstimmkapazität, bei NF-Verstärkung beeinflusst sie den Frequenzgang der Verstärkung.

Für die Ausgangskapazität C_a kann man praktisch folgende Werte annehmen: Trioden 2—5 pF, Pentoden 5—7 pF, Hexoden 13—15 pF, Endtrioden 3—5 pF, Endpentoden 10—15 pF.

Diodenhöchstwerte

$U_{da \text{ max.}}$ $U_{da \text{ max.}}$ (Volt) max. zulässige Spitzenspannung zwischen Gleichrichteranode und Kathode.

$I_{da \text{ max.}}$ $I_{da \text{ max.}}$ (mA) max. zulässiger Diodengleichstrom (je System).

Die Diodenhöchstwerte dürfen aus Isolations- und Überlastungsgründen nicht überschritten werden. Die angegebene max. Spitzenspannung begrenzt die max. gleichzurichtende HF-Spannung, wobei der ungünstigste Fall eines 100% modulierten Senders anzunehmen ist.

Beispiel: AB 2 $U_{da \text{ max.}} = 200 \text{ V}$ entspricht $\frac{200}{2} \cdot 0,7 = 70 \text{ V eff. HF (100\% mod.)}$.

Der max. Diodengleichstrom ergibt in Abhängigkeit von der max. auftretenden Diodengleichspannung den Mindestwert des Belastungswiderstandes. Die angegebenen Höchstwerte sind so reichlich bemessen, daß sie nur bei direkter Aussteuerung einer Endröhre großen Gitterwechselspannungsbedarfes bzw. nicht geregelter HF-Verstärkung bzw. schwacher Regelung oder bei sehr kleinem Belastungswiderstand erreicht werden.

Regeldaten

Die Betriebsdaten für Regelröhren geben die Möglichkeit, die max. erzielbare Steilheitsänderung und daraus die erzielbare Verstärkungsänderung (Regelbereich) zu berechnen und die hierzu notwendige Regelspannung zu bestimmen.

Optimaler Regelbereich

Die Größe des bei den Regelröhren maximal ausnutzbaren Regelbereiches wird bei den neueren Röhren durch die Angabe des sogenannten optimalen Regelbereichs gekennzeichnet. Im allgemeinen ist dabei der Wert angegeben, bei dem die Verzerrungseigenschaften der Röhre den zulässigen Grenzwert unterschreiten. Der angegebene Wert ist jedoch auch unter Berücksichtigung des Verwendungszweckes der Röhre festgesetzt. Auf jeden Fall soll man eine Regelung über diesen Punkt hinaus nicht vornehmen, weil einerseits die Verzerrungen stark ansteigen und andererseits starke, durch die Konstruktion bedingte Streuungen bei den einzelnen Röhren zu erwarten sind.

Bei der Verstärkungsberechnung für den geregelten Zustand ist darauf zu achten, daß der Innenwiderstand der Regelröhre mit zunehmender Regelung ansteigt und die tatsächlich wirksame Steilheit außerdem von der mit zunehmender Regelung ansteigenden Schirmgitterspannung beeinflusst wird (s. Steilheitskennlinie und Erklärung bei AF 3, S. 136). Die Anwendung der Regelwerte zur Ermittlung der Regelkurve wird durch folgendes Berechnungsbeispiel gezeigt.

Beispiel: (Bild 207): Es sei ein Überlagerungsempfänger angenommen, der mit folgenden Röhren bestückt ist: ACH 1 (Mischröhre), AF 3 (ZF-Röhre), AB 2 (Duodiode), AC 2 (NF-Verstärkeröhre), AL 4 (Endröhre).

Berechnung
von
Regelkurven

Die Röhren ACH 1 und AF 3 werden geregelt, die Kopplung zwischen den Kreisen erfolgt durch Bandfilter, wobei unter der Annahme kritischer Kopplung mit einem Übertragungsverlust von 50% gerechnet wird. Der wirksame Außenwiderstand soll sich überschlägig unter Berücksichtigung der Röhrendämpfung für die Mischstufe mit 250 k Ω und für die ZF-Stufe wegen der Gleichrichterämpfung mit 150 k Ω errechnen (s. S. 109). Unter Benutzung der entsprechenden Steilheitskurven für die Regelröhren, wobei der

Aus Kurve U_{NF} läßt sich entnehmen, daß hierfür eine HF-Eingangsspannung (30% mod.) von etwa 2V eff. notwendig ist, und aus Kurve ΔU ersieht man, daß bei dieser HF-Spannung gleichzeitig eine Regelspannung von 2 V an der Gleichrichterstrecke entsteht. Da der Gleichrichter bereits ohne HF-Spannung eine Regelspannung liefert, die der einfacheren Rechnung wegen mit 1 V eingesetzt sei, so muß die Verzögerungsspannung mit etwa 3 V festgelegt werden, weil die Regelung wunschgemäß bis zu diesem Punkt verzögert sein soll. Aus Steilheit und wirksamen Außenwiderstand lassen sich die Stufenverstärkungen berechnen, und man erhält auf diese Weise für die volle Aussteuerung der Endröhre eine notwendige HF-Spannung von 150 μ V für das Gitter der Mischröhre. Auf diese Weise erhält man den ersten Punkt der Regelkurve, der in Bild 208 mit A bezeichnet ist. Um den weiteren Verlauf der Regelkurve zu finden, wird angenommen, daß die Eingangsspannung am Gleichrichter auf das doppelte steigen möge, und in gleicher Weise werden wieder die hierbei auftretenden Stufenverstärkungen berechnet. Diese sind jetzt kleiner, weil die Verstärkung durch die Regelspannung herabgesetzt wird. Es ergibt sich in diesem Falle eine Regelspannung von 3 V (Gleichspannung 6 V — Verzögerungsspannung 3 V), die Gittervorspannungen der Regelröhren werden entsprechend herabgesetzt, und aus den Steilheitskurven erhält man die jeweils wirksame Steilheit für die Verstärkungsberechnung.

Auf diese Weise erhält man den Punkt B der Regelkurve. Nimmt man weiterhin an, daß die HF-Eingangsspannung am Gleichrichter neuerlich auf das Doppelte ansteigen möge, so erhält man durch Berechnung auf gleiche Weise den Punkt C der Regelkurve. Praktisch läßt sich diese Kurve allerdings nicht verwerten, weil ja die Endröhre bereits im Punkt A übersteuert ist. Man muß daher den Lautstärkereglер entsprechend zurückdrehen, d. h. man greift einen kleinen Teil der NF-Spannung ab und erhält dadurch die praktisch verwertbare parallel verlaufende Regelkurve II, bei der die Endröhre erst im Punkt E voll ausgesteuert ist. Aus der Regelkurve ersieht man, daß sich bei einer Änderung der HF-Eingangsspannung bzw. der Feldstärke des Senders von etwa 1 : 1300 die NF-Spannung nur im Verhältnis 1 : 4 ändert. Dies entspricht für den 1000 Hz-Ton einer Lautstärkeänderung von etwa 10 Phon. Es sei allerdings darauf hingewiesen, daß eine solche Berechnung naturgemäß nur Anhaltswerte geben kann, da praktisch vielerlei Einflüsse hinzukommen, die sich rechnerisch nicht erfassen lassen. Außerdem sind verschiedene Einflüsse, wie z. B. Spulenzapfung, Mitlaufen der Schirmgitterspannungen unverzögerte Regelung der ZF-Röhre usw. nicht berücksichtigt. Zum besseren Verständnis sei empfohlen, die Berechnung auch für den Fall durchzuführen, daß die Endröhre AL 4 direkt von der Duodiode AB 2 angesteuert wird. Man wird dabei finden, daß die Regelung wegen der kleineren NF-Verstärkung bedeutend wirksamer wird, d. h. die Regelkurve verläuft flacher. Die Empfindlichkeit des Gerätes wird dann durch Fortfall der NF-Stufe natürlich entsprechend kleiner, wenn man den HF-Teil unverändert läßt. Dagegen wird die vor den Gleichrichter geschaltete ZF-Stufe entsprechend stärker angesteuert (Übersteuerung muß jedoch vermieden werden).

Leuchtschirmspannung U_L (Volt)

Bei Abstimmanzeigeröhren muß der Leuchtschirm eine hohe positive Spannung erhalten, die in ihrer Wirkung einer Anodenspannung gleichkommt. Sie muß jedoch einen bestimmten Mindestwert ($U_L \text{ min} = 150 \text{ V}$) besitzen, da die Leuchtschicht anderenfalls nicht zum Leuchten kommt. Beachtung ist auch dem zulässigen Höchstwert von $U_L \text{ max.} = 250 \text{ V}$ zu widmen, der bei höherer Betriebsspannung einen entsprechenden Vorwiderstand erfordert.

Leuchtwinkel α ($^\circ$), Schattenwinkel β ($^\circ$)

Zur Kennzeichnung der Anzeigeeigenschaften der Abstimmanzeigeröhren dient die Veränderung der Leuchtwinkel α durch die Steuerspannungen. Dieser Wert gibt den Winkel der leuchtenden Fläche an, der durch die Enden der Leuchtkanten mit dem Mittelpunkt gebildet wird. Die Größe des Schattensektors β ergibt sich daher zu $180^\circ - \alpha$.

Tab. IV. Elektrische Größen, Einheiten und Berechnungsformeln

Spannung	U	Volt (V)	$U(V) = I_{(A)} \cdot R(\Omega) = \frac{I_{(mA)} \cdot R(\Omega)}{1000} = 1000 \cdot I_{(mA)} \cdot R(M\Omega)$
1 V = 1000 mV = 1 000 000 μ V			
Strom	I	Ampere (A)	$I_{(A)} = \frac{U(V)}{R(\Omega)}; I_{(mA)} = \frac{1000 \cdot U(V)}{R(\Omega)} = \frac{U(V)}{R(k\Omega)}$
1 A = 1000 mA			
Widerstand	R	Ohm (Ω)	$R(\Omega) = \frac{U(V)}{I_{(A)}} = \frac{1000 \cdot U(V)}{I_{(mA)}}; R(M\Omega) = \frac{U(V)}{1000 \cdot I_{(mA)}}$
1 000 000 Ω = 1000 k Ω = 1 M Ω			
Wechselstromwiderst. eines Kondensators (C)	\Re_C	Ohm (Ω) f. Frequenz f	$\Re_C(\Omega) = \frac{100\,000}{f(\text{Hz}) \cdot C(\mu\text{F})} = \frac{160\,000\,000}{f(\text{kHz}) \cdot C(\text{pF})}$
Wechselstromwiderst. einer Drossel (L)	\Re_L	Ohm (Ω) f. Frequenz f	$\Re_L(\Omega) = 6,3 \cdot f(\text{Hz}) \cdot L(\text{H}) = 6,3 \cdot f(\text{kHz}) \cdot L(\text{mH})$
Leistung	N	Watt (W)	$N(W) = U(V) \cdot I_{(A)} = \frac{U(V) \cdot I_{(mA)}}{1000}; \Re(W) = \frac{I_{\text{eff.}(mA)}^2 \cdot R(\Omega)}{1000^2}$
1 W = 1000 mW			
Resonanzfrequenz eines Schwingkreises	f	Hertz (Hz)	$f(\text{Hz}) = \frac{100\,000\,000}{\sqrt{L(\mu\text{H}) \cdot C(\text{pF})}} = \frac{5000}{\sqrt{L(\text{mH}) \cdot C(\mu\text{F})}} = \frac{0,16}{\sqrt{L(\text{H}) \cdot C(\text{F})}}$
1000 Hz = 1 kHz			
Kapazität	C	Farad (F)	Effektivwert = 0,7 · Spitzenwert
1 F = 1 000 000 μ F, 1 μ F = 1 000 000 pF			Spitzenwert = 1,4 · Effektivwert
Selbstinduktion	L	Henry (H)	Modulationsgrad m (%) = 100 · $\frac{\text{NF-Spannung (V bzw. V eff.)}}{\text{HF-Trägerspg. (V bzw. V eff.)}}$
1 H = 1000 mH = 1 000 000 μ H			
Kreisfrequenz	ω	—	$\omega = 2 \pi f \approx 6,3 \cdot f$

Spannungsverstärkung:

$$V_u = S(\text{mA/V}) \cdot \Re'_a(\text{k}\Omega) \quad 1)$$

$$V_u = S_A(\text{mA/V}) \cdot \Re_a(\text{k}\Omega) \quad 1a)$$

$$V_u = \mu \cdot \frac{1}{R_i} \cdot \frac{1}{1 + \Re_a}$$

Schwingkreis:

$$\Re(M\Omega) = \frac{L(\mu\text{H})}{C(\text{pF}) \cdot r(\Omega)}$$

$$\Re(\Omega) = \frac{20 \cdot f(\text{kHz}) \cdot L(\text{mH})}{d}$$

$$\Re(\text{k}\Omega) = \frac{20 \cdot f(\text{kHz})}{d \cdot C(\text{pF})}$$

$$d = 3,14 \cdot r(\text{k}\Omega) \cdot \sqrt{\frac{C(\text{pF})}{L(\text{mH})}}$$

$$e = \frac{3,14}{d}$$

$$\Delta f(\text{kHz}) = 0,32 \cdot f(\text{kHz}) \cdot d$$

Schwingkreis mit Paralleldämpfung (R):

$$\Re_{\text{eff}} = \frac{\Re \cdot R}{\Re + R}$$

$$e_{\text{eff}} = e \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Re}{R}}$$

Formel 1) zweckmäßig f. Pentoden

Formel 2) „ „ Trioden

S ... statische Steilheit im Arbeitspunkt

S_A ... Arbeitssteilheit „ „

R_i ... Innenwiderstand „ „

μ ... Verstärkungsfaktor im Arbeitspunkt

\Re_a ... wirksamer Außenwiderstand

\Re'_a ... scheinbarer Außenwiderstand (R_i berücksichtigt)

\Re ... Resonanzwiderstand des abgestimmten Schwingkreises

L ... Induktivität des Kreises

C ... wirksame Kreiskapazität

r ... Verlustwiderstand des Kreises

d ... Dämpfungsdekrement

e ... Resonanzschärfe (Überhöhung)

$$(\Re = e \cdot \omega L \text{ bzw. } \Re = e \cdot \frac{1}{\omega C}; \frac{1}{e} = \delta)$$

Δf ... Halbwertsbreite (s. S. 66)

f ... Resonanzfrequenz

\Re_{eff} ... wirksamer Resonanzwiderstand unter Berücksichtigung der Paralleldämpfung (\Re_{eff} ergibt \Re_a bzw. \Re'_a)

R ... Paralleldämpfung (Anzapfung berücksichtigen!)

e_{eff} ... wirksame Resonanzschärfe

d_{eff} ... wirksames Dämpfungsdekrement

k_L ... Kopplungsfaktor bei induktiver Kopplung

k_C ... Kopplungsfaktor bei kapazitiver Kopplung

$$d_{\text{eff}} = \frac{3.14}{\varrho_{\text{eff}}}$$

$$\Delta f(\text{kHz}) = 0.32 \cdot f(\text{kHz}) \cdot d_{\text{eff}}$$

Bandfilter (mit gleichen Kreisen):

$$k_L = \frac{M}{L}$$

$$k_C = \frac{C}{C_k}$$

$$\mathfrak{R}_B = \sqrt{\mathfrak{R}_{1\text{eff}} \cdot \mathfrak{R}_{2\text{eff}}}$$

$$\varrho_B = \sqrt{\varrho_{1\text{eff}} \cdot \varrho_{2\text{eff}}}$$

$$u_{2k} = 0.5 \cdot u_{g1} \cdot S \cdot \mathfrak{R}_B$$

$$u_{1k} = \sqrt{\frac{u_{2k} \cdot \varrho_{1\text{eff}}}{\varrho_{2\text{eff}}}}$$

Widerstandskopplung:

$$\mathfrak{R}_a \approx \frac{R_a \cdot R_g}{R_a + R_g}$$

$$f_u(\text{Hz}) \approx \frac{160\,000}{R_g(\text{M}\Omega) \cdot C_k(\text{pF})}$$

$$f_o(\text{Hz}) \approx \frac{160\,000}{\mathfrak{R}_a(\text{M}\Omega) \cdot (C'_a + C'_e)(\text{pF})}$$

Wechselstromwiderstand \mathfrak{R} eines RC-Gliedes

a) R und C parallel geschaltet

$$\mathfrak{R} = \frac{R}{\sqrt{1 + (R \cdot \omega C)^2}} = \frac{R_{\Omega}}{\sqrt{1 + (6.3 \cdot f(\text{kHz}) \cdot R(\text{k}\Omega) \cdot C(\mu\text{F}))^2}} \quad (\Omega)$$

b) R und C in Reihe geschaltet

$$\mathfrak{R} = \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2} \quad \mathfrak{R}(\Omega) = \sqrt{R^2(\Omega) + \left(\frac{160\,000}{f(\text{Hz}) \cdot C(\mu\text{F})}\right)^2}$$

Gegenkopplung

$$g = \frac{V'}{V} = \frac{1}{1 + \alpha V} = \frac{u_g}{u_g'}$$

a) Gegenkopplung auf die Anode der Vorröhre (s. Bild 129)

$$\left(\alpha = \frac{\mathfrak{R}'_a}{\mathfrak{R}'_a + \mathfrak{R}_2}\right) R'_i = \frac{R_i}{1 + \frac{\alpha}{D}} = \frac{R_i}{1 + S \cdot \alpha \cdot R_i}$$

b) Gegenkopplung in die Kathode der Vorröhre (s. Bild 128)

$$\alpha = \frac{R_{gk}}{R_{gk} + \mathfrak{R}_2} \quad R'_i = \frac{\mathfrak{R}_a}{\left(\frac{1}{g} + \frac{\mathfrak{R}_a}{g \cdot R_i}\right) - 1}$$

M ... gemeinsame Induktivität

C_k ... Kapazität

\mathfrak{R}_B ... Resonanzwiderstand des Bandfilters (\mathfrak{R}_B ergibt \mathfrak{R}_a bzw. \mathfrak{R}'_a)

$\mathfrak{R}_{1\text{eff}}$ bzw. $\mathfrak{R}_{2\text{eff}}$... wirksamer Resonanzwiderstand der einzelnen Kreise [Berechnung nach 3) bzw. 7)]

ϱ_B ... wirksame Resonanzschärfe des Bandfilters

u_{2k} ... Wechselspannung am zweiten Kreis bei kritischer Kopplung (kritische Kopplung wenn $k = \frac{1}{\varrho_B}$!)

u_{1k} ... Wechselspannung am ersten Kreis (für versch. gedämpfte Kreise) sonst $u_{1k} = u_{2k}$

Außerdem sind evtl. Anzapfungen zu berücksichtigen!

\mathfrak{R}_a ... wirksamer Außenwiderstand für 800 Hz

R_g ... Gitterableitwiderstand der folgenden Stufe

f_u ... untere Grenzfrequenz (30% Abfall)

f_o ... obere " (" ")

C_k ... Kopplungskondensator

($C'_a + C'_e$) ... Parallelkapazitäten

g ... Gegenkopplungsgrad für Frequenz f

V ... Verstärkung (normal), vom Gitter der gegengekoppelten Röhre an gerechnet

V' ... Verstärkung bei Gegenkopplung

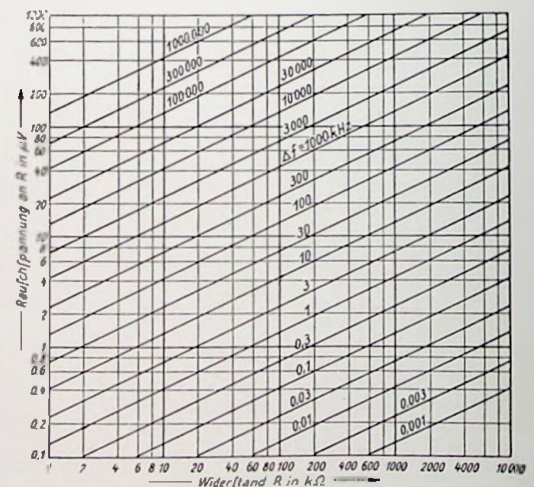
u_g, u_g' Gitterwechselspannungsbedarf für erste gegengekoppelte Stufe

α ... Widerstandsverhältnis des Gegenkopplungs-Spannungsteilers

\mathfrak{R}_2, R_{gk} s. Bild 128/129

R_i ... Innenwiderstand der Endröhre (normal)

R'_i ... Innenwiderstand der Endröhre bei Gegenkopplung



Tafel III Kurventafel zur Ermittlung der Rauschspannung in Abhängigkeit von Bandbreite und Frequenz (für Röhren und Kreisrauschen)

Für den Rundfunkempfang, der heute in erster Linie im Zeichen des Netzempfängers steht, besitzen die Röhren der A- und C-Reihe besondere Bedeutung. Die A-Reihe umfaßt die Röhren für 4 Volt Wechselstromheizung, die für Parallelschaltung zur Verwendung im Wechselstromnetzempfänger vorgesehen sind.

Die Röhren der C-Reihe stellen den A-Röhren entsprechende Vergleichstypen dar, die sowohl mit Gleichstrom als auch mit Wechselstrom geheizt werden können. Da man die Heizfäden bei Gleichstromheizung zwecks besserer Ausnutzung der Netzspannung in Reihe schaltet, sind die C-Röhren einheitlich für einen Heizstrom von 200 mA bemessen. In den meisten Fällen unterscheiden sich die Paralleltypen der A- und C-Reihe nur durch den an die verschiedene Heizart angepaßten Heizfaden, besitzen jedoch sonst vollkommen gleichen Aufbau und gleiche technische Daten. Wenn trotzdem ein Allstromempfänger bei Gleichstromanschluß im allgemeinen etwas weniger leistungsfähig ist als ein entsprechend bestückter Wechselstromempfänger, so ist dies dadurch zu erklären, daß man im Allstromempfänger nur mit einer wirksamen Betriebsspannung von etwa 200 Volt rechnen kann. Bei Anschluß an Wechselstrom kann man dagegen durch Verwendung eines Netztransformators auch mit den C-Röhren die höchstzulässigen Betriebsspannungen erzielen und die Röhren vollständig ausnutzen. In der Beschreibung der einzelnen Röhren sind, ihrer größeren Bedeutung entsprechend, die Röhren der A-Reihe ausführlich behandelt, während bei den C-Röhren auf die entsprechenden Paralleltypen der A-Reihe und deren Kennlinien verwiesen werden konnte.

Beim Allstromempfänger sind schaltungsmäßig besondere Vorsichtsmaßnahmen gegen Berührungsfahr zu treffen, weil die Netzspannung wegen Nichtvorhandensein eines Netztransformators im Empfänger auftritt und meist einpolig geerdet ist. Antenne, Erde und zweiter Lautsprecher müssen über Kondensatoren (max. 10 000 pF), der Tonabnehmer über einen Transformator angeschlossen werden.

Als verbindliche Propagandadaten dürfen, unter Berücksichtigung der Streuungen (s. Seite 98), nur die bei jeder Röhre unter „Technische Daten“ angegebenen Werte betrachtet werden, die mit den Angaben der Telefunken-Katalogblätter übereinstimmen. Die im Text angegebenen Daten sind dagegen ebenso wie die Klirrfaktor-Vergleichskurven und Steilheitskurven nur als rohe Anhaltswerte aufzufassen.

Die angegebenen Schaltbilder sind, soweit dies nicht besonders vermerkt ist, nicht als vorgeschriebene Dimensionierung der betr. Stufe zu betrachten; sie sollen lediglich ein Beispiel für die Anwendung der Röhre in einer praktisch erprobten Schaltung und einen raschen Überblick über die Verwendungsmöglichkeiten und Funktion der Röhre geben. Der Bastler wird zweckmäßig nach erprobten Bauanleitungen arbeiten.

Bei den wichtigsten Röhren sind Sockel-Betriebsschaltungen mit Anschlüssen und normalen Betriebswerten angegeben. Dabei ist der praktisch vorwiegend in Betracht kommende Betriebsfall angenommen, der im allgemeinen mit dem angegebenen Schaltbeispiel übereinstimmt. Kritische Spannungen sind als max. Wert eingezeichnet. Die bei Regelröhren mit (R) bezeichneten Werte gelten nur für unregelmäßigen Betriebszustand und verändern sich im Laufe der Regelung. Störanfällige Leitungen, durch $\vdots\vdots\vdots\vdots$ gekennzeichnet, sind so kurz wie möglich zu halten. Die in den technischen Daten durch Fettdruck gekennzeichneten Werte sind entweder als Höchstwerte unbedingt einzuhalten oder als Betriebswerte für die Einstellung des Arbeitspunktes maßgebend. Daraus ergeben sich dann die übrigen Daten als Annäherungswerte.

AB 2

4 Volt ~ indirekt

CB 213 Volt \approx 200 mA
indirekt

Bild 209. Maßstab 1 : 2

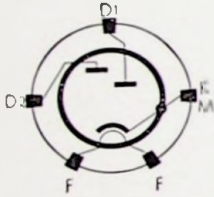


Bild 210. Sockelschaltung für AB 2/CB 2

wendige eff. HF-Spannung ermitteln unter der Voraussetzung, daß es sich um einen 30 % modulierten Sender handelt. Für andere Modulationsgrade kann man leicht umrechnen.

Beispiel: Für 10 V eff. NF-Spannung sind 35 V eff. HF-Spannung (30% mod.) notwendig. Bei 90% Modulation wären nur 11,6 V eff. HF, bei 100% Mod. dagegen 105 V eff. erforderlich.

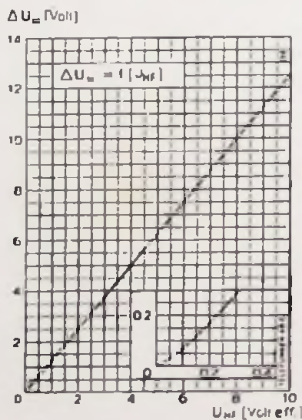


Bild 211

Bild 211. Zusammenhang zwischen HF-Eingangsspannung und erzielbarer Gleichspannungsänderung ΔU_N (für $R = 0,5 \text{ M}\Omega$ und $C = 100 \text{ pF}$). Die Regelspg. ist um die Anlaufspg. größer (s. S. 55)

Bild 212. Zusammenhang zwischen HF-Eingangsspannung und erzielbarer NF-Spannung bei 30 % Modulation ($R = 0,5 \text{ M}\Omega$ $C = 100 \text{ pF}$)

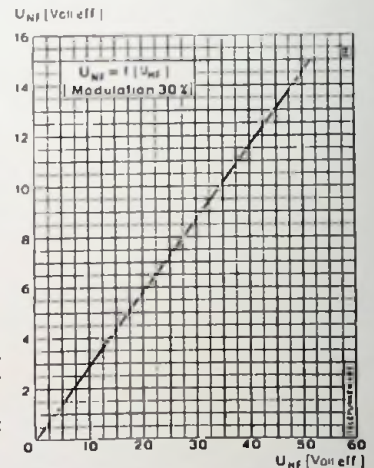


Bild 212

Duodiode / Doppelzweipolröhre (Doppelröhre)

Anwendung: Hochfrequenz- und Zwischenfrequenzgleichrichtung. Regelspannungserzeugung. AB 2 für Wechselstromnetzempfänger; CB 2 für Allstrom- bzw. Autoempfänger.

Eigenschaften: Geringe Anheizzeit, kleine Abmessungen, einwandfreie Trennung zwischen Empfangsrichtung und Regelspannungserzeugung. Möglichkeit des verzögerten Regelspannungserzeugnisses.

Aufbau: Indirekt geheizt, Schnellheizkathode mit bifilar gewickeltem Heizfaden. Zwei getrennte Gleichrichterstrecken; beide Anoden über der gemeinsamen Kathode aufgebaut und an getrennte Sockelkontakte D_1 , D_2 angeschlossen. Glaskolben außen metallisiert. Metallisierung an K angeschlossen. Außenkontaktsockel (5 polig).

Vorläufertypen: AB 1 bzw. CB 1 (eine Anode an Kolbenkappe angeschlossen, Stiftsockel). Mit Ausnahme der Elektrodenkapazitäten gleiche technische Daten.

Hinweise für die Verwendung: Über die Arbeitsweise der Diodengleichrichtung geben die Kurven (Bild 211/212) Aufschluß, und zwar gibt Bild 211 die am Belastungswiderstand von $0,5 \text{ M}\Omega$ auftretende Gleichspannungszunahme in Abhängigkeit von der am Schwingkreis wirkenden eff. HF-Spannung. Daraus läßt sich die zur Erzeugung einer bestimmten Regelspannung notwendige HF-Eingangsspannung bestimmen.

Bild 212 gibt die an einem Belastungswiderstand von $0,5 \text{ M}\Omega$ auftretende eff. NF-Spannung in Abhängigkeit von der am Schwingkreis wirkenden eff. HF-Spannung. Daraus läßt sich die zur Erzeugung einer bestimmten eff. NF-Spannung not-

Natürgemäß können die Kurven nur Anhaltswerte ergeben, da sie für einen Belastungswiderstand von 0,5 MΩ und für einen Ladekondensator von 100 pF aufgenommen sind, diese Werte jedoch unter Umständen den jeweiligen Bedingungen entsprechend etwas abgeändert werden (s. a. S. 30).

Aus der Kennlinie ist zu entnehmen, daß eine annähernd lineare Gleichrichtung erst oberhalb einer HF-Eingangsspannung von etwa 0,3 V eff. auftritt. Wenn man sich die Vorteile der linearen Gleichrichtung auch bei kleinen Lautstärken zunutze machen will, muß man für eine genügende Vorverstärkung sorgen und die NF-Verstärkung entsprechend klein halten. Ob die Endröhre direkt von der Diode angesteuert werden kann, hängt vom notwendigen Gitterwechselspannungsbedarf der Endröhre, von der gewünschten Empfindlichkeit des Empfängers und dem zulässigen Aussteuerungsbereich der vorgeschalteten Röhre ab. Im allgemeinen ist die direkte Aussteuerung nur bei den neuen steilen Endpentoden möglich, während man in anderen Fällen eine besondere NF-Stufe (AC 2 oder AF 7) vor die Endröhre schalten muß bzw. die Verbundröhre ABC 1 verwendet.

1. Höchstwerte max.	
U _{da}	200 V
I _{da}	0,8 mA
U _{f/s} (AB 2)	50 V
U _{f/s} (CB 2)	125 V
R _{f/s}	20 000 Ω
2. Norm.-Betriebswerte	
AB 2	CB 2
U _f 4 V	13 V
I _f 0,65 A	200 mA
3. Kapazitäten max.	
C _{d/k}	4 pF
C _{d/1/2}	0,5 pF

Beispiel: Für die Endpentode AL 4 ist für eine Ausgangsleistung von 4,3 W eine Gitterwechselspannung von 3,6 V eff. notwendig.

Aus der Kurve (Bild 212) ergibt sich hierfür eine eff. HF-Spannung für die Diode von 12,5 V bei 30% Mod. Für die Vergleichslautstärke von 50 mW, d. h. den 86. Teil von 4,3 Watt, ist dann entsprechend $\frac{3.6}{\sqrt{86}} = 0,4$ V eff. HF-Spannung erforderlich. In diesem Falle würde die Gleichrichtung auch bei dieser kleinen Lautstärke im linearen Teil arbeiten. Wenn man eine NF-Stufe mit 20facher Verstärkung dazwischenschalten würde, ergäbe sich eine notwendige HF-Spannung von $\frac{0,4}{20} = 20$ mV eff. an der Gleichrichterstrecke für 50 mW Ausgangsleistung. Diese Überlegung gilt natürlich nur für voll aufgedrehten NF-Lautstärkereglern (s. Berechnungsbeispiel S. 118).

Für den Sonderfall, daß man die HF-Spannung für die beiden Gleichrichterstrecken an verschiedenen Bandfilterkreisen abgreifen will, empfiehlt es sich, an Stelle der AB 2 die Vorläufertypen AB 1 zu verwenden. Letztere besitzt durch den Kolbenanschluß der oberen Gleichrichteranode eine äußerst kleine Kapazität zwischen den beiden Anoden (C_d 1/2 < 0,01 pF). Dadurch werden unerwünschte Beeinflussungen oder Verstimmungen durch diese Kapazität vermieden (s. a. EB 11 mit kleiner Kopplungskapazität).

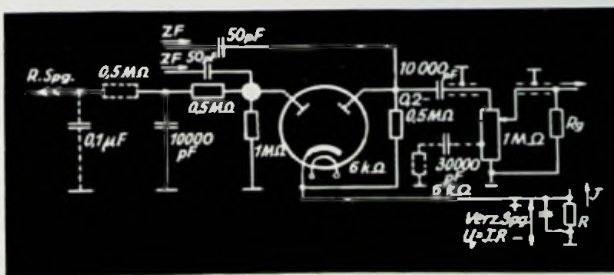


Bild 213. Schaltbeispiel für AB 2 bzw. CB 2 mit Empfangsgleichrichtung, verzögerter Regelspannungserzeugung und gehörigter Lautstärkeregelung

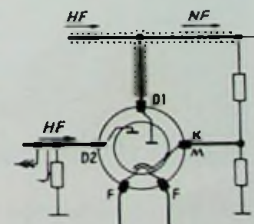


Bild 214. Sockelanschlüsse zu Bild 213.

ABC 1

4 Volt ~ indirekt

CBC 113 Volt \approx 200 mA
indirekt

Bild 215. Maßstab 1 : 2

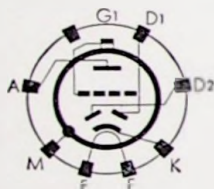


Bild 216. Sockelschaltung für ABC 1/CBC 1

Duodiode-Triode / Doppelzweipol-Dreipolröhre (Verbundröhre)

Anwendung: Regelspannungserzeugung, Hochfrequenz- und Zwischenfrequenz-Gleichrichtung mit gleichzeitiger Niederfrequenzverstärkung (Transformator-, Drossel- oder Widerstandskopplung). ABC 1 für Wechselstromnetzempfänger; CBC 1 für Allstrom- bzw. Autoempfänger.

Eigenschaften: Geringe Anheizzeit, Heizleistungsersparnis, kleiner Raumbedarf, zwei getrennte Gleichrichtersysteme ermöglichen Trennung von Empfangsgleichrichtung und Regelspannungserzeugung. Möglichkeit eines verzögerten Regelspannungseinsatzes. Verstärkungseigenschaft des Verstärkersystems fast gleich AC 2. Klingsicherer Aufbau.

Aufbau: Indirekt geheizt. Schnellheizkathode mit bifilar gewickeltem Heizfaden. Zwei getrennte Systeme über der gemeinsamen Kathode aufgebaut.

1. Gleichrichtersystem; zwei Anoden D_1 und D_2 bilden mit dem unteren Teil der Kathode zwei getrennte Gleichrichterstreifen. Beide Anoden an getrennte Sockelkontakte angeschlossen, entsprechen im wesentlichen der Duodiode AB 2 (mit Ausnahme der Elektrodenkapazitäten gleiche technische Daten).
2. Eingitter-Verstärkersystem; Steuergitter G_1 an Kolbenkappe angeschlossen. Anode zu Sockelkontakt A geführt. Verstärkersystem entspricht in der Wirkungsweise der Röhre AC 2.

Beide Systeme sind durch ein mit der Kathode verbundenes Abschirmblech gegeneinander abgeschirmt. Glaskolben außen

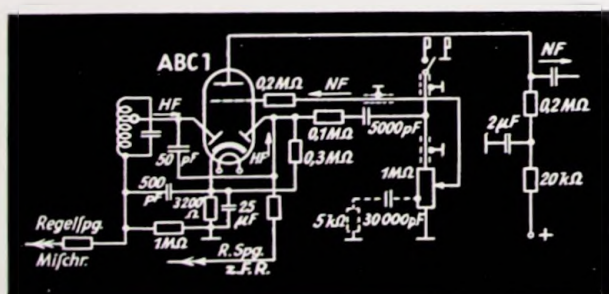


Bild 217. Schaltbeispiel für ABC 1/CBC 1 Gleichrichter- und NF-Verstärkerstufe, Empfangsgleichrichtung mit gehöriger Lautstärkeregelung, verzögerter Regelspannung für die Mischstufe, unverzögerter Regelspannung für die ZF-Stufe. Tonabnehmeranschluß, NF-Verstärkung mit Widerstandskopplung.

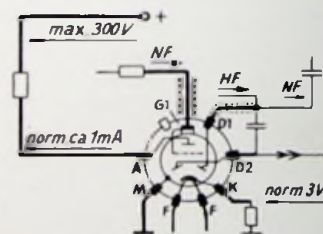


Bild 218. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten für ABC 1 bzw. CBC 1

metallisiert. Metallisierung an besonderem Sockelkontakt M angeschlossen. Domkolben, Außenkontaktsockel (8 polig).

Vorläufertyp: REN 924 (nur eine Gleichrichterstrecke, Stiftsockel). Stark abweichende technische Daten.

Hinweise für die Verwendung: Für das Gleichrichtersystem gelten die bei der Röhre AB 2 angeführten Hinweise, während für das Verstärkersystem die Eigenschaften der Röhre AC 2 Gültigkeit haben. Die Röhre ABC1 ist dann zweckmäßig, wenn man zwischen Diode und Endröhre eine entsprechende NF-Verstärkung braucht. Eine solche NF-Verstärkung kann man, auch wenn die Diode an sich in der Lage wäre, die Endröhre auszusteuern, aus zwei Gründen vorsehen. Zunächst ist eine Beschränkung der Aussteuerung der vor die Diode geschalteten ZF- bzw. HF-Verstärkerröhre erwünscht, um die Verzerrungen in dieser Stufe möglichst klein zu halten. Durch eine NF-Verstärkung kann die Vorverstärkung im HF-Teil entsprechend kleiner gewählt werden, und damit wird die vor dem Gleichrichter geschaltete Röhre entsprechend weniger angesteuert. Außerdem ist in den Fällen, in denen das Gerät mit Schallplattenanschluß gebaut wird, für diesen Zweck an sich eine besondere NF-Verstärkung notwendig bzw. erwünscht.

In Verbindung mit den in Betracht kommenden Endröhren ergeben sich daraus folgende notwendigen NF-Gitterwechselspannungen für das Steuergitter der ABC 1:

	zur vollen Aussteuerung	für 50 mW Sprechleistung
für AL 1	etwa 0,45 V eff. NF	etwa 60 mV eff. NF
für AL 2	etwa 0,7 V eff. NF	etwa 80 mV eff. NF
für AL 4	etwa 0,18 V eff. NF	etwa 20 mV eff. NF
für AL 5	etwa 0,45 V eff. NF	etwa 40 mV eff. NF
für AD 1	etwa 1,5 V eff. NF	etwa 170 mV eff. NF

Für die Verwendung der Röhre CBC 1 gelten die gleichen Überlegungen wie für die entsprechende Wechselstromröhre ABC 1. Es können sowohl für das Verstärkersystem als auch für den Gleichrichterteil die Kurven der Röhre ABC 1 bzw. AB 2 zugrunde gelegt werden. Da im Gleichstromempfänger die Höchstspannung von 250 V im allgemeinen nicht zur Verfügung steht, sind praktisch in erster Linie die Kenndaten für 200 V Anodenspannung maßgebend. Die erzielbare NF-Verstärkung beträgt mit Widerstandskopplung bei einem Außenwiderstand von 0,2 MΩ das 17—20fache der Gitterwechselspannung.

ABC 1
CBC 1

ABC 1	
Trioden-System	
1. Höchstwerte max.	
U _a	250 V
U _b	300 V
N _a	1,5 W
R _{g1}	1,5 MΩ
U _{f/s}	50 V
R _{f/s}	20 000 Ω
2. Norm. Betriebswerte	
U _f	4 V
I _f	0,65 Amp.
bei U _a	250 V
U _{g1}	—7 V
I _a	4 mA
S	2 mA/V
D	3,7 %
μ	27
R _i	13,5 kΩ
R _k (norm.)	1 700 Ω
R _{k1}	3 kΩ
(bei R _a = 0,2 MΩ)	
3. Kapazitäten max.	
C _{g/a}	1,7 pF
C _{d/g}	0,003 pF
Dioden-System	
C _{d1/k}	2,3 pF
C _{d2/k}	3,0 pF
sonst wie AB 2	

CBC 1	
1. Höchstwerte max.	
U _{f/s}	125 V
sonst wie ABC 1	
2. Norm. Betriebswerte	
U _f	13 V
I _f	200 mA
bei U _a	250 200 100 V
U _{g1}	—7 —5 —2 V
I _a	4 4 2 mA
S	2 2 1,8 mA/V
D	3,7 3,7 3,7 %
R _k	3,2 3,6 12,5 kΩ
R _i	13,5 13,5 13,5 kΩ
3. Kapazitäten wie ABC 1	

AC 2

4 Volt ~ indirekt

CC 2

13 Volt \approx 200 mA
indirekt



Bild 219. Maßstab 1 : 2

Triode / Dreipolröhre

Anwendung: Empfangsgerichtung mit gleichzeitiger Niederfrequenzverstärkung. Niederfrequenzverstärkung (Trafo-, Drossel- oder Widerstandskopplung). Erzeugung der Hilfschwingung für Mischstufen (Oszillator). AC 2 für Wechselstromnetzempfänger; CC 2 für Allstrom- bzw. Autoempfänger.

Eigenschaften: Geringe Anheizzeit, äußerst verlustfreier, kapazitätsarmer und klingsicherer Aufbau. Kleine Kolbenabmessungen. Große Steilheit und gute Verstärkereigenschaften.

Aufbau: Indirekt geheizt. Schnellheizkathode mit bifilar gewickeltem Heizfaden. Eingitterverstärkersystem; Steuergitter G_1 an Kolbenkappe geführt. Anode an Sockelkontakt A angeschlossen. Glaskolben außen metallisiert. Metallisierung an besonderem Sockelkontakt M angeschlossen. Domkolben, Außenkontaktsockel (8 polig).

Vorläufertypen: REN 904 für AC 2 bzw. REN 1821 für CC 2 (Steuergitter an Sockelkontakt angeschlossen, Stiftsockel). Abweichende technische Daten.

Hinweise für die Verwendung: Die Eingitterröhre AC 2 kann verwendet werden:

1. In Mischstufen als getrennter Schwingungserzeuger zur Erzeugung der Hilfschwingung. Als Mischröhre ist dazu die Hexode AH 1 zu verwenden.

2. Als Empfangsgerichtet (Gittergleichrichtung) ist sie wohl gut geeignet, wird jedoch heute nur in besonderen Fällen verwendet, weil man mit der Pentode bessere Verstärkung erzielt. Als Gittergleichrichter ist der Aussteuerbereich beschränkt. Im Höchsthalle kann man eine NF-Spannung von 10 bis 14 V eff. im Anodenkreis erzielen. Bei

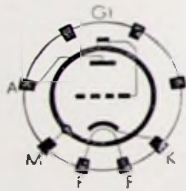


Bild 220. Sockelschaltung für AC 2/CC 2

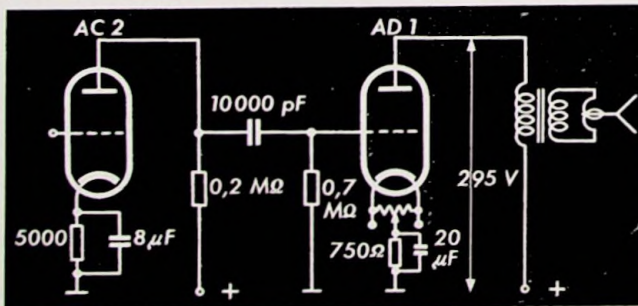


Bild 221. Schaltbeispiel für AC 2 und AD 1. NF-Verstärkung mit Widerstandskopplung und nachfolgender Endtriode. 4 Watt Sprechleistung bei geringer Verzerrung (Oberwellenkomensation)

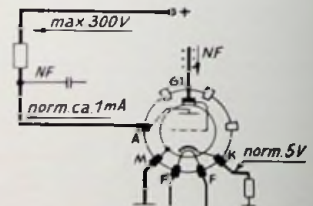


Bild 222. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten für AC 2

Widerstandskopplung (R_a ca. 50 k Ω) wird es im allgemeinen nur möglich sein, die AL 4 in der Endstufe zu verwenden.

Sie erfordert für volle Aussteuerung eine HF-Spg. (30% mod.) von etwa 0,7 V eff. am Steuergitter der AC 2, für die Vergleichsleistung von 50 mW eine HF-Spg. von etwa 50 mV eff. Vorteil gegenüber der Diodengleichrichtung ist die Möglichkeit einer Empfindlichkeits- und Trennschärferehöhung durch Anwendung der Rückkopplung. Mit Drosselkopplung ($L = 3-400$ Hy) kann man etwas größere Verstärkung erzielen. Transformatorkopplung (etwa 1:4) gibt den Vorteil einer nachfolgenden Spannungserhöhung. Beide Schaltungsarten haben jedoch gegenüber der Widerstandskopplung an Bedeutung verloren.

3. Als Niederfrequenzverstärker ist die Eingitterröhre AC 2 z. B. dort zweckmäßig, wo man in der Endstufe mit einer Endpentode zwar eine gute Verstärkung erhält, diese jedoch für Schallplattenwiedergabe nicht ausreicht. Außerdem kann sie als NF-Vorstufe für die Endtriode AD 1 Verwendung finden.

Eine AC 2 in Widerstandskopplung ($R_a = 0,2$ M Ω) gibt bei einfachem Aufbau die notwendige NF-Verstärkung (etwa 20fach). Bei einer nachfolgenden Endtriode ist die Verwendung der Transformatorkopplung (1:4) möglich. Widerstandskopplung gibt jedoch eine besonders verzerrungsfreie Schaltung bei sehr einfachem Aufbau.

Bei Verwendung der AC 2 als NF-Verstärker kann man als Gitterwechselspannungsbedarf für das Steuergitter der AC 2 die auf Seite 127 für das Verstärkersystem der ABC 1 angegebenen Werte zugrunde legen. Die Eingitterröhre CC 2 kann gleicher Weise verwendet werden wie die entsprechende Wechselstromtype AC 2.

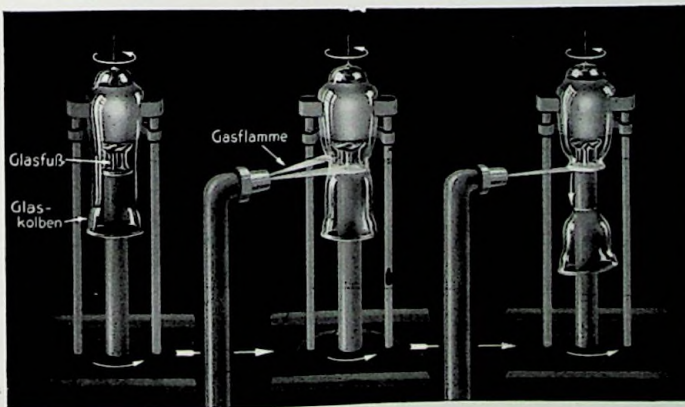


Bild 233. Das Verschmelzen von Glasfuß und Kolben bei der Glasröhre

AC 2	
1. Höchstwerte max.	
U_a	250 V
U_b	300 V
N_a	2 W
R_{gl}	1,5 M Ω
$U_{f/s}$	50 V
$R_{f/s}$	20 000 Ω
2. Norm. Betriebswerte	
U_f	4 V
I_f	0,65 A
bei U_a	250 V
U_{gl}	-5,5 V
I_a	6 mA
S	2,5 mA/V
D	3,3 %
μ	30
R_i	12 k Ω
R_k	900 Ω
R_{k1}^*	5000 Ω
3. Kapazitäten max.	
$C_{g/a}$	1,7 pF

AC 2
CC 2

CC 2	
1. Höchstwerte max.	
$U_{f/s}$	125 V
sonst wie AC2	
2. Norm. Betriebswerte	
U_f	13 V
I_f	200 mA
bei U_a	250 200 100 V
U_{gl}	-5,5 -4 -2,5 V
I_a	6 6 2 mA
S	2,5 2,5 1,8 mA/V
D	3,3 3,3 3,3 %
μ	30 30 30
R_i	12 12 16 k Ω
R_{k1}^*	5 10 16 k Ω
3. Kapazitäten wie AC2	

* für Widerstandskopplung $R_a = 0,2$ M Ω

ACH 1

4 Volt ~ indirekt

CCH 1

200mA \approx indi. ekt



Bild 224. Maßstab 1:2

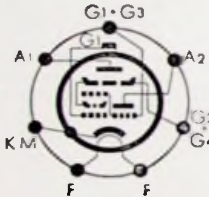


Bild 225. Sockelschaltung für ACH 1

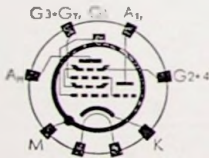


Bild 226. Sockelschaltung für CCH 1

Mischhexode-Triode

Dreipol-Sechspolröhre (Verbundröhre)

Anwendung: Regelbare Mischstufe für Überlagerungsempfänger mit gleichzeitiger Erzeugung der Oszillatorschwingung. ACH 1 für Wechselstromempfänger. CCH 1 für Allstromempfänger.

Eigenschaften: Platzersparnis, große Mischsteilheit — gute Mischverstärkung, für Kurzwellenempfang vorzüglich geeignet. Regelmöglichkeit 1:300 (Steilheitsänderung) mit kleiner Regelspannung (20 V). Neue Ausführung mit Schnellheizkathode (S-Bi).

Aufbau: Indirekt geheizt. Schnellheizkathode mit bifilar gewickeltem Heizfaden. Über der gemeinsamen Kathode sind zwei Systeme aufgebaut.

1. Eingitterverstärkersystem (unterer Teil — Triode); Steuergitter G_1 im Innern der Röhre mit dem zweiten Steuergitter des Hexodenteiles fest verbunden und an Sockelstift geführt. Anode A_2 an Sockelstift angeschlossen.

2. Viergittermischsystem (oberer Teil — Hexode); Steuergitter G_1 als Regelgitter ausgebildet und an Kolbenkappe angeschlossen. Beide Schirmgitter G_2 und G_4 im Innern der Röhre fest verbunden und an gemeinsamen Sockelstift geführt. Zweites Steuergitter G_3 mit G_1 des Triodensystems fest verbunden. Glaskolben außen metallisiert. Metallisierung mit der Kathode fest verbunden. Beide Systeme sind elektrisch sorgfältig gegeneinander abgeschirmt. Domkolben, ACH 1 mit Stiftsockel (7polig), CCH 1 mit Außenkontaktsockel (8polig).

Vorläufertyp: Die Röhre ACH 1 stellt eine Neuentwicklung dar, bei der zum ersten Male eine regelbare multiplikative Mischung in Verbindung mit einer getrennten Erzeugung der Oszillatorschwingung möglich war. Als Vorläufer kann daher nur in gewissem Sinne die Hexode RENS 1224 betrachtet werden. Die CCH 1 ist eine Paralleltyp für Allstromempfänger.

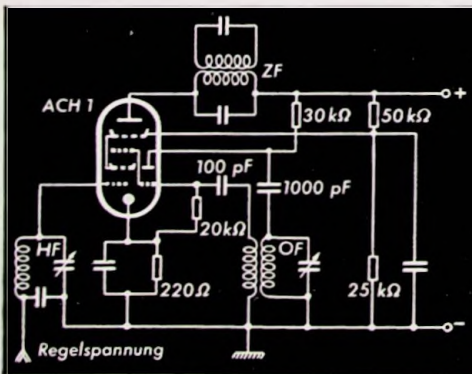


Bild 227. Prinzip-Schaltbild für ACH 1
Bei Verwendung der Röhre in anderen Schaltungen übernimmt Telefunken keine Gewähr

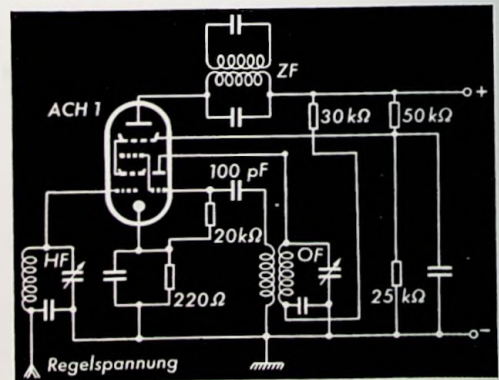


Bild 228. Prinzip-Schaltbild für ACH 1

ACH 1	
Trioden-Teil	
1. Höchstwerte max.	
U_a	150 V
N_a	1,5 W
R_g	20 000 Ω
$U_{f/s}$	50 V
$R_{i/s}$	20 000 Ω
2. Norm. Betriebswerte	
U_f	4 V
I_f	1,0 A
bei U_a	150 V
U_{g1}	-15 V
I_a	5 mA
S	2 mA/V
D	7,5 %
$C_{g/a}$	1,6 pF

ACH 1	
Hexoden-Teil	
1. Höchstwerte max.	
U_a	300 V
$U_{g2} = U_{g4}$	125 V
N_a	1,5 W
$N_{g2} + N_{g4}$	0,5 W
R_{g1}	3 M Ω
2. Norm. Betriebswerte	
bei U_a	300 V
und $U_{g2} = U_{g4}$	70 V
U_{g1}	-2 V
U_{g3}	-15 V
I_a	2,5 mA
$I_{g2} + I_{g4}$	3,5 mA
R_i	0,8 M Ω
S_c	0,75 mA/V
3. Max. Regelwerte	
bei U_{g1}	-20 V
I_a	0,01 mA
S_c	0,001 mA/V
R_i	10 M Ω
4. Kapazitäten max.	
$C_{g1/3}$	0,15 pF

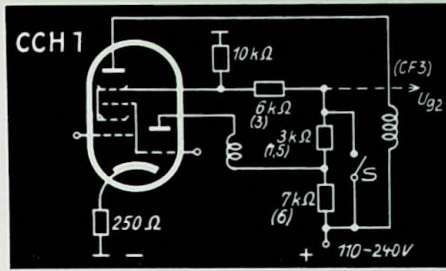


Bild 229 Prinzipschaltung für CCH 1. Die Werte in Klammern gelten für gleichzeitigen Anschluß des Schirmgitters der CF 3

Hinweise für die Verwendung: Die Mischröhre ACH 1 entspricht in ihrer grundsätzlichen Wirkungsweise der Kombination AH 1 plus AC 2. Der Vorteil der Vereinigung der beiden Systeme in einem Kolben ist eine Ersparnis an Platzbedarf und etwas Heizleistung. Die Verbundröhre ACH 1 ist auch vorzüglich für Kurzwellenempfang geeignet.

In Bild 227 bis 229 sind Prinzipschaltungen für die Verwendung der ACH 1 bzw. CCH 1 angegeben. Bei der ACH 1 kann man die Hilfsanodenspannung über einen Vorwiderstand zuführen, der entweder in Reihe oder parallel zum Oszillatorschwingkreis liegt. Bei der CCH 1 dagegen ist es insbesondere dann, wenn eine Umschaltung auf kleinere Betriebsspannungen (110 oder 150 Volt) vorgesehen ist, unbedingt zu empfehlen, den Vorwiderstand in Reihe mit dem Schwingkreis zu legen. Bei Parallelschaltung würde eine zu starke Dämpfung zustandekommen, so daß u. U. die Gefahr des Aussetzens der Schwingungen im Kurzwellenbereich zu befürchten ist.

Bild 229 gibt gleichzeitig die Bemessung des notwendigen Spannungsteilers für die Schirmgitterspannungen, wobei angenommen ist, daß das Schirmgitter der folgenden ZF-Röhre CF 3 an den gleichen Spannungsteiler angeschlossen ist. Bei Anschluß an ein 110-V-Netz kann man auch mit Hilfe des Schalters S einen Teil des Vorwiderstandes kurzschließen.

CCH 1	
Trioden-Teil	
1. Grenzwerte	
$U_{f/s}$	125 V
sonst wie ACH 1	
2. Norm. Betriebsw.	
U_f	20 (24×) V, I_f 0,2 A
bei U_a	125 V
U_{g1}	-10 V
I_a	2,5 mA
S	2,3 mA/V
D	9 %

* alte Ausführung

CCH 1	
Hexoden-Teil	
1. Grenzwerte	
$U_{f/s}$ s. Trioden-Teil	
$R_{f/s}$	20 000 Ω
sonst wie ACH 1	
2. Norm. Betriebswerte	
bei U_a	200 V
$U_{g2} = U_{g4}$	50 V
U_{g1}	-2 V
U_{g3}	-10 V
I_a	2 mA
I_{g2+4}	3,2 mA
R_i	0,9 M Ω
S_c	0,75 mA/V
3. Max. Regelwerte	
bei U_{g1}	-20 V
S_c	0,001 mA/V
4. Kapazitäten max.	
$C_{g1/a}$	0,03 pF
C_e	7,8 pF
C_a	12,3 pF

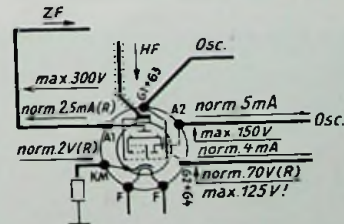


Bild 230. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten für ACH 1

ACH 1
CCH 1

ACH 1
CCH 1

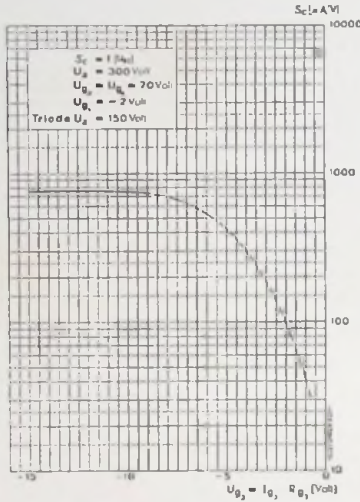


Bild 231. Zusammenhang zwischen Mischsteilheit (S_c) und Spannung des zweiten Steuergitters (U_{g_2}) für ACH 1

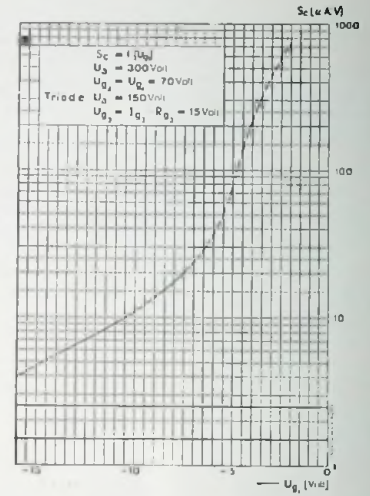


Bild 232. Zusammenhang zwischen Mischsteilheit (S_c) und Spannung des HF-Steuergritters (U_{g_1}) für ACH 1

Bild 231/232 zeigen die Abhängigkeit der Mischsteilheit für die ACH 1 von der Oszillatorspannung und von der Regelspannung.

Bild 231 zeigt den Zusammenhang zwischen Oszillatoramplitude und der dabei erzielbaren Mischsteilheit. Es läßt sich beispielsweise bei einer Oszillatorspannung von 5 V eine Mischsteilheit von 0,6 mA/V, bei einer Oszillatoramplitude von 10 V eff. eine Mischsteilheit von 0,75 mA/V erreichen. Eine größere Oszillatorspannung bringt keine nennenswerte Erhöhung der Mischsteilheit und damit der Verstärkung. Aus diesen Überlegungen ergibt sich, daß man den Arbeitspunkt zweckmäßig bei minus 15V festlegt. Die notwendige Gittervorspannung zur Festlegung des Arbeitspunktes erzielt man automatisch mit Hilfe eines Gitterableitwiderstandes von 20 k Ω am Gitter des Oszillator-teiles. Die Rückkopplung des Oszillatorkreises ist so einzustellen, daß über dem Ableitwiderstand ein Gleichstrom von 0,75 mA fließt. Dann ist die richtige Oszillatorspannung vorhanden. Bei Kurzwellenschaltung ist es zweckmäßig, in die Steuergitterzuleitung des Triodenteiles einen Widerstand von 150 Ω einzuschalten, um die Schwingungsamplitude über den Bereich 20 bis 50 m konstant zu halten.

Der Oszillator-Schwingkreis wird zweckmäßig in die Oszillator-Anodenzuleitung geschaltet. Dadurch wird der Einfluß der Kapazitätsänderungen des Oszillatorkreises auf den Schwingkreis (s. S. 117) quadratisch mit dem Kopplungsverhältnis abgeschwächt. Die Frequenzverwerfung bleibt daher auch im Kurzwellenbereich außerordentlich klein. Die Änderungen der Eingangskapazität des HF-Steuergritters auf den Eingangskreis lassen sich dadurch abschwächen, daß man diesen Kreis nicht voll ankoppelt.



Bild 233. Die Herstellung des Heizfadens der Rundfunkröhren

Endtriode / Dreipolendröhre

Anwendung: Hochleistungs-Endverstärkerröhre mit 15 Watt max. zul. Anodenbelastung, für Hochleistungsempfänger. Einfach- oder Gegentakt-Schaltung.

Eigenschaften: Endröhre großer Sprechleistung. Max. etwa 4,2 Watt (bei $k = 5\%$) bei 250 V Anodenspannung. Guter Wirkungsgrad. Gleichmäßige Verstärkung des Tonbandes. Besonders für Hochleistungsempfänger geeignet. Die geringe Eigenverstärkung der Eingitterendröhre erfordert ausreichende NF-Vorverstärkung.

Aufbau: Direkt geheizt. Zur Erzielung großer Oberfläche sind 12 Heizfäden ausgespannt (2 Gruppen zu je 6 Fäden in Reihe). Eingitterverstärkungssystem; Steuergitter G_1 und Anode A an Sockelkontakte angeschlossen. Glaskolben mit Innenspiegel — Domkolben — Außenkontaktsockel (8polig).

Vorläufertyp: RE 604 (kleinere Leistung — Stiftsockel, stark abweichende technische Daten).

Hinweise für die Verwendung: Die Endtriode AD 1 wird aus den auf Seite 52 besprochenen Gründen besonders im Hochleistungsempfänger Verwendung finden, der als Super entweder Bandbreitenregelung besitzt oder als Ortsempfänger für hochwertige Wiedergabe bestimmt ist. Allerdings ist zu berücksichtigen, daß im Verhältnis zur Pentode zur Erzielung gleicher Nutzleistung eine bedeutend höhere Gitterwechselspannung (etwa 30 V eff.) erforderlich ist, die durch eine entsprechend höhere NF-Vorverstärkung erzielt werden muß, um zu verhindern, daß der Gleichrichter bzw. die vorgeschalteten Stufen übersteuert werden.

Durch Anwendung der Gegentaktschaltung läßt sich der Klirrfaktor noch weiter herunterdrücken, weil die bei der Triode in erster Linie entstehenden zweiten Oberwellen bei dieser Schaltung kompensiert werden. Der günstigste Außenwiderstand ist mit 2300Ω festgelegt. Ein kleinerer Außenwiderstand ergibt eine etwas höhere Leistung bei größeren Verzerrungen, ein größerer Außenwiderstand ergibt einen kleineren Klirrfaktor bei kleinerer Leistung. Es ist zu empfehlen, für die direkt geheizte Endröhre AD 1 eine besondere Heizwicklung vorzusehen, da die hohe Gittervorspannung von -45 V anderenfalls zwischen Heizfaden und Kathode der indirekt geheizten Vorröhren auftritt und hart an der Grenze der zulässigen Beanspruchung liegt.

Bei Gegentaktschaltung muß die Lautsprecherspule für die hohe Sprechleistung (etwa 8 W) bemessen sein. Der Kathodenwiderstand ist für eine Belastung von 3 Watt zu wählen. Siebwiderstände gegen Ultrakurzschwingungen sind bei dieser Endröhre im allgemeinen nicht notwendig.

Wegen des hohen Anodenstromverbrauches ist ein entsprechend leistungsfähiger Netzteil notwendig. Bei Gegentaktschaltung bzw. auch bei einfacher A-Verstärkung in größeren Empfängern muß man eine ausreichende Gleichrichterröhre (RGN 2004) verwenden.



Bild 234. Maßstab 1 : 2

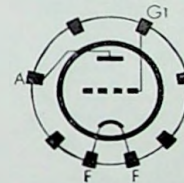


Bild 235. Sockelschaltung für AD1

AD 1

4 Volt ~ direkt

AD 1

1. Höchstwerte max.	
U_a	250 V
N_a	15 W
R_{g1}	0,7 M Ω
2. Norm.Betriebs- werte	
U_f	4 V
I_f	0,95 A
bei U_a	250 V
U_{g1}	-45 V
I_a	60 mA
S	6 mA/V
D	25 %
μ	4
R_i	670 Ω
R_k	750 Ω
R_a	2300 Ω
g_i^*	4.2 W
U_{g1} eff.	30 V eff.
U_{g1} eff.	3,3 V eff.

* bei 5 % Klirrfaktor

Bei der normalen Gegentaktschaltung wird der Arbeitspunkt entsprechend den angegebenen Daten eingestellt, wobei der Außenwiderstand von Anode zu Anode gerechnet 4600 Ω betragen soll. Dabei ergibt sich eine Sprechleistung von ca. 8 Watt bei 2 % Klirrfaktor bzw. von fast 10 Watt bei 5 % Klirrfaktor. Man kann aber noch höhere Leistungen bzw. geringere Verzerrungen erzielen, wenn man Spezialröhren für höhere Spannungen verwendet, die durch die Bezeichnung **AD 1/350** gekennzeichnet sind. Dabei darf natürlich die zulässige Anodenbelastung von 15 Watt nicht überschritten werden, d. h. die Röhren müssen in AB-Schaltung betrieben werden. Wählt man den Arbeitspunkt z. B. bei $U_a = 300$ Volt und $I_a = 2 \cdot 50$ mA, so kann man mit einem Außenwiderstand $R_a = 2500 \Omega$ (von Anode zu Anode) eine Sprechleistung von Q ca. 15 bis 18 Watt bei max. 1,5 % Klirrfaktor erzielen. Die höhere Sprechleistung ergibt sich bei fester Vorspannung.

Arbeitet man mit einer Anodenspannung von $U_a = 350$ Volt und einem Anodenstrom von $I_a = 2 \cdot 42$ mA, so erhält man bei einem Außenwiderstand $R_a = 5000 \Omega$ eine Sprechleistung von mehr als 20 Watt bei einem Klirrfaktor von etwa 1,5 %. Bei Verwendung der AD 1 mit höheren Spannungen muß unbedingt ein einstellbarer Kathodenwiderstand bzw. eine einstellbare Vorspannung vorgesehen sein.

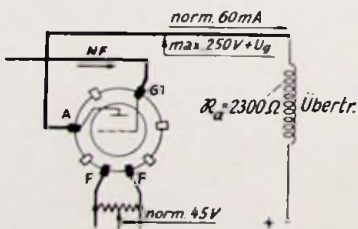


Bild 236.
Sockelanschlüsse mit
normalen Betriebswerten
für AD 1

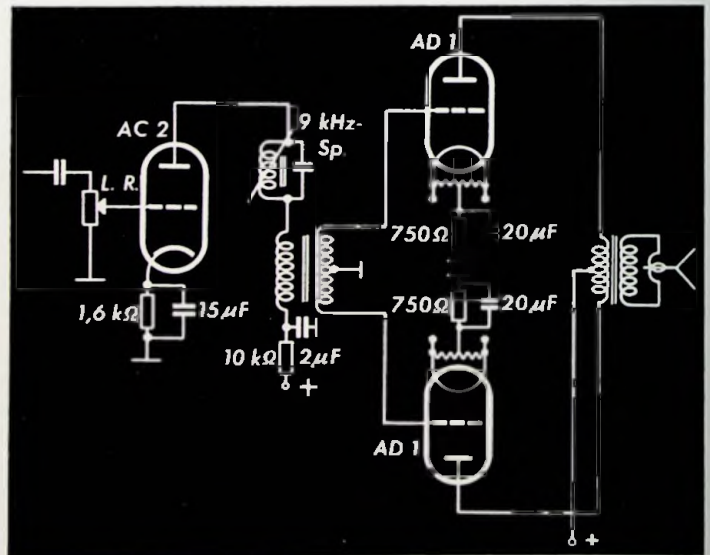


Bild 237. Schaltbeispiel für AC 2 und AD 1, NF-Verstärkung mit
Transformatorcouplung und nachfolgender Gegentakt-A-Endstufe.
Beide Endröhren mit getrennter Heizwicklung.
Einfache A-Schaltung siehe Bild 221

Regelpentode/Fünfpol-Regelröhre

Anwendung: Regelbare Hochfrequenz- oder Zwischenfrequenzverstärkung. AF 3 für Wechselstromnetzempfänger; CF 3 für Allstrom- bzw. Autoempfänger.

Eigenschaften: Kleine Abmessungen, geringe Anheizzeit, kleine Heizleistung, gut ausgeglichene Regelkurve. Regelmöglichkeit 1:1000 (Steilheitsänderung). Hoher Innenwiderstand. Kleinste Gitter-Anoden-Kapazität. Regelspannungsbedarf max. 55 V.

Aufbau: Indirekt geheizt. Schnellheizkathode mit bifilar gewickeltem Heizfaden. 3-Gitter-Verstärkersystem: Steuer-gitter G_1 als Regelgitter ausgebildet und an Kolbenkappe geführt. Schirmgitter G_2 , Bremsgitter G_3 und Anode A an Sockelkontakte angeschlossen. Glaskolben außen metallisiert. Metallisierung an besonderem Sockelkontakt M geführt. Domkolben — Außenkontaktsockel (8 polig).

Vorläufertypen: RENS 1294 für AF 3 bzw. RENS 1894 für CF 3 (Anode an Kolbenkappe angeschlossen, Stiftsockel.) Stark abweichende technische Daten.

Hinweise für die Verwendung: Die Regelpentode AF 3 zeichnet sich durch eine sehr kleine Gitter-Anoden-Kapazität aus. Dadurch ermöglicht sie in Verbindung mit dem hohen Innenwiderstand sehr gute Verstärkung, hohe Trennschärfe und gute Regelfähigkeit sowohl für ZF- als auch für HF-Verstärkung, auch im Kurzwellengebiet. Die Regelkurve ist gut ausgebildet und gibt der Röhre äußerst günstige Eigenschaften in bezug auf geringe Verzerrungen (Kreuz- und Brumm-Modulation und Modulationsverzerrung). Zu beachten ist, daß sich durch Veränderung der Schirmgitterspannung eine gewisse An-



Bild 238. Maßstab 1:2

AF 3

4 Volt ~ indirekt

CF 3

13 Volt \approx 200 mA
indirekt

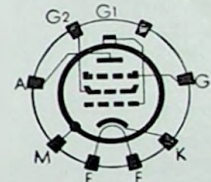


Bild 239. Sockelschaltung für AF 3/CF 3

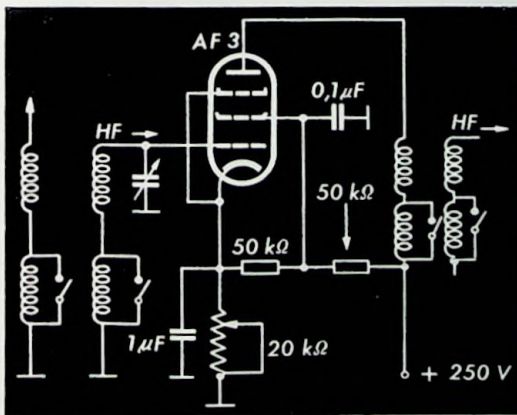


Bild 240. Schaltbeispiel für AF 3; HF-Verstärkung mit Handregelung

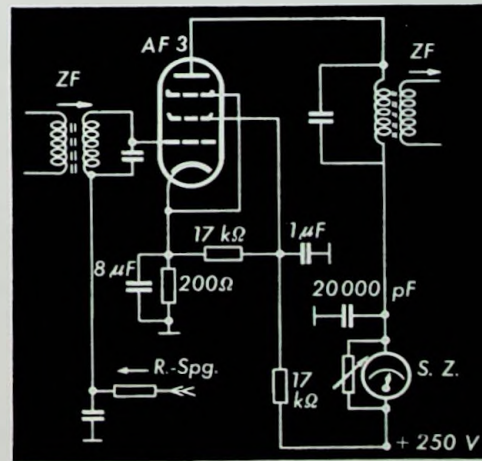


Bild 241. Schaltbeispiel für AF 3; ZF-Stufe mit Schwundregelung und Schattenzeiger (Sz)

AF 3
CF 3

AF 3	
1. Höchstwerte max.	
U_a	250 V
U_{g2}	125 V
N_a	2 W
N_{g2}	0,4 W
R_{g1}	2,5 M Ω
$U_{f/s}$	80 V
$R_{f/s}$	20 000 Ω
2. Norm. Betriebswerte	
U_f	4 V
I_f	0,65 A
bei U_a	250 V
und U_{g2}	100 V
U_{g1}	-3 V
I_a	8 mA
I_{g2}	2,6 mA
S	1,8 mA/V
μ	2200
R_i	1,2 M Ω
R_k	300 Ω
3. Max. Regelwerte	
bei U_{g1}	-55 V
I_a	0,015 mA
S	0,002 mA/V
R_i	10 M Ω
4. Kapazitäten max.	
$C_{g/a}$	0,003 pF

passung des Regelspannungsbedarfs erreichen läßt. Während bei 100 V Schirmgitterspannung zur Erzielung einer Steilheitsänderung von etwa 1:900 eine Regelspannung von etwa 55 V notwendig ist, genügt bei einer Schirmgitterspannung von 60 V eine Regelspannung von 30 V zur Erzielung einer Steilheitsänderung von 1:800. Allerdings ist dabei zu berücksichtigen, daß bei Herabsetzen der Schirmgitterspannung die Regelkurve eine stärkere Krümmung erhält, so daß dadurch die Verzerrungen entsprechend ansteigen müssen. Man sollte daher nach Möglichkeit mit einer Schirmgitterspannung von 100 V arbeiten, wenn die notwendige Regelspannung zur Verfügung steht. Aus dem I_a - U_a -Kennlinienfeld ist zu ersehen, daß die Kennlinien bis zu etwa 100 V Anodenspannung fast waagrecht verlaufen, d. h. die Verstärkung von der Anodenspannung ziemlich unabhängig ist. Es ist besonders darauf zu achten, daß die Kapazität zwischen Anoden- und Steuergitter auch durch sorgfältige äußere Abschirmung der entsprechenden Leitungen klein gehalten wird, weil sonst beim Herunterregeln Hochfrequenz über die Gitter-Anoden-Kapazität in den Anodenkreis gelangt und damit die Wirkung der Verstärkungsregelung herabsetzt. An das Gitter der Röhre sollte man, um unzulässige Verzerrungen zu vermeiden, die auf Seite 73 angegebenen Eingangsspannungen (z. B. für 30 V Regelspannung 2 V eff.) nicht überschreiten. Dabei ist besonders zu beachten, daß die zulässigen Eingangsspannungen bei Regelspannungen über 30 V stark abfallen. Die Schirmgitterspannung muß unbedingt über einen Spannungsteiler zugeführt werden, weil bei Verwendung eines Vorwiderstandes das unzulässig hohe Ansteigen der Schirmgitterspannung durch abnehmenden Schirmgitterstrom der Regelung zu sehr entgegenwirken würde und die Schirmgitterspannung den zulässigen Wert (125 V) überschreiten könnte.

CF 3	
1. Höchstwerte max.	
$U_{f/s}$	125 V
sonst wie AF3	
2. Norm. Betriebswerte	
U_f	13 V
I_f	200 mA
bei U_a	250/200
und U_{g2}	100
R_i	0,25 M Ω
sonst wie AF3	
3. Max. Regelwerte wie AF3	
4. Kapazitäten wie AF3	

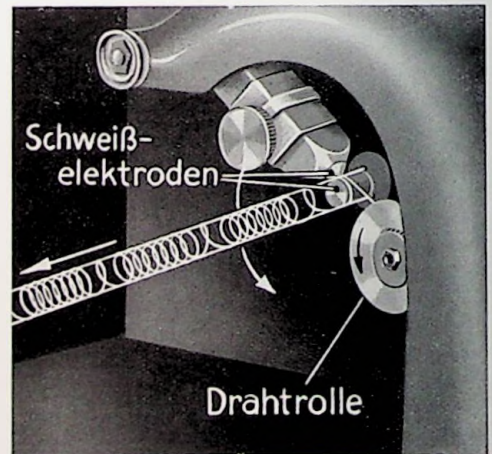


Bild 242. Die Herstellung der Gitter mit Hilfe der Gitterwickelmaschine

Bei höherer Schirmgitterspannung wird die Regelkurve flacher, der Regelspannungsbedarf steigt. Beispiel für Berechnung des Schirmgitterspannungsteilers s. Seite 100.

Die Regelpentode wird entweder als Eingangsröhre im Geradeempfänger oder als regelbare ZF-Röhre vor dem Gleichrichter im Ueberlagerungsempfänger Verwendung finden. Im ersteren Fall ist meist Handregelung vorgesehen, weil man bei selbsttätiger Schwundregelung lieber die schneller regelnde Hexode (AH 1) einsetzt. In der ZF-Stufe vor dem Gleichrichter muß darauf geachtet werden, daß Verzerrungen durch unzulässig hohe Gitterwechselspannungen vermieden werden.

Diese Gefahr besteht in erster Linie dann, wenn man eine Endröhre mit kleiner Eigenverstärkung direkt von der Diode aussteuern möchte. Es ist dann besser zwischen Gleichrichter und Endstufe eine entsprechende NF-Stufe einzusetzen, damit die zur vollen Aussteuerung der Endröhre notwendige Gitterwechselspannung am Gitter der ZF-Röhre nicht zu groß wird. Andererseits soll diese NF-Verstärkung auch nicht zu groß sein, weil sonst die erzielbare Regelspannung beim Empfang schwacher Sender sehr klein ist und ein wirksamer Schwundausgleich erst bei großen Eingangsfeldstärken zu erzielen ist. Schließlich wird die Regelpentode in geringem Umfange als regelbare HF-Vorstufe vor der Mischröhre verwendet.

Die annähernde Berechnung der Regelkurven wird an einem Berechnungsbeispiel auf Seite 119 ausführlicher gezeigt.

Die Regelpentode CF 3 entspricht vollkommen der Wechselstromröhre AF 3. Man muß lediglich bei Verwendung der Röhre im Gleichstromempfänger für 110 V Netzspannung beachten, daß die Verstärkungseigenschaften etwas ungünstiger sind, weil der Innenwiderstand kleiner ist. Durch Veränderung der Schirmgitterspannung kann man eine gewisse Beeinflussung der notwendigen Regelspannung erreichen, z. B. läßt sich bei 220 V Anodenspannung mit 85 V Schirmgitterspannung eine Steilheitsänderung von 1:850 mit 40 V Regelspannung, dagegen eine solche von 1:800 bei 60 V Schirmgitterspannung mit 30 V Regelspannung erzielen, bei 100 V Anodenspannung und 85 V Schirmgitterspannung 1:1000 mit 40 V Regelspannung, bei 60 V Schirmgitterspannung 1:650 mit 35 V Regelspannung. In bezug auf Verzerrungen und in bezug auf Verstärkung ist natürlich die höhere Schirmgitterspannung günstiger (siehe AF 3). Die Kennlinien entsprechen vollkommen denen der Röhre AF 3.

AF 3
CF 3

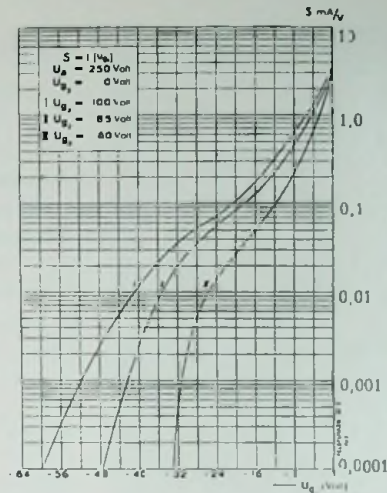


Bild 243. Zusammenhang zwischen Steilheit (S) und Vorspannung des HF-Steuergritters (U_{g1})

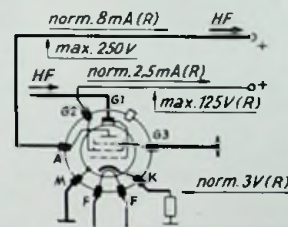


Bild 244. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten für AF 3

AF 7

4 Volt ~ indirekt

CF 713 Volt \approx 200 mA
indirekt

Bild 245. Maßstab 1 : 2

Bild 246. Sockelschaltung
für AF 7/CF 7Bild 247.
Die Herstellung der
Heizwendel

Hochfrequenz-Pentode / Fünfpol-Schirmröhre

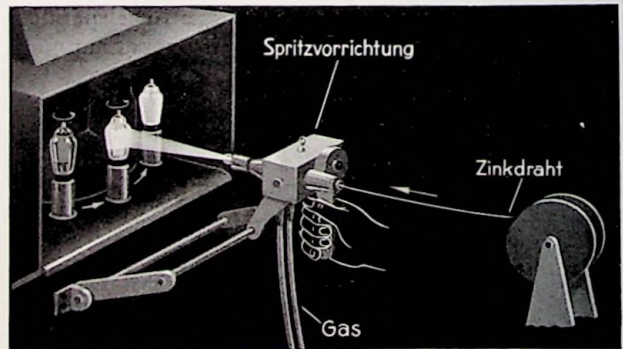
Anwendung: Hochfrequenz- oder Zwischenfrequenzverstärkung, Empfangsleichrichtung mit gleichzeitiger Niederfrequenzverstärkung, Niederfrequenzverstärkung. AF 7 für Wechselstromnetzempfänger; CF 7 für Allstrom- bzw. Autoempfänger.

Eigenschaften: Kleine Abmessungen, geringe Anheizzeit, kleine Heizleistung, hoher Innenwiderstand, kleinste Gitter-Anoden-Kapazität, gute Verstärkungseigenschaften auch für Kurzwellen. Sehr klingsicherer Aufbau.

Aufbau: Indirekt geheizt. Schnellheizkathode mit bifilar gewickeltem Heizfaden, 3-Gitter-Verstärkersystem: Steuergitter G_1 an Kolbenkappe angeschlossen. Schirmgitter G_2 und Bremsgitter G_3 an Sockelkontakte angeschlossen. Geschwärtzte Anode, an Sockelkontakt A geführt, Glaskolben außen metallisiert. Metallisierung an besonderen Sockelkontakt M angeschlossen, Domkolben, Außenkontaktsockel (8 polig).

Vorläufertyp: RENS 1284 (Anode an Kolbenkappe angeschlossen, Stiftsockel), stark abweichende technische Daten.

Hinweise für die Verwendung: 1. Für Hoch- und Zwischenfrequenzverstärkung. Die Röhre AF 7 besitzt alle Eigenschaften für eine vorzügliche Hoch- und Zwischenfrequenzverstärkung sowohl für Rundfunk- als auch für Kurzwellen. Laufzeit- und Wandladungseffekte sind durch Verwendung der Vollandode weitgehend unterdrückt. Der höchst zulässige Aussteuerbereich am Steuergitter ist mit Rücksicht auf Verzerrungen begrenzt und soll für 3% Modulationsverzerrung einen Wert von etwa 600 mV eff. nicht überschreiten. Bei den hohen Verstärkungsziffern ergibt sich bei diesen Eingangsspannungen eine für alle Fälle ausreichend hohe Anodenwechselspannung. Wegen des hohen Innenwider-

Bild 248. Die Herstellung des metallischen Schutzüberzuges
der Glasröhren durch Besprühen

standes kann man den Sperrkreis bzw. das Bandfilter direkt in die Anodenzuleitung legen. Das Bremsgitter wird im allgemeinen direkt mit der Kathode verbunden, um störende Einflüsse auf den Verstärkungsvorgang auszuschalten. Auf sorgfältige äußere Abschirmung zwischen Steuergitter und Anode ist besonders zu achten.

2. Empfangsgleichrichtung mit gleichzeitiger Niederfrequenzverstärkung. Für diesen Zweck besitzt die AF 7 besondere Bedeutung für kleine Empfangsgeräte, weil sie eine gute Gleichrichterverstärkung gibt. Praktisch wird fast ausschließlich Gittergleichrichtung in Betracht kommen, die wegen der guten Rückkopplungseigenschaften besonders zu empfehlen ist. In Verbindung mit der Hochleistungs-Endröhre AL 4 kann man unter Benutzung der einfachen und billigen Widerstandskopplung einen sehr leistungsfähigen Empfänger bauen.

Bei Widerstandskopplung beträgt der günstigste Außenwiderstand 0,2 bis 0,3 M Ω . Der Vorwiderstand in der Schirmgitterzuleitung muß entsprechend gewählt werden, damit die Schirmgitterspannung im Verhältnis zur Anodenspannung herabgesetzt wird. Von der Größe dieses Vorwiderstandes ist die an der Anode erzielbare höchste NF-Spannung abhängig. Sie beträgt z. B. bei einem Außenwiderstand von 0,2 M Ω und 250 V Anodenspannung etwa 15 V eff., wenn man den Schirmgitterwiderstand mit 0,5 M Ω wählt. Bei einem Schirmgitterwiderstand von 1 M Ω sinkt sie auf 10 V eff. Dafür wird die Verstärkung etwas größer. Praktisch bemißt man den Schirmgitter-Vorwiderstand mit Rücksicht auf günstigsten Rückkopplungseinsatz und geringe Brummstörungen.

Bei Gittergleichrichtung mit Widerstandskopplung (z. B. $R_1 = 0,2 \text{ M}\Omega$, $R_{g2} = 0,8 \text{ M}\Omega$) ist ein Aussteuerung der Endröhren AL 1, AL 4 und AL 5 möglich. Am Gitter der AF 7 sind dabei folgende HF-Spannungen (30% mod.) erforderlich:

AF 7
CF 7

AF 7	
1. Höchstwerte max.	
U_a	250 V
U_b	300 V
U_{g2}	125 V
N_n	1 W
N_{g2}	0,3 W
R_{g1}	1,5 M Ω
$U_{f/s}$	50 V
$R_{f/s}$	20 000 Ω
2. Norm. Betriebswerte	
U_f	4 V
I_f	0,65 A
bei U_a	250 V
und U_{g2}	100 V
U_{g1}	-2 V
I_a	3 mA
I_{g2}	1,1 mA
S	2,1 mA/ Λ
μ	4000
R_i	2 M Ω
R_k	500 Ω
R_{k1}	2-3000 Ω
3. Kapazitäten max.	
$C_{g/a}$	0.003 pF

* bei Widerstandskopplg. $R_a = 0,2 \text{ M}\Omega$

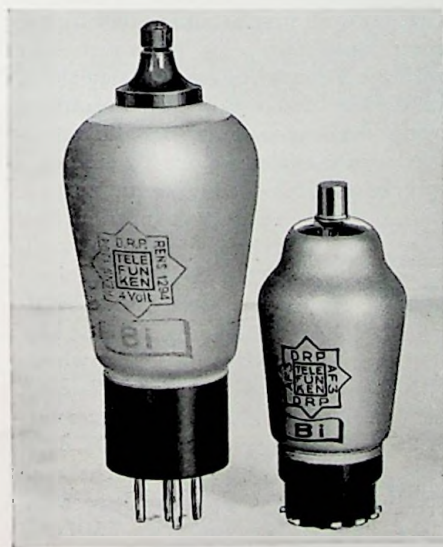


Bild 249. Vergleich zwischen der HF-Pentode AF 3 bzw. AF 7 und der Vorläufer-Type RENS 1294

CF 7	
1. Höchstwerte max.	
$U_{f/s}$	125 V
sonst wie AF7	
2. Norm. Betriebswerte	
U_f	13 V
I_f	200 mA
bei U_a	100 V
und U_{g2}	100 V
R_i	0,7 M Ω
sonst wie AF7	
3. Kapazitäten wie AF7	

AF 7
CF 7

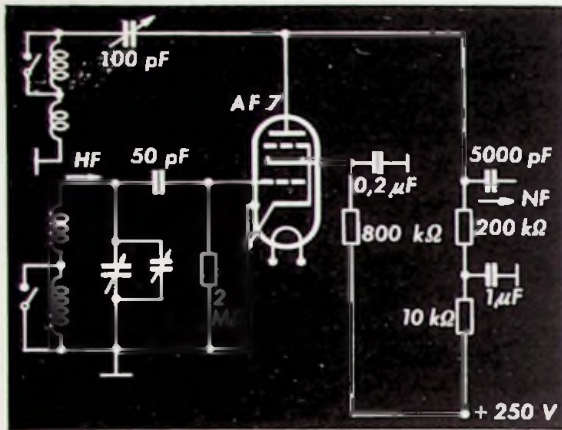


Bild 250. Schaltbeispiel für AF 7, Gittergleichrichtung mit Rückkopplung und NF-Widerstandskopplung

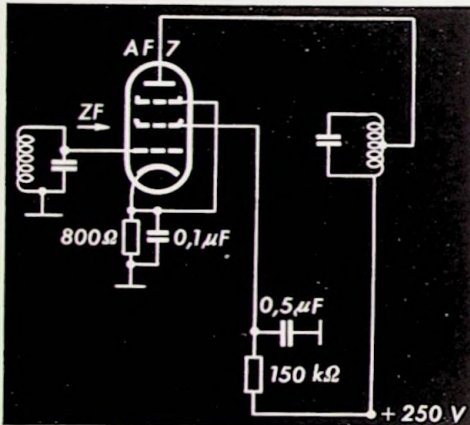


Bild 251. Schaltbeispiel für AF 7, ZF-Verstärkerstufe

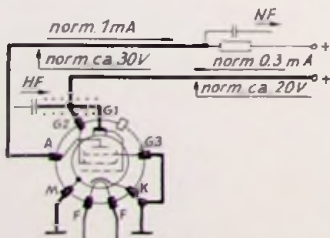


Bild 252. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten für Gittergleichrichtung

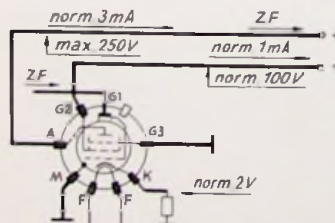


Bild 253. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten für Hochfrequenzverstärkung

zur vollen Aussteuerung
für AL 1 etwa 0,3 V eff. HF
für AL 4 etwa 0,2 V eff. HF
für AL 5 etwa 0,3 V eff. HF

für 50 mW Sprechleistung
für AL 1 etwa 80 mV eff. HF
für AL 4 etwa 40 mV eff. HF
für AL 5 etwa 60 mV eff. HF

Die Anodengleichrichtung dürfte wegen der auf Seite 27 angeführten Umstände im allgemeinen nicht in Betracht kommen. Drosselkopplung wird nur dann zulässig, wenn auf die Gleichrichterstufe eine schwächere Endröhre (z. B. AL 1) folgt. In Verbindung mit der AL 4 würde sich eine zu hohe Niederfrequenzverstärkung ergeben.

Transformatorkopplung ist wegen des hohen Innenwiderstandes der Pentode, der in Verbindung mit dem durch den Transformator erzielbaren kleinen Außenwiderstand eine ungleichmäßige Verstärkung ergibt, nicht möglich.

Bei Verwendung der CF 7 als Empfangsgleichrichter ist darauf zu achten, daß ein Heizfadeneende direkt mit dem Minuspol des Netzes verbunden wird (s. CY 1).

3. Niederfrequenzverstärkung. Die Verwendung der AF 7 als NF-Verstärker wird sich praktisch auf den Fall beschränken, daß hinter einer Duodiode eine Endröhre mit geringer Verstärkung auszusteuern ist. In diesem Fall muß man, besonders wenn man eine gute Schallplattenwiedergabe erzielen will, für eine entsprechende NF-Verstärkung sorgen.

Es ist jedoch in jedem Fall zu überlegen, ob man nicht mit einer Triode eine ausreichende NF-Verstärkung erhält. Der günstigste Außenwiderstand beträgt 0,2 MΩ, der Schirmgittervorwiderstand etwa 0,5 MΩ, dabei ergibt sich eine NF-Spannungsverstärkung von etwa 150fach.

Hexode / Sechspolröhre

Anwendung: A. Regelbare Mischstufe in Verbindung mit der Oszillatordröhre AC 2. B. Regelbare Hoch- und Zwischenfrequenzverstärkung. AH 1 für Wechselstromnetzempfänger; CH 1 für Allstrom- bzw. Autoempfänger.

Eigenschaften: Geringe Anheizzeit, kleine Heizleistung, vorzügliche Mischeigenschaften, besonders auch für Kurzwellen. Gute Regeleigenschaften. Schnell regelnde HF- oder ZF-Röhre bei großem Aussteuerungsbereich. Regelbereich: Als Mischröhre 1:300, als Regelröhre 1:1000 (Steilheitsänderung). Regelspannungsbedarf max. 20 V.

Aufbau: Indirekt geheizt. Schnellheizkathode mit bifilar gewickeltem Heizfaden, 4-Gitter-Verstärkungssystem; erstes Steuergitter G_1 als Regelgitter ausgebildet und an Kolbenkappe angeschlossen. Zweites und viertes Gitter (G_2, G_4) als Schirmgitter vorgesehen und an getrennte Sockelkontakte geführt. Drittes Gitter G_3 als zweites Steuergitter (Verteilungssteuerung) gebaut und an Sockelkontakt angeschlossen. Anode an Sockelkontakt A geführt. Sorgfältige Abschirmung. Glaskolben außen metallisiert. Metallisierung an besonderen Sockelkontakt M angeschlossen. Domkolben, Außenkontaktsockel (8 polig).

Vorläufertypen: RENS 1234 bzw. 1834 als Regelröhre, RENS 1224 bzw. 1824 als Mischröhre (nicht regelbar), beide Stiftsockel. Stark abweichende technische Daten.

Hinweise für die Verwendung: A. Verwendung als Mischröhre. Bei Verwendung der Hexode AH 1 als Mischröhre ist der Grundsatz der vollständigen Trennung zwischen Mischteil und Oszillatorteil am vollständigsten durchgeführt. Die Trennung des zweiten Steuergitters vom Steuergitter der Oszillatordröhre ermöglicht es, daß die Gitter-



Bild 254. Maßstab 1 : 2

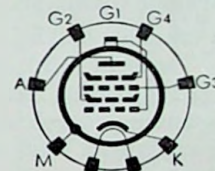


Bild 255. Sockelschaltung für AH 1/CH 1

AH 1

4 Volt ~ indirekt

CH 1

13 Volt ≈ 200 mA indirekt

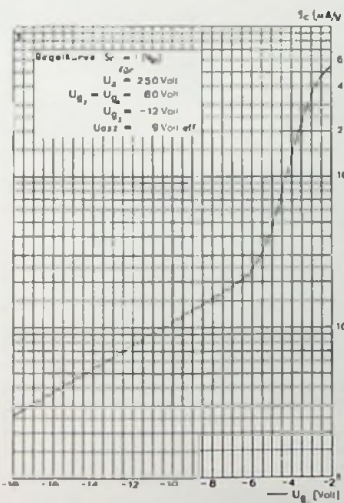
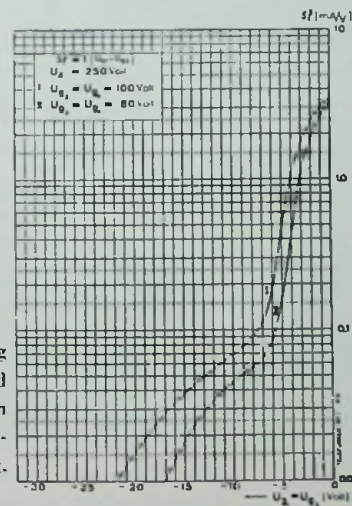


Bild 256. Zusammenhang zwischen Mischsteilheit (S_c) und Vorspannung des HF-Steuergritters U_{g1} (für regelbare Mischverstärkung)

Bild 257. Zusammenhang zwischen Steilheit (S) und Vorspannung der beiden Steuergitter (für regelbare HF-Verstärkung.

$$U_{g_1} = U_{g_3}$$



AH 1
CH 1

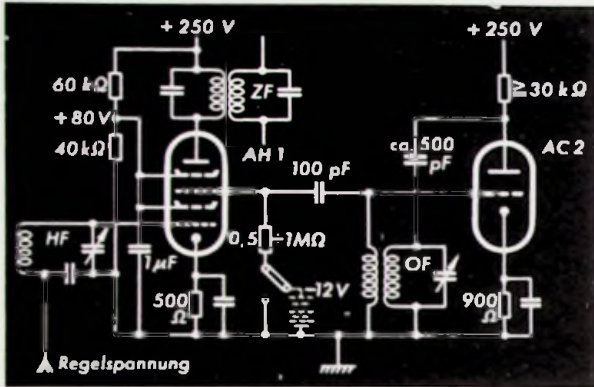


Bild 258. Prinzipschaltbild für AH 1 und AC 2 für Mischverstärkung (AH 1) und Schwingungserzeugung (AC 2)

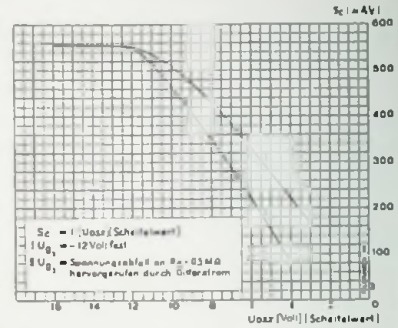


Bild 259. Abhängigkeit der Mischsteilheit (S_c) vom Scheitelwert der Oszillatorspannung (U_{osz})

widerstände für diese beiden Gitter getrennt, und zwar den verschiedenartigen Bedingungen am besten angepaßt werden können. Dadurch ist ein äußerst sicheres Arbeiten, insbesondere auch auf dem Kurzwellengebiet gewährleistet. Gegenseitig störende Einflüsse, die zur Frequenzabweichung führen können, sind damit weitgehend unterbunden. Bild 259 zeigt die Abhängigkeit der Mischsteilheit von der am zweiten Steuergitter wirkenden Oszillatorspannung.

Man erkennt, daß bei einer Oszillatorspannung von 9 V eine Mischsteilheit von etwa 0,55 mA/V erreicht wird, die auch bei größeren Oszillatoramplituden nicht mehr zunimmt. Kurve I gilt für feste Vorspannung, während Kurve II für den Fall gilt, daß die Vorspannung durch den Ableitwiderstand 0,5 bis 1 MΩ automatisch erzeugt wird. Da man am langen Ende des Kurzwellenbereiches nur Oszillatoramplituden von etwa 6—8 V



Bild 260. Jede Röhre wird bei der Herstellung auf Klingsicherheit untersucht

CH 1	
1. Höchstwerte max.	
$U_{f/s}$	125 V
sonst wie AH1	
2. Norm. Betriebswerte	
U_f	13 V
I_f	200 mA
bei U_a	200 100 V
und U_{g2}	100 100 V
und U_{g2}	50 50 V
$U_{g1} = U_{g2}$	-2 -2 V
I_a	4 4 mA
$I_{g2} + I_{g4}$	1,1 1,1 mA
S^*	2 2 mA/V
S_c^{**}	0,55 0,55 mA/V
R_i	2 1.5 MΩ
3. Max. Regelwerte	
wie AH1	
4. Kapazitäten	
wie AH1	

* bei HF-Verstärkung
** bei Mischverstärkung
Oszillatorspg. $U_{osz} = 9$ V eff.

AH 1 CH 1

erzielen kann, so ist es vorteilhaft, wenn man bei Kurzwellenschaltung für das zweite Steuergitter der Hexode eine feste Vorspannung wählt, weil dann die Mischsteilheit bei gleicher Oszillatorspannung um 50% höher wird.

Bild 256 zeigt den Verlauf der Mischsteilheit in Abhängigkeit von der Regelspannung am ersten Gitter und läßt bei einer Gitterspannungsänderung von -2 auf -20 V eine Steilheitsänderung im Verhältnis von etwa 1:300 erkennen.

B. Verwendung als Regelröhre. Die Hexode AH 1 ist besonders als schnell regelnde HF- oder ZF-Verstärkerröhre vorzüglich geeignet. Sie wird besonders als Eingangsröhre eines Geradeempfängers verwendet, bei dem man mit einer geringen Regelspannung eine gute und schnelle Verstärkungsregelung erreichen will. Als ZF-Röhre im Überlagerungsempfänger ist es im allgemeinen nicht zweckmäßig, eine Hexode vor dem Gleichrichter zu verwenden, weil diese Stufe nur beschränkt geregelt werden darf (s. Seite 39). Bei der Röhre AH 1 ist es auch nicht mehr wie bei der RENS 1234 notwendig, dem zweiten Gitter nur die halbe Regelspannung zu geben. Man kann vielmehr beide Gitter mit der gleichen Regelspannung versorgen. Diese im Interesse eines vereinfachten Schaltungsaufbaues liegende Verbesserung wurde durch eine günstigere Ausbildung der Kennlinie erzielt. Die Verstärkungsregelung geht äußerst rasch vor sich. So kann man z. B., wie aus Bild 257 zu ersehen ist, bei einer Schirmgitterspannung von 80 V die Steilheit im Verhältnis 1:200 durch eine Gittervorspannungsänderung auf -15 V herabsetzen. Wählt man die Schirmgitterspannung mit 100 V (Kurve I), so benötigt man wohl etwas größere Regelspannung, erzielt dadurch aber bei gleicher zugelassener Verzerrung einen etwas größeren Aussteuerbereich.

Die Hexode CH 1 kann in gleicher Weise verwendet werden wie die entsprechende Wechselstromtype AH 1. Bei 200 V Betriebsspannung setzt man, insbesondere wenn ein Anschluß des Gerätes auf 110-Volt-Netze in Betracht kommt, die Betriebsspannung des zweiten Schirmgitters (U_{g4}) zur Erhöhung des Innenwiderstandes auf 50 V herab. Das erste Schirmgitter erhält eine Spannung von 100 V (U_{g2}), um eine ausreichende Verstärkung sicherzustellen.

AH 1	
1. Höchstwerte max.	
U_a	303 V
$U_{g2} = U_{g4}$	125 V
N_a	1,5 W
$N_{g2} + N_{g4}$	0,5 W
$R_{g1,3}$ je	2,5 M Ω
$U_{f/s}$	50 V
$R_{f/s}$	5000 Ω
2. Norm. Betriebswerte	
U_f	4 V
I_f	0,65 A
bei U_a	250 V
und $U_{g2} = U_{g4}$	80 V
$U_{g1} = U_{g3}$	-2 V
I_a	3 mA
$I_{g2} + I_{g4}$	1,1 mA
S^*	1,8 mA/V
$S_{c^{**}}$	0,55 mA/V
R_i	2 M Ω
R_k	500 Ω
3. Max. Regelwerte	
bei $U_{g1} = U_{g3}$	-20 V
I_a	0,015 mA
S	0,002 mA/V
R_i	10 M Ω
4. Kapazitäten max.	
$C_{g/a}$	0,003 pF
$C_{g1/3}$	0,25 pF

- bei HF-Verstärkg.
- bei Mischverstkg. Oszillatorspg.
- $U_{osc} = 9$ V eff.

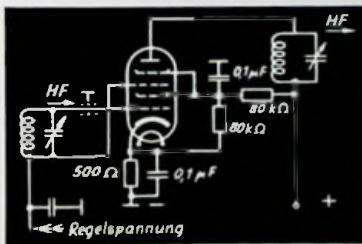


Bild 261. Schaltbeispiel für Hochfrequenz-Regelstufen mit AH 1 od. CH 1

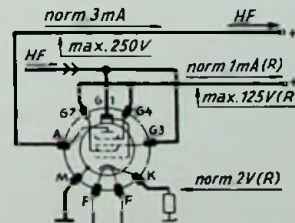


Bild 262. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten für Hochfrequenzverstärkung

AK 2

4 Volt ~ indirekt

CK 1

13 Volt \approx 200 mA
indirekt



Bild 263. Maßstab 1 : 2

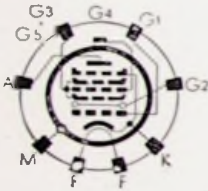


Bild 264a. Sockelschalt. d. AK 2

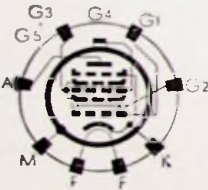


Bild 264b. Sockelschalt. d. CK 1

Oktode / Achtpolröhre

Anwendung: Regelbare Mischröhre für Überlagerungsempfänger mit gleichzeitiger Erzeugung der Hilfsschwingung. AK 2 für Wechselstromnetzempfänger; CK 1 für Allstrom- bzw. Autoempfänger.

Eigenschaften: Kleiner Platzbedarf, geringe Anheizzeit, Heizleistungsersparnis. Gute Mischeigenschaften in erster Linie im Rundfunkwellenbereich. Regelfähigkeit 1:300 (Steilheitsänderung). Weitgehende Unabhängigkeit von der Oszillatoramplitude. Regelspannungsbedarf max. 25 V.

Aufbau: Indirekt geheizt. Schnellheizkathode mit bifilar gewickeltem Heizfaden. 6-Gitter-Mischverstärkersystem; die Oktode besteht aus zwei durch den gemeinsamen Elektronenstrom gekoppelten übereinander aufgebauten Systemen.

1. Eingitterverstärkersystem: Steuergitter G_1 und Hilfsanode G_2 (zwei Stäbchen, die nur einen kleinen Teil der Elektronenbahn bedecken) bilden den Oszillatorteil. G_1 und G_2 an gesonderte Sockelkontakte geführt.

2. Schirmgitter G_3 bildet die Abschirmung zwischen beiden Systemen, mit Schirmgitter G_5 im Innern der Röhre fest verbunden.

3. 3-Gitter-Mischsystem: HF-Steuergitter G_4 als Regelgitter ausgebildet und an Kolbenkappe angeschlossen (erzeugt durch negative Vorspannung scheinbare Kathode zwischen G_3 und G_4). Schirmgitter G_5 mit G_3 im Innern der Röhre verbunden und an gemeinsamen Sockelkontakt geführt. Bremsgitter G_6 im Innern der Röhre mit Kathode direkt verbunden. Anode an Sockelkontakt A angeschlossen. Kolben außen metallisiert. Metallisierung an besonderen Sockelkontakt M geführt. Domkolben, Außenkontaktsockel (8polig).

Vorläufertypen: AK 1 für AK 2 (Stiftsockel) fast gleiche technische Daten. CK 1 ist eine Paralleltypen zu AK 2.

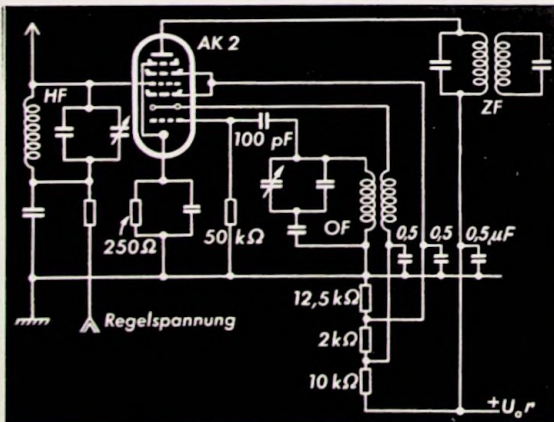


Bild 265. Prinzipschaltbild für AK 2/CK 1

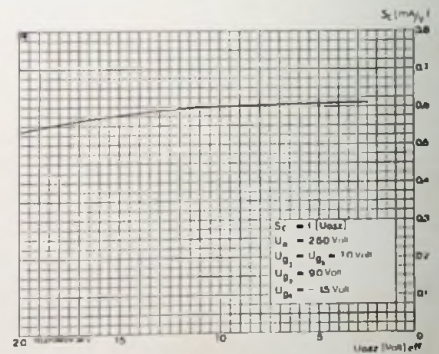


Bild 266.

Zusammenhang zwischen Mischteilheit (S_c) und Effektivwert der Oszillatorspannung (U_{osz})

Hinweise für die Verwendung: Die Oktode AK 2 ermöglicht eine Erzeugung der Hilfschwingung, deren Mischung mit der Empfangswelle, und eine gleichzeitige Verstärkungsregelung, bietet also grundsätzlich die gleichen Möglichkeiten wie ACH 1 bzw. AH 1 + AC 2. Gitter G_1 und Hilfsanode G_2 bilden ein Triodensystem, das in Verbindung mit dem äußeren Oszillatorkreis in gleicher Weise wie bei getrennter Oszillatortröhre die Hilfsschwingung erzeugt. Die HF-Schwingung wird dem vierten Gitter zugeführt, das gleichzeitig als Regelgitter ausgebildet ist und die Verstärkungsregelung mit Hilfe der vom Gleichrichter zugeführten Regelspannung ermöglicht. Dadurch, daß die Hilfsanode außerhalb der Hauptstrombahn liegt, wird eine Rückwirkung der Regelung auf den Oszillatorkreis weitgehend vermieden, so daß diese Röhre im Rundfunkbereich gleichfalls geringe Frequenzverfälschungen zeigt. Im Kurzwellenbereich ist es allerdings zweckmäßig, auf die Schwundregelung zu verzichten. Man kann auch der Hilfsanode die gleiche Spannung von 70 V geben, wenn man das Gerät nur für den Rundfunkbereich baut. Für Kurzwellen ist es dagegen besser, diese Spannung auf 90 V zu erhöhen, um eine ausreichende Oszillatoramplitude zu bekommen.

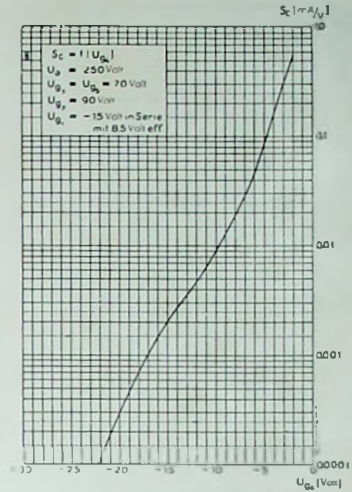


Bild 267. Zusammenhang zwischen Mischsteilheit und Vorspannung des HF-Steuergritters (U_{g1})

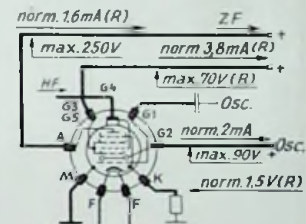


Bild 268. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten für AK 2

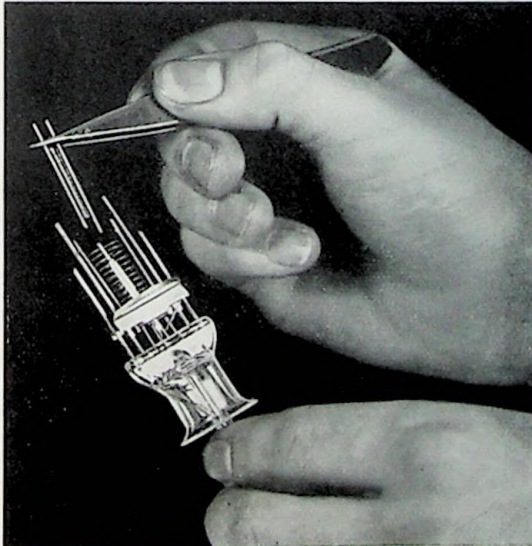


Bild 269.

Einsetzen der feinen Gitterspiralen mit Pinzette

CK 1	
1. Höchstwerte max.	
R_{g4}	2 M Ω
$U_{f/s}$	125 V
sonst wie AK 2	
2. Norm. Betriebswerte	
U_f	13 V
I_f	200 mA
bei U_a	200 100 V
und $U_{g3}=U_{g5}$	90 70 V
und U_{g2}	70 70 V
S_c	0,55 mA/V
R_i	1 M Ω
sonst wie AK 2	
3. Max. Regelwerte wie AK 2	
4. Kapazitäten wie AK 2	

AK 2
CK 1

AK 2	
1. Höchstwerte max.	
U_a	300 V
U_{g2}	90 V
$U_{g3} = U_{g5}$	70 V
N_a	0,5 W
N_{g2}	0,3 W
$N_{g3} + N_{g5}$	0,5 W
R_{g1}	0,1 M Ω
R_{g4}	2,5 M Ω
$U_{f/s}$	50 V
$R_{f/s}$	5000 Ω
2. Norm. Betriebswerte	
U_f	4 V
I_f	0,65 A
bei U_a	250 V
und U_{g2}	90 V
und $U_{g3} = U_{g5}$	70 V
U_{g1}	-1,5 V
U_{g4}	-1,5 V
I_a	1,6 mA
$I_{g3} + I_{g5}$	3,8 mA
I_{g2}	2 mA
S_c	0,6 mA/V
R_i	1,6 M Ω
R_k	200 Ω
3. Max. Regelwerte	
U_{g4}	-25 V
I_a	0,01 mA
S_c	0,002 mA/V
R_i	10 M Ω
4. Kapazitäten max.	
$C_{g4/a}$	0,06 pF
$C_{g1/4}$	0,35 pF
$C_{g2/4}$	0,25 pF

Bild 270. 20 bis 40 Schweißstellen sind bei jeder Röhre vorhanden und geben dem Systemaufbau sicheren Halt

Die Verstimmung beim Regelvorgang kommt bei der Oktode dadurch zustande, daß sich der Innenwiderstand $G_2 - K$ durch die Verschiebung der Gittervorspannung U_{g4} ändert. die den Stromverteilungsvorgang zwischen G_2 und G_3 beeinflusst. Dadurch ändert sich auch der Kreiswiderstand für den Oszillatorkreis und damit die Zwischenfrequenz. Praktisch macht sich dies jedoch erst im Kurzwellenbereich bemerkbar.

Bild 266 zeigt die Abhängigkeit der Mischsteilheit von der Oszillatorspannung. Man sieht, daß die Einhaltung der Oszillatorspannung nicht besonders kritisch ist.

Bild 267 läßt den Verlauf der Steilheitsänderung mit der Vorspannungsänderung des vierten Gitters erkennen. Mit einer Regelspannung von etwa 25 V läßt sich eine Steilheitsänderung von 1:300 erzielen. Die richtige Oszillatorspannung stellt man durch den Gittergleichstrom des Oszillatorteiles ein, der 150—200 μA betragen soll.

Für die Ck1 gelten die gleichen Überlegungen. Die Werte S_c und R_i der Tabelle gelten für eine Oszillatorspannung von 8,5 V eff.



Endpentode / Fünfpol-Endröhre

AL 4

4 Volt ~ indirekt

Anwendung: Hochleistungs-Endröhre mit 9 Watt max. zulässiger Anodenbelastung für Einfach- oder Gegentakt-schaltung.

Eigenschaften: Endröhre großer Sprechleistung (max. etwa 4,3 Watt) und großer Eigenverstärkung. Geringe Anheizzeit, kleiner Gitterwechselspannungsbedarf. Trotz indirekter Heizung sehr kleine Verzerrungen bei kleiner Lautstärke (Vorteil der Ovalekathode).

Aufbau: Indirekt geheizt. Schnellheiz-Oval-Kathode mit bifilar gewickeltem Heizfaden. 3-Gitter-Verstärkersystem; Steuergitter G_1 und Schutzgitter G_2 an Sockelkontakte geführt. Bremsgitter G_3 im Innern der Röhre direkt mit der Kathode verbunden. Geschwärtzte Anode an Sockelkontakt A geführt. Bremsgitter an den Enden mit Abschirmwicklungen versehen (Schutz gegen Streuelektroden), Glaskolben innen geschwärzt. Domkolben, Außenkontaktsockel (8 polig). Z. T. mit Strahlblechen an Stelle des Bremsgitters (s. AL 5).

Vorläufertypen: AL 2 (kleinere Leistung und geringere Eigenverstärkung), stark abweichende technische Daten.

Hinweise für die Verwendung: Die Endröhre AL 4 stellt einen wesentlichen Fortschritt gegenüber den Röhren AL 1, AL 2 dar. Dieser wurde in erster Linie durch die große Steilheit erzielt, die allerdings mit einer etwas höheren Heizleistung erkauft werden mußte (7 W). Im übrigen kann die Verwendung der älteren Typen RES 964, AL 1 und AL 2 keinerlei Vorteile bieten.

Durch die große Steilheit ist die AL 4 bedeutend empfindlicher und gibt eine wesentlich größere Spannungsverstärkung in der Endstufe. Es ist auf diese Weise z. B. ohne Schwierigkeit möglich, von der Diode aus direkt die Endstufe voll auszusteuern, ohne die vorgeschaltete ZF-Röhre zu übersteuern.

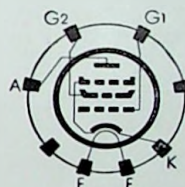
Für Gegentakt-AB-Schaltung mit 2 Röhren AL 4 sind auf S. 51 Kurven dargestellt, aus denen die günstigsten Betriebswerte entnommen werden können.

Durch Verbindung des Schirmgitters mit der Anode ist es möglich, die Röhre AL 4 als indirekt geheizte Triode zu verwenden. Dabei kann man entweder mit Rücksicht auf möglichst guten Wirkungsgrad oder mit Rücksicht auf möglichst günstige Verstärkung arbeiten. Im ersten Falle wählt man bei einer Anodenspannung von $U_a = 250$ Volt und einem Anodenstrom $I_a = 20$ mA einen Außenwiderstand von $R_a = 7000 \Omega$ und erzielt dabei eine Sprechleistung von ca. 1,2 Watt bei einem Klirrfaktor von etwa 7%. Im zweiten Falle erreicht man bei $I_a = 36$ mA und $R_a = 3000 \Omega$ eine Sprechleistung von etwa 1,2 Watt bei einem Klirrfaktor von etwa 6%. Im ersten Fall sind zur Aussteuerung 5,5 V eff. Gitterwechselspannung, im zweiten Fall nur 4,5 V eff. nötig.

Bei voller Aussteuerung der AL 4, die mit 3,6 V eff. Gitterwechselspannung möglich ist, ergibt sich eine Sprechleistung von 4,3 Watt an der Anode, die auch zur Anwendung von Entzerrungsschaltungen ausreicht und in jedem Fall eine hohe Leistungsreserve zur einwandfreien Wiedergabe der Lautstärkespitzen sichert. Ein Gittergleichrichter wird zur vollen Aussteuerung der AL 4 stets ausreichen und im verzerrungsarmen Bereich der Richtkurve arbeiten.



Bild 271. Maßstab 1 : 2

Bild 272.
Sockelschaltung
für AL 4

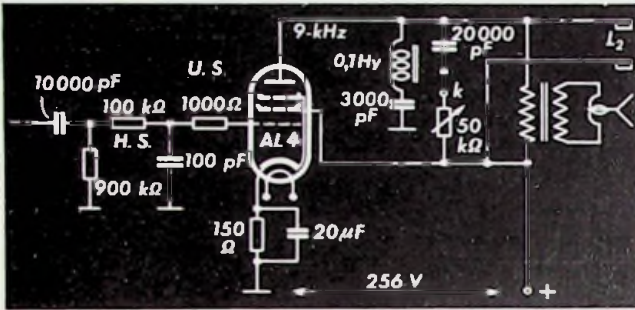


Bild 273. Schaltbeispiel für AL 4, Endstufe mit dyn. Lautsprecher, Klangblende (k), 9 kHz-Sperre, Anschluß für zweiten Lautsprecher (L₂), HF-Siebung (HS) und Ultrakurzwellen-Siebung (US)

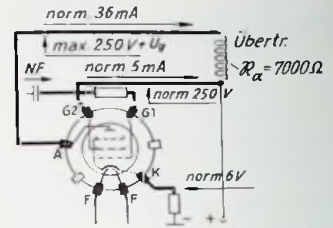
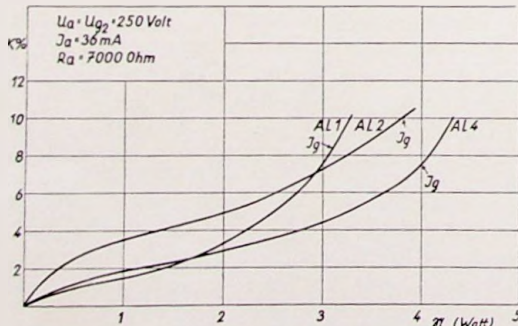


Bild 274. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten für AL 4

1. Höchstwerte max.	
U _a	250 V
U _{g2}	260 V
N _a	9 W
N _{g2}	1,5 W
R _{g1}	1 MΩ
U _{f/s}	50 V
R _{f/s}	5 000 Ω
2. Norm. Betriebswerte	
U _f	4 V
I _f	1,75 A
bei U _a	250 V
u. U _{g2}	250 V
U _{g1}	-6 V
I _a	36 mA
I _{g2}	5 mA
S	9,5 mA/V
R _i	50 000 Ω
R _k	150 Ω
R _a	7 000 Ω
g _{l*}	4,3 W
U _{g1 eff.}	3,6 V eff.
U _{g2 eff.}	0,33 V eff.

* bei 10% Klirrfaktor



Legt man besonderen Wert auf den Bau eines Empfängers mit geringem Stromverbrauch, so wird man zweckmäßig auf die RES 164 zurückgreifen (kleinere Sprechleistung und geringere Verstärkung s. Seite 205).

Spezialtype: AL 4 375 U_a max = 375 V,
U_{g2} max = 250 V, N_a max = 9 W

Bild 275. Gegenüberstellung der Klirrfaktor-Kurven der drei Endröhren AL 1, AL 2 u. AL 4

Endpentode / Fünfpol-Endröhre

AL 5

4 Volt ~ indirekt

Anwendung: Hochleistungs-Endröhre mit 18 Watt max. zulässiger Anodenbelastung für Einfach- oder Gegentakt-schaltung (für Spezialzwecke).

Eigenschaften: Endröhre größter Sprechleistung (max. etwa 8,8 Watt) bei guter Eigenverstärkung. Der hohe Anodenstrom erfordert u. U. besonders leistungsfähige Gleichrichterröhre (RGN 2004).

Aufbau: Indirekt geheizt. Schnellheiz-Oval-Kathode mit bifilar gewickeltem Heizfaden. 3-Gitter-Verstärkersystem; Steuergitter G_1 und Schutzgitter G_2 an Sockelkontakte geführt. Strahlbleche zur Elektronenbündelung (s. S. 19) an Stelle des üblichen Bremsgitters G_3 , im Innern der Röhre fest mit der Kathode verbunden. Geschwärtzte Maschenanode an Sockelkontakt A angeschlossen. Glaskolben innen geschwärzt. Domkolben, Außenkontaktsockel (8polig).



Bild 276. Maßstab 1 : 2

Vorläufertypen: AL 2 (kleinere Leistung), stark abweichende technische Daten, bzw. AL 4 (kleinere Leistung — höhere Steilheit).

Hinweise für die Verwendung: Die Endröhre AL 5 stellt eine Spezialröhre für solche Empfangsgeräte dar, von denen eine besonders hohe Lautstärke verlangt wird oder bei denen man von Entzerrungsschaltungen Gebrauch machen will. Man kann mit dieser Röhre von allen Endröhren die größte Sprechleistung erzielen.

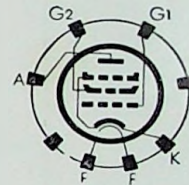


Bild 277. Sockelschaltung

Besondere konstruktive Maßnahmen ermöglichen es, die Wärmeverluste bei der AL 5 herabzudrücken, so daß das System trotz der hohen Leistung im gleichen Kolben wie die AL 4 untergebracht werden konnte. Durch die Verwendung der Ovalkathode ist der Heizungsbedarf verhältnismäßig klein (s. S. 15). Die Stromaufnahme des Schutzgitters wurde durch konstruktive Maßnahmen klein gehalten.

Spezialtypen AL 5:

AL 5/375 U_a max. = 375 V,
 U_{K_2} max. = 275 V,
 N_a max. = 18 W,

AL 5/325 U_a max. = U_{g_2} max. = 325 V,
 N_a max. = 18 W



Anodenspg. Heizstrom Heizspg. Gitterstrom Anodenstrom
 Schirmgitterspg. Gittervorspg. Isolationsstr. Vakuump. Schirmgitterstrom

Bild 278. Jede einzelne Röhre wird bei der Herstellung auf 10 bis 20 verschiedene elektrische Eigenschaften geprüft

AL 5

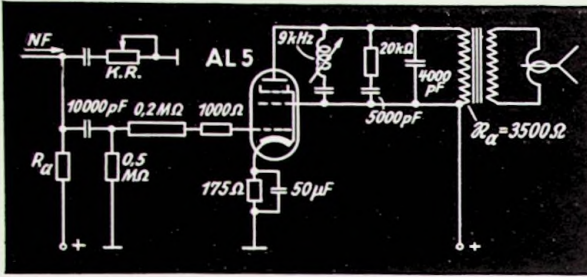


Bild 279. Schaltbeispiel für AL 5 mit dynamischem Lautsprecher, 9 kHz-Sperre, Klangblende (K. R.), HF-Siebung und UKW-Siebung und Pentoden-Ausgleichsschaltung (20 kΩ, 5000 pF)

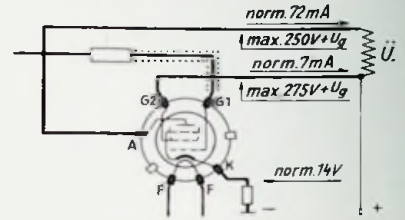


Bild 280. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten für AL 5

1. Höchstwerte max.	
U _a	250 V
U _{g2}	275 V
N _a	18 W
N _{g2}	2 W
R _{g1}	0,7 MΩ
U _{f/s}	50 V
R _{f/s}	5000 Ω
2. Norm. Betriebswerte	
U _f	4 V
I _f	2 A
bei U _a 250 V und U _{g2} 275 V	
U _{g1}	-14 V
I _a	72 mA
I _{g2}	7 mA
S	8,5 mA/V
R _i	22 kΩ
R _k	175 Ω
R _a	3,5 kΩ
Q*	8,8 W
U _{g1} eff.	9 V eff.
U _{g1} eff.	0,5 V eff.

* bei 10 % Klirrfaktor

Durch ihre verhältnismäßig hohe Steilheit besitzt sie auch eine gute Eigenverstärkung, so daß zur Aussteuerung eine verhältnismäßig geringe Gitterwechselspannung ausreicht. In kleineren Empfangsgeräten stellt diese Röhre keine besonderen Ansprüche an den Netzteil des Empfängers, so daß normale Transformatoren und Gleichrichterröhren verwendet werden können. Bei größeren Geräten bzw. bei Gegentaktsschaltung ist die Verwendung einer stärkeren Gleichrichterröhre (RGN 2004) notwendig. Die Schutzgitterspannung ist von vornherein mit 275 V festgelegt, so daß man bei einem Spannungsabfall im Übertrager von max. 25 V ohne besonderen Aufwand an Schaltmitteln mit einer Anodenspannung von 250 V arbeiten kann.

Bei Gegentaktsschaltung ist es zweckmäßig, die AL 5 aus den auf S. 51 angegebenen Gründen in AB-Schaltung zu verwenden. Bei normaler Betriebsspannung empfiehlt sich dabei folgende Dimensionierung:

U_g = 250 Volt, U_g = 275 Volt, I_a = 2 · 58 mA, R_k = 240 Ω pro Röhre, R_a = 4500 Ω (von Anode zu Anode). Dabei ergibt sich eine Sprechleistung von etwa 20 Watt bei 5 % Klirrfaktor.

Eine noch höhere Leistung läßt sich durch Verwendung der für höhere Betriebsspannungen geprüften Spezialröhre AL 5/325 erzielen. Die günstigste Schaltung ist dabei:

U_a = 300 Volt, U_{g2} = 325 Volt, I_a = 2 · 60 mA, R_k = 2 · 300 Ω, R_a = 4000 Ω (von Anode zu Anode). Dabei beträgt die erzielbare Sprechleistung ca. 25 Watt bei etwa 2 % Klirrfaktor.

Die AL 5 kann ebenso wie die AL 4 als indirekt geheizte Triode verwendet werden, indem man das Schutzgitter mit der Anode verbindet. Dabei können folgende Betriebsverhältnisse gewählt werden:

U_a = 250 Volt, I_a = 40 mA, R_a = 3500 Ω. Die erzielbare Sprechleistung beträgt dabei etwa 2,1 Watt bei ca. 5 % Klirrfaktor und einem Gitterwechselspannungsbedarf von fast 12 V eff.

Abstimm-Anzeigeröhre mit Triode (Verbundröhre)

Anwendung: Abstimmanzeige in größeren Empfängern. Getrennte NF-Verstärkung durch eingebautes Triodensystem. Type AM 2 für Wechselstromnetzempfänger (4-V-Heizung), Type C/EM 2 für Allstrom- und Autoempfänger (Heizung: 200 mA — 6,3 Volt).

Eigenschaften: Sichtbarmachung der Senderabstimmung durch Leuchtwinkel. Leistungslose Steuerung in Abhängigkeit von der Trägerwelle mit trägheitsloser Anzeige. Getrennte Verwendungsmöglichkeiten für das Triodensystem.

Aufbau: Indirekt geheizt. Schnellheizkathode mit bifilar gewickeltem Heizfaden. Über der gemeinsamen Kathode sind zwei Systeme aufgebaut:

1. Eingitterverstärkersystem (Triodenteil); Steuergitter G_1 und Anode A an Sockelkontakte geführt. Haltestege der Anode führen als Steuerstege in das Anzeigesystem.
2. Anzeigesystem; Anzeigegitter G_L und Leuchtschirm L an Sockelkontakte angeschlossen. Steuerstege mit der Anode des Triodenteiles verbunden. Abschirmkappe zur Abdeckung des Anzeige-Steuersystems von oben, elektrisch mit dem Leuchtschirm verbunden. Oberes System freitragend montiert, beide Systeme mechanisch verbunden, unteres System doppelt gehalten. Außenkontaktsockel (8 polig).

Hinweise für die Verwendung: Die Abstimm-Anzeigeröhre kann entweder zur ausschließlichen Abstimmanzeige oder zur Abstimmanzeige in Verbindung mit einer gleichzeitigen getrennten NF-Verstärkung verwendet werden. Außerdem ist ihre Verwendungsmöglichkeit zur Abgleichanzeige in Brückenschaltungen bemerkenswert. Für die Steuerung des Leuchtwinkels bieten sich zwei Möglichkeiten.

Die Steuerung über das Anzeigegitter kann direkt mit verhältnismäßig kleinen Spannungen erfolgen, während die Beeinflussung der Leuchtwinkel durch die Steuerstege indirekt über den Triodenteil zustande kommt, dessen Gitter eine entsprechende Steuerspannung erhalten muß. Bei der Festlegung der Steuerspannung für die beiden Gitter (s. a. S. 59), ist grundsätzlich zu berücksichtigen, daß dem Steuergitter des Triodenteils eine negativ gerichtete Spannung, dem Steuergitter des Anzeigeteils dagegen eine positiv gerichtete Spannung zugeführt werden muß, wenn die Leuchtwinkel größer werden sollen. Für das Steuergitter des Triodenteils kann man daher in einfacher Weise die am HF-Gleichrichter zur Verfügung stehende Regelspannung benutzen. Eine Steuerspannung für das Anzeigegitter muß dagegen auf indirektem Wege gewonnen werden. Sie muß an einem Punkt abgegriffen werden, dessen Spannung sich mit zunehmender Regelung in positiver Richtung verschiebt. Dies ist z. B. der Fall am Querwiderstand des Schirmgitterspannungsteilers bzw.

AM 2

4 Volt ~ indirekt

C/EM 2

6,3 Volt \approx 200 mA
indirekt



Bild 281. Maßstab 1 : 2

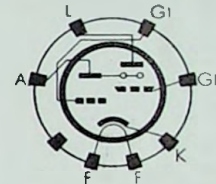


Bild 282. Sockelschaltung für AM 2, C/EM 2

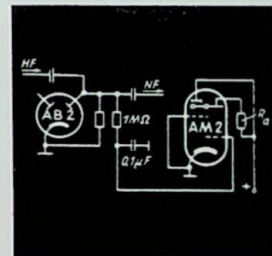


Bild 283. Schaltbeispiel mit einfacher Steuerung (U_{G1})

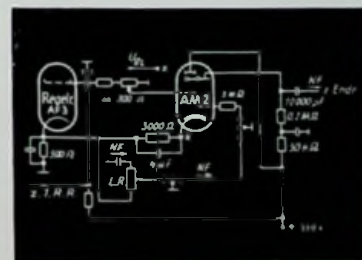


Bild 284. Schaltbeispiel mit getrennter NF-Verstärkung

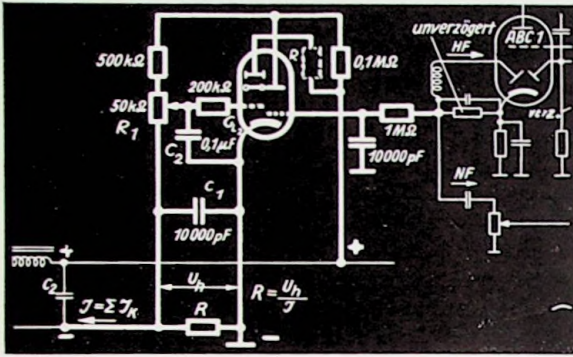


Bild 285. Schaltbeispiel für Doppelsteuerung mit Hilfsspannung U_h

am Kathodenwiderstand einer Regelröhre oder an einem parallel zur Anode der Abstimmröhre liegenden Widerstand. Außerdem ist es notwendig, dem Anzeigegitter eine entsprechende negative Grundspannung zu geben, mit der die Dunkelstellung der Leuchtwinkel festgelegt wird. Diese Hilfsspannung gewinnt man, wie die folgenden Schaltungen zeigen, entweder an einem Kathodenwiderstand oder an einem in die Minus-Anodenzuleitung eingeschalteten Hilfswiderstand.

Über die Größe der notwendigen Steuerspannungen geben die Kennlinien (Bild 286) Aufschluß. Man ersieht daraus, daß das Anzeigegitter bei einer Leuchtschirmspannung von 250 Volt zur vollen Aussteuerung eine Spannungsänderung von -6 auf $+3$ Volt benötigt. Dabei ändern sich die Leuchtwinkel unter der Voraussetzung, daß die Anodenspannung mit 250 Volt unverändert bleibt, von 5 auf ca. 160 Grad. Wenn man die Steuerstege zur Regelung mit heranzieht, d. h. die Anodenspannung ebenfalls durch eine Steuerspannung am Triodengitter verändert, dann erreicht man die gleiche Winkeländerung mit einer wesentlich kleineren Steuerspannung. Um die Änderung der Anodenspannung in Abhängigkeit von der für das Steuergitter des Triodenteils zur Verfügung stehenden Regelspannung zu ermitteln, zeichnet man sich in das I_a-U_a -Kennlinienfeld des Triodenteils (s. Abschnitt XII) die Widerstandsgerade des wirksamen Außenwiderstandes R_a ein und kann aus den Schnittpunkten mit den Gitterspannungslinien die entsprechenden Anodenspannungsänderungen ermitteln (s. Seite 92). Mit Hilfe dieser beiden Spannungsänderungen kann man dann aus Bild 286 die erzielbare Winkeländerung feststellen.

Bild 283 bis Bild 285 geben einige Schaltbeispiele für die Verwendung der Abstimmanzeigeröhre. In Bild 283 erfolgt die Steuerung nur über das Steuergitter des Triodenteils. Der Außenwiderstand wird zweckmäßig zwischen 50 und 100 k Ω gewählt. Das Anzeigegitter ist mit der Kathode fest verbunden. Die Steuerspannung wird an der Dioden-Gleichrichterstrecke abgenommen. Man kann die Empfindlichkeit der Anzeige noch dadurch etwas verbessern, daß man der Ab-

Anzeigeteil	
1. Höchstwerte	
U_L max.	250 V
U_L min.	150 V
U_{gL} max.	+3 V
R_{gr} max.	2,5 M Ω
2. Norm. Betriebswerte s. Kurven Bild 286	

Triodenteil	
1. Höchstwerte max.	
U_a	250 V
U_b	300 V
N_a	1,5 W
R_{g1}	2,5 M Ω
$U_{f/s}$ (AM2)	50 V
$U_{f/s}$ (C/EM2)	125 M Ω
$R_{f/s}$	20 000 Ω
2. Norm. Betriebswerte	

AM2		C/EM2	
U_f	4 V	U_f	6,3 V
I_f	320 mA	I_f	200 mA
bei U_a 250 200 V			
U_{g1}	-3		-2 V
I_a	3		3 mA
S	1,8		1,8 mA/V
D	2,2		2,2 %
R_i	25		25 k Ω

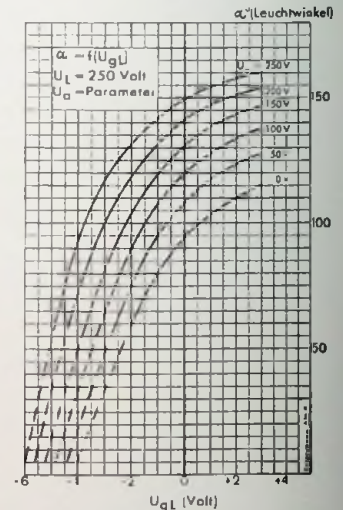


Bild 286. Zusammenhang zwischen Leuchtwinkel (α) und Spannung des Anzeigegitters (U_{gL}) bei verschiedenen Anodenspannungen (U_a)

stimmanzeigeröhre einen Kathodenwiderstand gibt, dessen Größe so gewählt wird, daß sich ein genügend kleiner Ausgangswinkel einstellt (ca. 5—10 kΩ). Mit zunehmender Steuerspannung wird dann der Spannungsabfall am Kathodenwiderstand kleiner und steuert die Leuchtinkel auch über das Anzeigegitter.

In Bild 284 ist eine Schaltung dargestellt, bei der der Triodenteil zur NF-Verstärkung benutzt wird. Die Anodenspannung bleibt dabei unverändert, die Steuerung erfolgt nur über das Anzeigegitter. Die Steuerspannung wird an einem Teil des Schirmgitterquerwiderstandes abgegriffen. Gleichzeitig verringert die mit der Regelung abnehmende Kathodenspannung der AF 3 die Grundvorspannung und trägt dadurch zur Steuerung bei. Eine besonders für nachträglichen Einbau geeignete Schaltung, bei der die Steuerung über beide Gitter erfolgt, ist in Bild 285 angegeben. Die Steuerspannung für das Triodengitter wird wieder am Gleichrichter abgenommen, während die Steuerspannung für das Anzeigegitter an einem parallel zur Anode liegenden Spannungsteiler abgegriffen wird. Die Spannung des Anzeigegitters läuft dadurch in positiver Richtung. Die oben erwähnte Hilfsspannung zur Einstellung des Dunkelwinkels gewinnt man an einem Widerstand R, der in der Minus-Anodenzuleitung liegt. Der Ausgangsleuchtinkel wird mit Hilfe des regelbaren Widerstandes R, eingestellt. Die Hilfsspannung soll mindestens 8 Volt betragen. Unter Zugrundelegung dieses Spannungswertes errechnet man mit Hilfe des durch den Widerstand fließenden Gesamtstromes den notwendigen Wert für R. Man kann natürlich auch größere Hilfsspannungen wählen, z. B. dadurch, daß man die Siebdrossel des Netzteiles in die Minusleitung legt und den an ihr entstehenden Spannungsabfall als Hilfsspannung benutzt. Bei der Abnahme der Steuerspannung für das Triodengitter ist darauf zu achten, daß man an der unverzögerten Gleichrichterstrecke abgreift, um zu vermeiden, daß die Anzeige bei schwachen Sendern durch die Verzögerungsspannung unterdrückt wird. Ist die Steuerspannung zu groß, so muß die Regelspannung unterteilt werden, z. B. im Verhältnis 1:2. In die Zuleitung zum Anzeigegitter legt man einen Widerstand (200 kΩ bei kleiner Hilfsspannung, 2 MΩ bei großer Hilfsspannung), der eine Überlastung des Anzeigegitters durch den bei positiver Spannung einsetzenden Gitterstrom verhindert. Die Siebung der Steuerspannung darf nicht zu stark sein, weil sonst eine zu langsame Einstellung zustande kommt.

An Stelle eines Kopfhörers kann man die AM 2 bzw. C/EM 2 zum Abgleich von Wechselmeßbrücken mit Vorteil verwenden (Bild 287). Die notwendige Schaltung (Bild 288) ist außerordentlich einfach und besitzt eine Empfindlichkeit von 1 mV pro Grad Leuchtinkeländerung. Die im Brückenweig auftretende Wechselspannung wird durch den Triodenteil verstärkt und über Kondensator C an das Anzeigegitter geführt. Der günstigste Arbeitspunkt wird mit Hilfe eines regelbaren Kathodenwiderstandes eingestellt. Bei abgeglichener Brücke sind die Leuchtinkel am kleinsten. Man arbeitet zweckmäßig mit einem Ausgangsleuchtwinkel von 80 bis 90°. Die angegebene Dimensionierung ist unbedingt einzuhalten. Als Brückenspannung kann Netzfrequenz (50 Hz) ca. 1 bis 4 Volt verwendet werden.

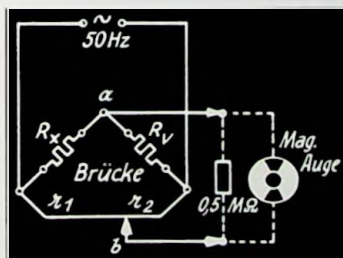


Bild 287. Prinzipschaltung bei Brückenabgleichanzeige

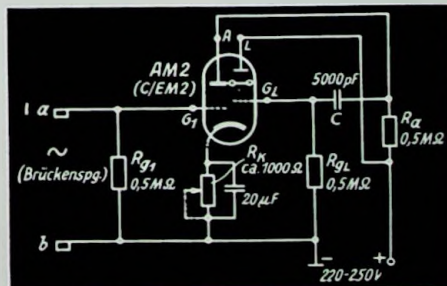


Bild 288. Schaltbild zu Bild 287

AZ 1

4 Volt ~ direkt

AZ 11

4 Volt ~ direkt

AZ 12

4 Volt ~ direkt



Bild 289. AZ 1 Maßstab 1 : 2



Bild 290a. Sockelschaltg. AZ 1

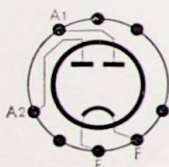


Bild 290 b. Sockelschaltung
AZ 11 u. AZ 12



Bild 291. AZ 11

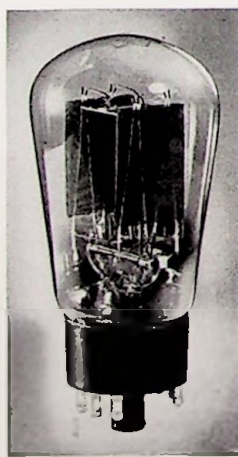


Bild 292. AZ 12

Maßstab 1 : 2

Zweiweggleichrichter

Anwendung: Gleichrichtung des Netzwechselstromes zur Erzeugung von Anodengleichspannung in Wechselstromnetzempfängern.

Eigenschaften: AZ 1 bzw. AZ 11, als Einheitstype praktisch für alle Empfänger mit einfacher Endstufe ausreichend, als Einweg- oder Zweiweggleichrichter verwendbar. AZ 12, Spezialröhre mit größerer Belastung, insbesondere für Empfänger mit Gegentaktendstufen. AZ 11 und AZ 12 sind speziell zur Verwendung in Verbindung mit den Röhren der „Harmonischen Serie“ vorgesehen (neue Sockelung).

Aufbau: Direkt geheizt. Nickelband. Zwei Einwegsysteme mit in Reihe geschalteten Heizfäden. Anoden an getrennte Sockelkontakte A_1 und A_2 angeschlossen. AZ 1 mit Außenkontaktsockel (8polig); AZ 11 und AZ 12 mit neuem 8poligen Stiftsockel.

Vorläufertypen: RGN 1064 für AZ 1 bzw. AZ 11, RGN 2004 für AZ 12 (mit genau gleichen technischen Daten, jedoch mit altem Stiftsockel).

Hinweise für die Verwendung: Die AZ 1 ist die „Einheits“-Gleichrichterröhre für die A-Serie, während die AZ 11 und AZ 12 als Gleichrichter für die „Harmonische Serie“ (s. S. 160) bestimmt sind (neue Sockelung). AZ 1 bzw. AZ 11 können auch als Einweggleichrichter verwendet werden, wobei man eine Gleichrichteranode freiläßt oder beide Gleichrichteranoden parallel schaltet. In letzterem Falle ist es jedoch zweckmäßig, bei hoher Stromentnahme in jede Anodenzuleitung einen Schutzwiderstand (200 Ω) einzuschalten, um eine Überlastung einer Anode durch ungleichmäßige Stromaufteilung zu verhindern. Man soll die Gleichrichterröhre in diesem Fall nicht höher als mit 80 % des doppelten Stromwertes, z. B. bei 2×400 V eff. mit 120 mA belasten.

Die Röhre AZ 11 entspricht vollkommen der Röhre AZ 1 und unterscheidet sich nur durch die andere Sockelung. Benötigt man eine höhere Stromstärke als mit der AZ 1 bzw. AZ 11 zu erzielen ist, so kann man die AZ 12 verwenden, die bei einer Transformator-Spannung von $2 \cdot 500$ V eff. einen Gleichstrom von 120 mA und bei $2 \cdot 300$ V eff. einen Gleichstrom von 200 mA zuläßt. Damit dürfte diese Röhre allen bei normalen Rundfunk-Empfängern vor

kommenden Anforderungen genügen. Benötigt man für Spezialzwecke noch größere Ströme oder Spannungen, so muß man auf die älteren Röhren, RGN 1404 bzw. RGN 4004, zurückgreifen. Die RGN 1404 ist eine Einweg-Gleichrichterröhre, die bei einer Transformatorspannung von maximal 800 V eff. einen Gleichstrom von etwa 100 mA zuläßt. Die Zweiweg-Gleichrichterröhre RGN 4004 gestattet dagegen bei einer Transformatorspannung von 2 . 350 V eff. eine Gleichstromentnahme von maximal 300 mA.

Schließlich sei noch darauf hingewiesen, daß für einfache Empfänger nach Art des Volksempfängertyps auch die ältere Type RGN 354 zur Verfügung steht, die bei Einweggleichrichtung und einer maximalen Transformatorspannung von 250 V eff. einen Gleichstrom von 25 mA ergibt. Bezüglich der Beanspruchungen der Gleichrichterröhren AZ 1, AZ 11, AZ 12 muß man beachten, daß die Belastungsverhältnisse bei den von den normalen Angaben abweichenden Strom- oder Spannungswerten stets so gewählt werden müssen, daß das Produkt aus der doppelten Transformatorspannung und dem entnommenen Gleichstrom bei den Röhren AZ 1 bzw. AZ 11 den Wert von 60 000 und bei der Röhre AZ 12 den Wert von 120 000 nicht überschreitet. So kann man z. B. errechnen, daß mit der AZ 11 bzw. AZ 1 bei einer Transformatorspannung von 2 . 450 Volt ein Gleichstrom von $\frac{60\,000}{900}$ das sind ca. 67 mA, zulässig ist. Die Größe

der erzielbaren Gleichspannung in Abhängigkeit vom entnommenen Gleichstrom läßt sich aus den im Anhang aufgenommenen Kurven ermitteln, wobei man den Ersatzwiderstand des Transformators (s. S. 83) zu berücksichtigen hat.

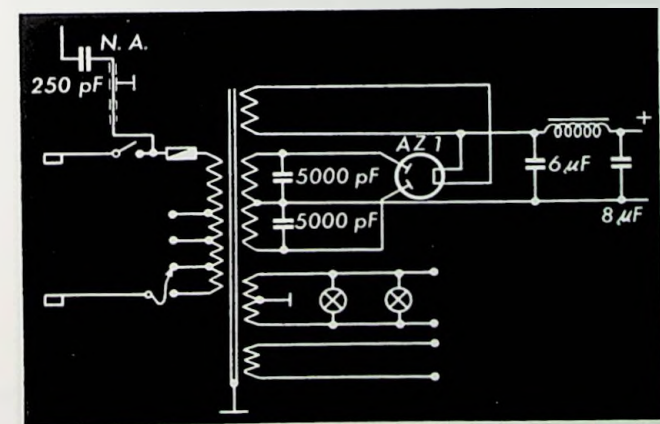


Bild 296. Schaltbeispiel für AZ 1 bzw. AZ 11, Zweiweggleichrichter, Trafo mit zwei getrennten Heizwicklungen für Empfängerröhren, Netzantenne (NA) und Sicherung (S)

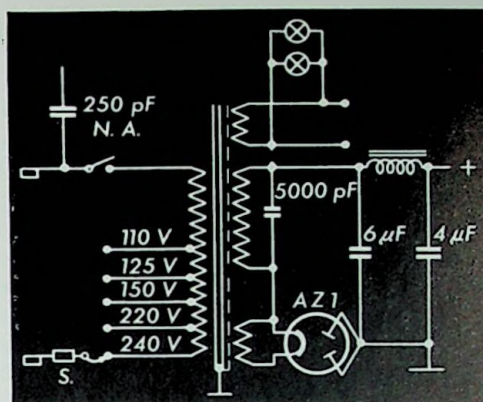


Bild 293. Schaltbeispiel für AZ 1 bzw. AZ 11 Einweggleichrichter, Trafo mit Schutzwicklung, Netzantenne (NA) und Netzsicherung (S)

AZ 1
AZ 11
AZ 12

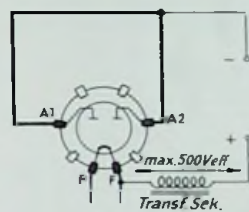


Bild 294. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten für Einweggleichrichtung

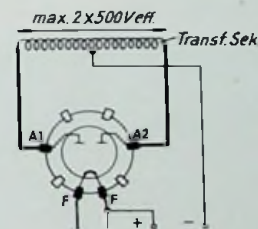


Bild 295. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten für Zweiweggleichrichtung

Technische Daten:

	AZ 1/AZ 11	AZ 12
Heizspannung U_f	= 4 Volt	4 Volt
Heizstrom I_f	ca. 1,1 Amp.	2,3 Amp.
Max. entnehmbarer Gleichstrom:		
bei 2×500 V eff.	60 mA	120 mA
bei 2×400 V eff.	75 mA	150 mA
bei 2×300 V eff.	100 mA	200 mA

CL 4

200 mA \approx indirekt



Bild 297. Maßstab 1 : 2

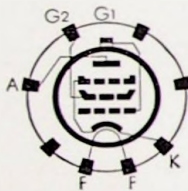


Bild 298. Sockelschaltung für CL 4

Endpentode / Fünfpol-Endröhre

Anwendung: Hochleistungs-Endverstärkerröhre mit 9 Watt Anodenbelastung für einfache A-Verstärkung oder Gegentakt-A-Schaltung. Nur zur Verwendung im Allstromempfänger geeignet. (In erster Linie für Betriebsspannungen von 200 bis 250 Volt.)

Eigenschaften: Endröhre großer Sprechleistung (max. etwa 4 Watt) bei großer Eigenverstärkung, kleiner Gitterwechselspannungsbedarf, s. a. AL 4.

Aufbau: Entspricht im Aufbau mit Ausnahme der Heizwicklung und des Steuergitteranschlusses, der zur Kolbenkappe geführt ist, vollkommen der Paralleltypen AL 4.

Vorläufertypen: CL 2 (kleinere Leistung, kleinere Eigenverstärkung).

Hinweise für die Verwendung: Die Endröhre CL 4 stellt eine Paralleltypen zur Wechselstromröhre AL 4 dar, die jedoch infolge der andersartigen Betriebsbedingungen eines Allstromempfängers in den Daten etwas abweicht. Während bei einem Wechselstromempfänger eine Betriebsspannung von 250 V für die Endröhre in allen Fällen zur Verfügung steht, muß bei einem Allstromempfänger die Röhre so gebaut sein, daß sie bei einer Anodenspannung von 200 V und gegebenenfalls auch bei Anschluß an ein 110-V-Netz noch eine entsprechende Leistung abzugeben vermag (vgl. die Kennlinienfelder der AL 4 und CL 4). Dadurch ist bedingt, daß die CL 4 etwas geringere Verstärkung und geringere Verzerrungsfreiheit besitzt. Sie stellt jedoch insbesondere für eine Betriebsspannung von 200 V gegenüber der Vorläufertypen CL 2 eine gleiche Verbesserung wie die AL 4 gegenüber der AL 2 dar.

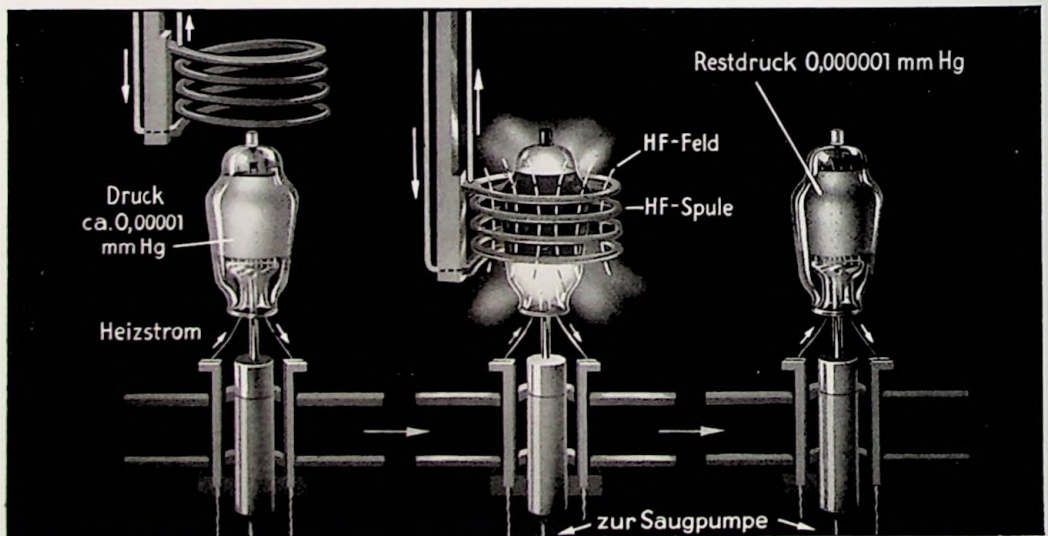


Bild 299. Das Entgasen der Röhren durch indirekte Hochfrequenzerhitzung

Das Steuergitter ist im Gegensatz zur AL 4 an die Kolbenkappe angeschlossen, um zur Vermeidung von Brummstörungen eine möglichst geringe Kapazität zwischen Gitter und Heizfaden zu erzielen.

In Bild 300 sind die Klirrfaktoren der C-Endröhren CL 1, CL 2 und CL 4 in Abhängigkeit von der abgegebenen Leistung aufgetragen.

Bei einer Betriebsspannung von 100 V ist der Aussteuerbereich natürlich wesentlich kleiner, und die abgegebene Leistung sinkt auf 0,6 Watt. Der Kurvenverlauf zeigt, daß für diesen Sonderfall u. U. die Röhre CL 2 der CL 4 überlegen sein kann. Wenn man daher ein Gerät von vornherein für 110 V Netzanschluß baut, kann man zweckmäßigerweise die CL 2 wählen, die besonders für diesen Zweck entwickelt wurde. Einen Vorteil bedeutet es dagegen, daß bei der CL 4 der Außenwiderstand und der Kathodenwiderstand für 100 und 200 V den gleichen Wert besitzen und daher nicht umgeschaltet zu werden brauchen. Schutzwiderstände gegen Ultrakurzschwingungen sind unbedingt erforderlich. Sie können aus Gründen einfacherer Montage auch in die Anoden- bzw. Schutzgitterzuleitung eingebaut werden (Bild 301).

Der Schutzwiderstand in der Anodenzuleitung soll jedoch möglichst klein gehalten werden (max. 50 Ω), weil er einen Leistungsverlust und einen Spannungsabfall verursacht.

Der Kathodenwiderstand R_k wird bei 200 Volt Betriebsspannung ($U_{g2} = 200$ V) mit 170 Ω bei $U_{g2} = 220$ Volt mit 200 Ω gewählt.

Bei **Gegentakt-AB-Schaltung** mit 2 Röhren CL 4 empfiehlt sich folgende Dimensionierung: Bei U_a und $U_{g2} = 200$ Volt; $I_a = 2 \times 33$ mA. $R_a = 4500$ Ω (von Anode zu Anode). Dabei ergibt sich eine Sprechleistung von ca. 8 Watt bei etwa 1,5% Klirrfaktor.

Will man die CL 4 als **indirekt geheizte Triode** verwenden, wobei man das Schirmgitter mit der Anode verbindet, so kann man etwa folgende Betriebsbedingungen wählen:

- a) $U_a = 200$ Volt, $I_a = 50$ mA, $R_a = 4500$ Ω. Die erzielbare Sprechleistung beträgt dabei ca. 0,85 Watt bei 4% Klirrfaktor mit einem Gitterwechselspannungsbedarf von 6 Veff.
- b) $U_a = 200$ Volt, $I_a = 30$ mA, $R_a = 3000$ Ω. Dabei ergibt sich eine Sprechleistung von ca. 1,3 Watt bei 9% Klirrfaktor mit einem Gitterwechselspannungsbedarf von 7,3 V eff.

1. Höchstwerte max.	
$U_{f/s}$	175 V sonst wie AL4
2. Norm. Betriebswerte	
U_f	26 (33**) V
I_f	200 mA
bei U_a	200 V
und U_{g2}	200 V
U_{g1}	-8.5 V
I_a	45 mA
I_{g2}	6 mA
S	8 mA/V
R_i	45 kΩ
R_a	4500 Ω
R^*	4.0 W
U_{g1} eff.	5.0 V eff.
U_{g1} eff.	0.4 V eff.

* bei 10% Klirrfaktor
** alte Ausführung

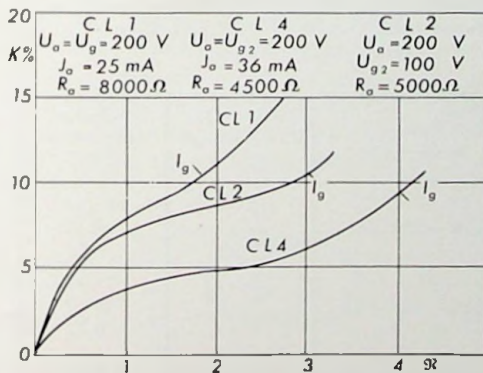


Bild 300. Klirrfaktorkurven für die Endröhren CL 1, CL 2 und CL 4 (I_g = Gitterstromeinsatz)

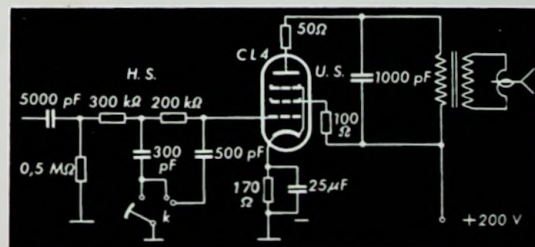


Bild 301. Schaltbeispiel für CL 4, Endstufe mit dyn. Lautsprecher. Quadratische Klangregelung (k), Hochfrequenzsiebung (HS), Ultrakurzwellensiebung (US)

CY 1

200 mA \cong indirekt



Bild 302 Maßstab 1 : 2

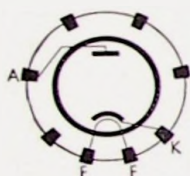


Bild 303.
Sockelschaltung für CY 1

Technische Daten

1. Höchstwerte:

- max. zulässige, gleichzurichtende Wechselspannung 250 V eff.
- max. entnehmbarer Gleichstrom 80 mA
- $U_{f/s} = 400$ Volt

2. Normale Betriebswerte:

- U_f etwa 20 Volt
- $I_f = 200$ mA

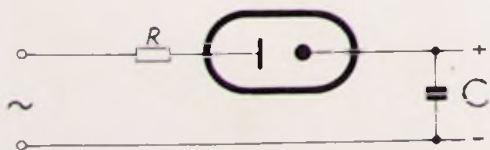


Bild 305. Prinzipschaltbild für CY 1 mit Schutzwiderstand

Einweggleichrichter

Anwendung: Einweggleichrichtung zur Erzeugung der Anodengleichspannung im Allstrom-Netzempfänger (bei Wechselstromanschluß).

Aufbau: Indirekt geheizt. Schnellheizkathode mit bifilar gewickeltem Heizfaden. Anode an Sockelkontakt A angeschlossen. Außenkontaktsockel (3polig).

Hinweise für die Verwendung: Die Gleichrichterröhre CY 1 besitzt einen sehr kleinen Innenwiderstand, so daß sie auch bei Allstromempfängern, die an 100 V Gleichstrom angeschlossen werden, im Apparat bleiben kann und damit eine Zerstörung einpoliger Elektrolytkondensatoren durch falsche Polung verhindert. Bei größeren Siebkondensatoren ist es notwendig, vor die Anode einen Widerstand einzuschalten, der nach untenstehender Tabelle zu bemessen ist. Er verhindert eine Überlastung der Gleichrichterröhre im Augenblick des Einschaltens. Aus den Kurven (s. Anhang) läßt sich die für einen bestimmten Belastungsfall am Ladekondensator auftretende Gleichspannung in Abhängigkeit von der Netzspannung ermitteln. Die Heizfäden der Empfängerröhren sind stets so zu schalten, daß der Heizfaden des Empfangsgleichrichters dem Minuspol am nächsten liegt (s. Bild 304).

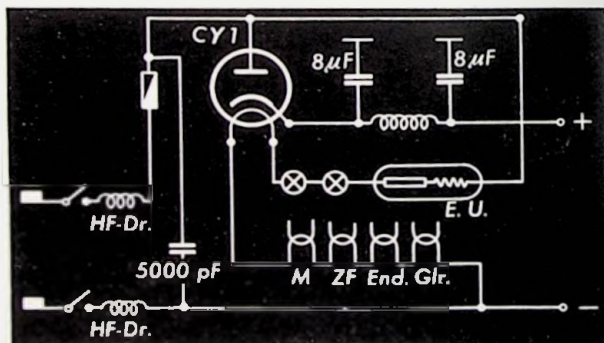


Bild 304. Schaltbeispiel für CY 1, Einweggleichrichtung im Allstromempfänger, Heizkreis mit Eisen-Urdodox-Widerstand (EU)

Netzspannung	Elektrolytkondensator „C“	Schutzwiderstand „R“
170—250 Volt	32 μ F	125 Ω
	16 μ F	75 Ω
	8 μ F	0 Ω
127—170 Volt	32 μ F	75 Ω
	16 μ F	30 Ω
	8 μ F	0 Ω
max. 127 Volt	32 μ F	0 Ω
	16 μ F	0 Ω
	8 μ F	0 Ω

Zweifach-Einweggleichrichter

Anwendung: Gleichrichtung zur Erzeugung der Anodengleichspannung im Allstromempfänger (bei Wechselstromnetzanschluß). Einfache Einweggleichrichtung oder Spannungsverdopplungs-Schaltung.

Aufbau: Zwei getrennte Einweggleichrichtersysteme in gemeinsamem Kolben. Indirekt geheizte Kathoden mit bifilar gewickeltem Heizfaden. Kathodenanschlüsse an getrennte Sockelkontakte K_1 und K_2 geführt. Beide Heizfäden in Reihe geschaltet. Anoden an Sockelkontakte A_1 und A_2 angeschlossen (8 polig).

Hinweise für die Verwendung: Die Gleichrichterröhre CY 2 enthält in einem Glaskolben zwei getrennte Einweggleichrichtersysteme, die entweder zur Einweggleichrichtung parallel geschaltet werden oder getrennt zur Spannungsverdopplerschaltung zu benutzen sind. Ihre Verwendung als Zweifachgleichrichter dürfte für den Allstromempfänger kaum in Frage kommen, da man bei Einbau eines Transformators für Wechselstromanschluß vorteilhafter die Röhre AZ 1 verwenden wird. Verwendet man die CY 2 zur Einweggleichrichtung, so kann man eine um 50% stärkere Strombelastung gegenüber der CY 1 erreichen.

Bei größeren Ladekondensatoren bzw. höheren Anodenspannungen ist ebenso wie bei der CY 1 ein Schutzwiderstand (s. Tabelle S. 158) vor die Gleichrichteranoden zu schalten, um Überlastungen zu verhindern. Die am Ladekondensator auftretende Gleichspannung in Abhängigkeit von der Netzspannung bzw. Spannungsart ergibt sich aus den Kennlinien (s Anhang).

Die sogen. Spannungsverdopplerschaltung (Bild 308) gestattet eine Verdopplung der Netzspannung bei 110 bzw. 127-V-Netzen, jedoch nur bei Wechselstromanschluß. Sie hat sich jedoch nicht durchzusetzen vermocht, weil sie einen größeren Aufwand erfordert und bei Anschluß an ein 110-Volt-Wechselstromnetz die gleichen Vorteile durch Zwischenschaltung eines Transformators in Verbindung mit der Gleichrichterröhre AZ 1 zu erreichen sind.



CY 2
200mA \cong indirekt

Bild 306a. Maßstab 1 : 2



Bild 306b.
Sockelschaltung für CY 2

Technische Daten

1. Höchstwerte:

- a) für Einweg-Gleichrichterschaltung, beide Systeme parallel geschaltet:
 max. zulässige gleichzurichtende Wechselspannung 250 V eff.
 max. entnehmbarer Gleichstrom 120 mA
 $U_{f/s}$ max. = 400 V

- b) für Spannungsverdopplerschaltung:
 max. zulässige gleichzurichtende Wechselspannung 127 V eff.
 max. entnehmbarer Gleichstrom 60 mA

2. Normale Betriebswerte:

U_f etwa 30 Volt
 I_f = 200mA

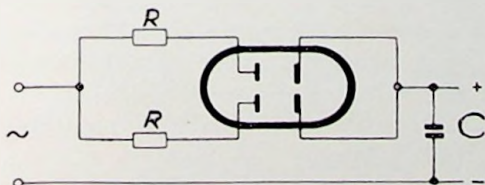


Bild 307a. Prinzipschaltbild für CY 2 mit Schutzwiderständen

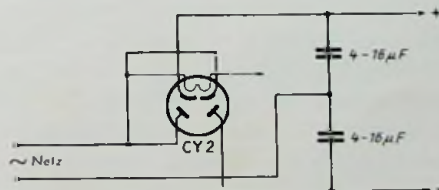


Bild 307b. Prinzipschaltbild für Spannungsverdopplerschaltung (CY 2)

VIII DIE NEUEN RÖHREN DER E-REIHE „HARMONISCHE SERIE“

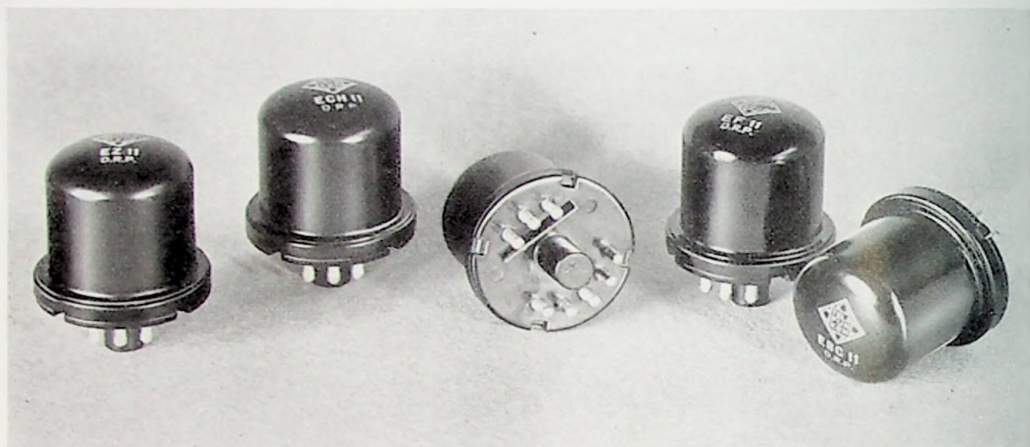


Bild 308. Neue Stahlröhren der „Harmonischen Reihe“. Alle Stahlröhren besitzen gleiche Abmessungen

Die im Jahre 1938 neu auf den Markt gekommenen Rundfunkröhren der E-Reihe sind die Ergebnisse langjähriger Laboratoriumsarbeiten, die eine Verbesserung, Vervollkommnung und Vereinheitlichung der Empfängerröhren zum Ziel hatten.

Die Röhren dieser Serie sind in mehrfacher Hinsicht sowohl elektrisch, als auch konstruktiv bemerkenswert. Durch ihre einheitliche Heizspannung von 6,3 V und durch die Festlegung des Heizstromes der Anfangsstufenröhren mit 200 mA ergibt sich zunächst schon eine vielseitige Verwendungsmöglichkeit. Die Röhren können dadurch sowohl im Wechselstrom-Netzempfänger (Parallelheizung), als auch im Allstrom-Netzempfänger (Reihenschaltung der Heizfäden) Verwendung finden. Außerdem sind sie zum Anschluß an die 6- bzw. bei geeigneter Serienschaltung an die 12-V-Autobatterie geeignet. Für Allstrom-Empfänger muß man allerdings für die Endstufen die Röhren der C-Reihe verwenden, weil die E-Endröhren bei 6,3 V einen wesentlich höheren Heizstrom erhalten mußten, um die notwendige Heizleistung zu erzielen und demzufolge mit dem 200 mA-Röhren der Vorstufen nicht in Reihe geschaltet werden können.

Bei den Röhren der Vorstufen war es jedoch möglich, die notwendige Heizleistung auf 1,26 W (bisher etwa 2,6 bis 4 W) herabzusetzen, und zwar durch kleinere Abmessungen der Kathode und dadurch herabgesetzte Wärmeabstrahlung. Die geringe Heizleistung bietet zwar nur einen geringen leistungsmäßigen Vorteil, sie ist aber deshalb sehr erwünscht, weil wegen der kleineren abzuführenden Wärmemenge die Elektrodenabstände und Systemabmessungen klein gehalten werden können und dadurch die Gefahr der thermischen Gitteremission (Elektronenaustritt aus den übermäßig erhitzten Gitterdrähten) und die Kapazitätsänderung beim Regeln verringert wird (s. Bild 309a-c).

Besonders kennzeichnend ist die Tatsache, daß zum großen Teil sog. Verbundröhren zur Verfügung stehen. Darunter versteht man Röhren, bei denen über

einer gemeinsamen Kathode zwei verschiedene Systeme aufgebaut sind. Es sind dabei immer solche Systeme in einem Kolben vereinigt, die rein arbeitsmäßig eng zusammengehören. Dies bringt Vorteile in bezug auf Schaltung und Leitungsführung und läßt den Einfluß von Störeffekten stark herabsetzen.

Rein äußerlich unterscheiden sich die neuen Röhren zunächst ganz allgemein durch die neue Sockelung von den Vorläufertypen. Es wurde ein achtpoliger Stiftsockel gewählt, bei dem auf einer Seite drei und auf der anderen fünf Stifte nebeneinander angeordnet sind. Ein Führungsstift erleichtert das Einsetzen der Röhre in die Fassung.

Die Röhren der Vorstufen besitzen an Stelle der bisher üblichen Glaskolben einen Stahlmantel. Diese neue Konstruktion gab die Möglichkeit, auch den Anschluß des Steuergitters, der bisher aus Kapazitätsgründen oben herausgeführt war, an einen Sockelkontakt zu legen.

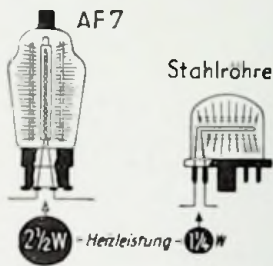


Bild 309 a. Kleinere Heizleistung

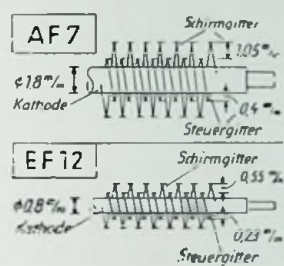


Bild 309 b. Kleinere Abmessungen

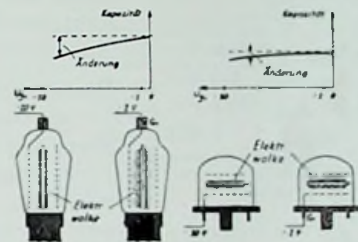


Bild 309 c. Geringere Kapazitätsänderungen bei Regelröhren

Bild 309 a—c. Vorteile der Stahlröhren

Die sorgfältige Abstimmung der elektrischen Eigenschaften der einzelnen Röhren aufeinander in bezug auf Konstruktion (Verbundröhren), Aussteuerungsverhältnis, insbesondere die aufeinander abgestimmten Verstärkungs- und Verzerrungseigenschaften und Regeleigenschaften, gaben der neuen Serie die Bezeichnung „Harmonische Reihe“. An neuen elektrischen Eigenschaften sind besonders bemerkenswert: Regelröhren mit Kennlinien für gleitende Schirmgitterspannung, die vereinheitlichte und verbesserte Mischröhre, die neue regelbare NF-Röhre mit Abstimmanzeigeteil und schließlich die Gegentakt-Doppeldiode. Ueber die Eigenschaften der einzelnen Röhren geben die folgenden Spezialbeschreibungen Aufschluß.*

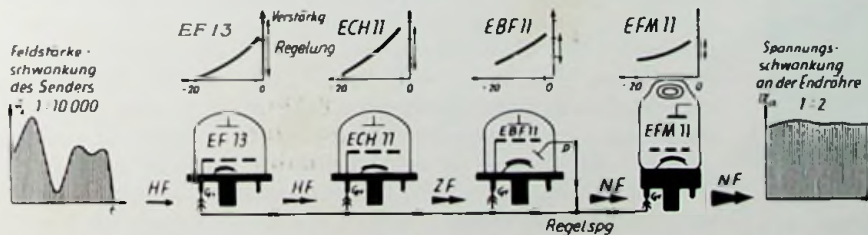


Bild 310. Grundsätzliche Darstellung der harmonischen Regelung mit dem neuen Röhrensatz

* s. u. K. Steimel: Das Rundfunksuchprogramm 1938/39 Teil. Röhre (1938) H. 13 Beilage S. 2.

Duodiode / Doppelzweipolröhre (Doppelröhre)

6,3 V \cong 200 mA
indirekt

Stahlröhre

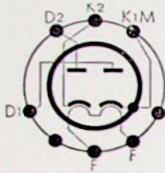


Bild 311. Sockelschaltung für EB 11

Anwendung: HF- und ZF-Gleichrichtung, Regelspannungserzeugung, Erzeugung der Nachstimmspannung für Scharfabstimmung, Spezialröhre für Schaltungen, bei denen vollständige Trennung beider Dioden erforderlich ist. Für Wechselstrom-Netzempfänger bzw. Allstrom- oder Autoempfänger geeignet.

Eigenschaften: Kleine Abmessungen, Sparkathode, getrennte Kathoden für beide Gleichrichterstrecken, sorgfältige Abschirmung beider Systeme, geringste Kopplungskapazitäten.

Aufbau: Indirekt geheizt, Sparkathode, zwei vollkommen getrennte Gleichrichterstrecken, Stahlmantel und Abschirmung mit Kathode K_1 im Innern der Röhre verbunden. Neuer Stiftsockel (8polig mit Führungsstift), Stahlkolben.

Vorläufertypen: AB 2 für Wechselstromheizung bzw. CB 2 für Allstrom und EB 2 Cu Bi für Auto (Glasröhren mit 8poligem Außenkontaktsockel und gemeinsamer Kathode, im übrigen jedoch mit Ausnahme der Kapazitäten gleiche Daten).

Hinweise für die Verwendung: Die EB 11 stellt eine Vereinigung zweier Gleichrichterstrecken in einem Kolben dar, besitzt jedoch gegenüber den Typen AB 2 usw. als besonderes Kennzeichen die Eigenschaft, daß beide Dioden zwar im gemeinsamen Kolben untergebracht, aber elektrisch vollkommen getrennt sind. Dies wird durch zwei getrennte Kathoden erreicht und darüber hinaus auch kapazitätsmäßig durch sorgfältige innere Abschirmung beider Systeme sichergestellt. Dadurch bietet sich die Möglichkeit, diese Röhre so zu verwenden, als ob man zwei getrennte Dioden zur Verfügung hätte. Die eine Kathode kann z. B. mit einer ohne irgendwelche Rücksicht auf die andere Gleichrichterstrecke bemessenen Verzögerungsspannung versehen werden, während die andere direkt mit dem Bodenblech verbunden wird und dadurch Nullspannung führt. Eine Anwendungsmöglichkeit dieser Spezialröhre ist z. B. in Spitzengeräten gegeben, die mit selbsttätiger Scharfabstimmung versehen sind (Bild 312). In diesem Fall mußte man bisher zwei Duodioden verwenden, weil die Gleichrichterstrecke für die automatische Scharfabstimmung wegen der gemeinsamen Kathode der bisher zur Verfügung stehenden Dioden sich nicht mit der Gleichrichterstrecke der Empfangsgleichrichtung zusammen schalten ließ.

Im übrigen entspricht die EB 11 in ihren elektrischen Werten den Vorläufertypen AB 2 usw. und kann grundsätzlich in gleicher Weise verwendet werden. Als besonderer Vorzug ist dabei noch die weitgehende Entkopplung zwischen beiden Diodenanoden anzusprechen, wodurch eine Verwendung der AB 1 (mit Gitterkappe) auch in den Fällen überflüssig wird (s. S. 125), wo die HF-Spannung an verschiedenen Bandfilterkreisen abgegriffen wird. Bei Verwendung zur Empfangsgleichrichtung bei Serienheizung (in Allstromgeräten) ist darauf zu achten, daß die Heizfadenwicklung in die Nähe des Minuspoles gelegt wird, um die Brummbeeinflussungen möglichst zu vermeiden. Erwähnenswert ist auch, daß der Metallmantel mit der Kathode K_1 direkt verbunden ist. Man wird daher zweckmäßig diese Diodenstrecke für die Empfangsgleichrichtung (ohne Verzögerungsspannung) verwenden.

1. Grenzwerte	
U_{da}	200 V
I_{da}	0,8 mA
$U_{f/s}$	125 V
$R_{f/s}$	1 M Ω
2. Betriebswerte	
U_f	6,3 V
I_f	200 mA
3. Kapazitäten max.	
$C_{d1/k1}$	3,3 pF
$C_{d2/k2}$	1 pF
$C_{d1/d2}$	0,004 pF



Bild 312. Prinzipschaltung zur Erzeugung der Nachstimmspannung bei selbsttätiger Scharfabstimmung

Duodiode-Triode / Doppelzweipol-Dreipolröhre (Verbundröhre)

EBC 11

6,3 V \approx 200 mA
indirekt

Stahlröhre

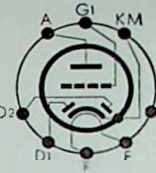


Bild 313. Sockelschalt. für EBC 11

Anwendung: HF- bzw. ZF-Gleichrichtung, Regelspannungserzeugung und NF-Verstärkung. Für Wechselstromnetzempfänger bzw. für Allstrom oder Autoempfänger. In erster Linie als Treiberröhre für die Gegentaktendstufe EDD 11 zu verwenden.

Eigenschaften: Verbundröhre (Duodiode + Triode), kleine Heizleistung, kleine Abmessungen, getrennte Gleichrichterstrecken und getrennte NF-Verstärkung.

Aufbau: Indirekt geheizt, Sparkathode, Stahlmantel und Abschirmung mit Kathode K im Innern der Röhre verbunden. Neuer Stiftsockel (8polig mit Führungsstift). Im übrigen Aufbau wie ABC 1, jedoch waagerechte Systemanordnung, Stahlkolben.

Vorläufertypen: ABC 1 für Wechselstrom bzw. CBC 1 für Allstrom und EBC 1 für Auto (Glasröhren mit 8poligem Außenkontaktsockel mit abweichenden technischen Daten).

Hinweise für die Verwendung: Für die EBC 11 gelten bezüglich ihrer Verwendungsmöglichkeiten grundsätzlich die gleichen Erwägungen wie für die ABC 1. Die NF-Verstärkung kann als Transformator-, Drossel- oder Widerstandskopplung ausgeführt werden. Es sind hierfür auch die entsprechenden Daten, und zwar für die Anodenspannungen von 250, 200 und 100 V mit Ausnahme der Widerstandskopplung, die nur für 250 V propagiert wird, angegeben. Hierfür ist die Erwägung maßgebend, daß man im Allstromempfänger, bei dem nur eine Betriebsspannung von 200 oder 100 V zur Verfügung steht, zweckmäßig mit Transformator- oder Drosselkopplung arbeiten wird, um die notwendige Verstärkung bzw. den erforderlichen Aussteuerbereich sicherzustellen. Wechselstromempfängern dagegen dürfte in allen Fällen eine Betriebsspannung von 250 V zur Verfügung stehen. Der Außenwiderstand R_a kann zwischen 0,2 und 0,05 M Ω gewählt werden. Es ergibt sich dabei die Notwendigkeit, den Kathodenwiderstand entsprechend zu dimensionieren. Je kleiner der Außenwiderstand, um so günstiger ist dies in bezug auf lineare Verzerrungen. Allerdings wird die Spannungsverstärkung etwas geringer. Für die Dioden gelten die bei der Röhre AB 2 gegebenen Hinweise, auch die elektrischen Daten sind die gleichen. Bei Serienschaltung (Allstromempfänger) ist darauf zu achten, daß ein Heizfadeneinde direkt mit dem Minuspol verbunden wird, um Brummstörungen möglichst gering zu halten.

Eine zweckmäßige Schaltung der EBC 11 in Verbindung mit der EDD 11 findet sich auf S. 168.

1. Grenzwerte	
U_a	300 V
N_a	1,5 W
R_{g1}	3 M Ω
$U_{f/s}$	100 V
$R_{f/s}$	20 000 Ω
Diodensystem wie EB 11	
2. Betriebswerte	
U_f	6,3 V
I_f	200 mA
bei U_a	250 100 V
I_a	5 2 mA
U_{g1}	-8 -3,2 V
S	2,2 1,8 mA/V
D	4 %
R_i	11,5 14 k Ω
R_k	1600 Ω
3. Kapazitäten max.	
$C_{d1, 2/a}$	0,006 pF
$C_{d1/g, je}$	0,001 pF
$C_{d1, 2/g}$	0,003 pF
$C_{d1/k}$	2,3 pF
$C_{d2/k}$	2,5 pF
$C_{d1/2}$	0,5 pF
$C_{f/g}$	0,001 pF

NF-Verstärkung mit Widerstandskopplung für EBC 11

U_b	250			200			100			V
R_a^*	0,2	0,1	0,05	0,2	0,1	0,05	0,2	0,1	0,05	M Ω
I_a	0,75	1,4	2,3	0,65	1,1	1,8	0,35	0,6	0,95	mA
R_k	5000	3000	2000	5000	3000	2000	5000	3000	2000	Ω
V	18	18	17	18	18	17	18	18	17	fach

* mit $R_g = 0,7 \text{ M}\Omega$ gemessen ($R_g \parallel R_a$).

Duodiode-Regelpentode

Doppelzweipol-Fünfpolregelröhre (Verbundröhre)

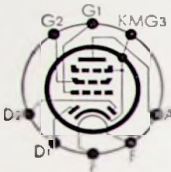


Bild 314. Sockelschaltung für BF 11

Anwendung: Regelbare HF- oder ZF-Verstärkung mit anschließender Empfangsgerichtung und Regelspannungserzeugung. Für Wechselstromnetz- bzw. für Allstrom- oder Autoempfänger geeignet.

Eigenschaften: Verbundröhre (Duodiode + Regelpentode), kleine Heizleistung, kleine Abmessungen, Vereinigung der regelbaren HF-Verstärkung mit der HF-Gleichrichtung und dadurch Verbilligung, Vereinfachung und Heizleistungersparnis. Regelpentodensystem zur Verwendung für gleitende Schirmgitterspannung durchgebildet mit geringem Anodenruhestrombedarf und vorzüglichen Regeleigenschaften (optimaler Regelbereich 1:100) mit ca. 15 V Regelspannung bei fester, bis zu etwa 40 V Regelspannung bei gleitender Schirmgitterspannung.

Aufbau: Indirekt geheizt, Sparkathode, zwei getrennte Gleichrichterstreifen, Pentodenteil in der Ausführung wie EF 11, beide Systeme zu einer Verbundröhre mit gemeinsamer Kathode vereinigt. Sämtliche Elektroden zu Sockelstiften geführt, jedoch Bremsgitter G_2 zusammen mit Metallmantel M und Abschirmung im Innern der Röhre mit der Kathode K verbunden. Sorgfältige Abschirmung zwischen Dioden- und Pentodenteil. Neuer Stiftsockel (8polig, mit Führungsstift), Stahlkolben.

Vorläufertypen: Die EBF 11 stellt eine Verbundröhre dar, die den Glasröhren AF 3 bzw. CF 3 bzw. EF 3 Cu-Bi und AB 2 bzw. CB 2 bzw. EB 2 Cu-Bi entspricht. Diese Röhren besitzen jedoch 8poligen Außenkontaktsockel und die Pentoden Kolbenanschluß des Steuergitters. In den technischen Daten sind für die Pentoden wesentliche Unterschiede vorhanden, in erster Linie in bezug auf den Anodenruhestrom, der bei der EBF 11 wesentlich kleiner ist. Außerdem besteht bei der EBF 11 die Möglichkeit, gleitende Schirmgitterspannung anzuwenden. Außerdem ist die Verwendung der EBF 11 sowohl in Serien- als auch in Parallelschaltung möglich und die Röhre dadurch für Wechselstrom, Allstrom und Autoempfänger universell geeignet, während bei den älteren Typen hierfür entweder die Röhren der A-, C- oder E-Serien gewählt werden mußten. Die Diodenstrecken unterscheiden sich elektrisch gegenüber den Vorläufertypen AB 2 bzw. CB 2 nur hinsichtlich der Kapazitätswerte.

Hinweise für die Verwendung: Die EBF 11 stellt eine neuartige Verbundröhre dar, bei der die vor den Gleichrichter geschaltete HF- bzw. ZF-Stufe mit zwei Diodenstrecken vereinigt ist. Diese Vereinigung dürfte sich in der Praxis als äußerst vorteilhaft erweisen, nicht nur in bezug auf eine Verringerung des Aufwandes an Röhren und Heizleistung, sondern auch hinsichtlich einer Stabilisierung der Empfängerschaltung. Durch Verwendung dieser Verbundröhre und den Fortfall der Gitterkappe ist es möglich, die Leitungsführung zwischen HF- und Gleichrichterteil so kurz wie möglich zu halten, die Abschirmung weitgehend zu vereinfachen und gegebenenfalls die Röhre mit den Bandfiltersätzen zu einem einfachen und leicht abschirmbaren Aggregat zu vereinigen, das gegen störende Einflüsse außerordentlich unempfindlich ist. Außerdem ist bei Verwendung der EBF 11 die Möglichkeit gegeben, vor der Endstufe die NF-Regelröhre EFM 11 zu verwenden. Für die schaltungsmäßige Verwendung der Gleichrichterstreifen gelten die gleichen Überlegungen wie für die AB 2. Die Verzögerungsspannung für die Schwundregelung wird man am einfachsten durch den Kathodenwiderstand der EBF 11 gewinnen, der so bemessen sein soll, daß er eine Grundgittervorpannung von -2 V ergibt. Dadurch ist auch die Verzögerungsspannung mit 2 V gegeben, ein Wert, der im allgemeinen bei Verwendung einer Endpentode mit vorgeschalteter Triode bzw. bei der EFM 11 mit Gegenkopplung einigermaßen richtig sein dürfte. Für die Dimensionierung des Pentoden-

teiles gelten die auf S. 42 gegebenen Hinweise. Man wird im allgemeinen die gleitende Schirmgitterspannung verwenden, bei der die Schirmgitterspannung über einen Vorwiderstand bzw. einen schwach dimensionierten Spannungsteiler zugeführt wird. Der sogenannte optimale Regelbereich, bei dessen Überschreiten die zulässigen Gitterwechselspannungen kleiner werden, liegt bei fester Schirmgitterspannung bei -16 V und läßt sich durch gleitende Schirmgitterspannung bis zu -32 bzw. -41 V hinauschieben. Da derartige Regelspannungen im allgemeinen nicht zur Verfügung stehen, besteht die Gefahr einer verzerrungsmäßigen Übersteuerung im allgemeinen nicht. Die beiden Systeme sind, wie aus den Kapazitätswerten hervorgeht, weitgehend entkoppelt, so daß störende Rückwirkungen und Beeinflussungen mit Sicherheit vermieden werden. Ebenso sorgfältig ist die Abschirmung zwischen Pentoden- und Diodenanoden. Ein praktisches Schaltbeispiel gibt Bild 316.

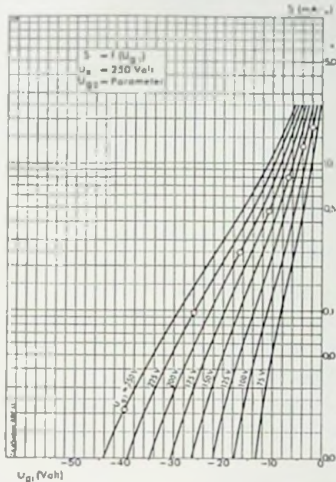


Bild 315. Zusammenhang zwischen Steiheit S und Vorspannung des Steuergitters U_{g1} für verschiedene Schirmgitterspannungen U_{g2} (Punkte für voll gleitende Schirmgitterspg.

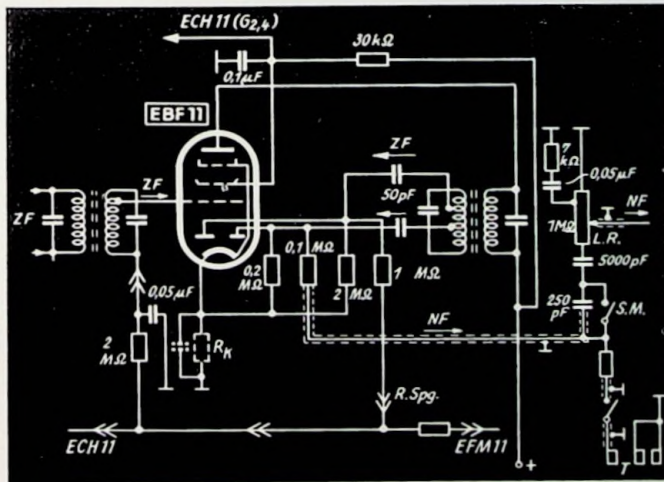


Bild 316. Schaltbeispiel für EBF 11 zur ZF-Verstärkung, Empfangsrichtung und Regelspannungserzeugung. Für verzögerte Regelspannungserzeugung ist Widerstand 2 M Ω an Chassis zu legen (gestrichelt gezeichnet). Schallplattenanschluß (T), Sprach- und Musikschalter (S.M.) und gehörriichtige Lautstärkeregelung (L.R.)

EBF 11

1. Grenzwerte

U_a	300 V
U_{g2}	300 V
N_a	1,5 W
N_{g2}	0,3 W
R_{g1}	3 M Ω
$U_{f/s}$	100 V
$R_{f/s}$	20 000 Ω

Diodensystem wie EB 11

2. Betriebswerte

U_f	6,3 V
I_f	200 mA
bei U_a 250 200 100 V	
und U_{g2} 100 V	
U_{g1}	-2 V
I_a	5 mA
I_{g2}	1,8 mA
S	1,8 mA/V
R_i	1,5 1,2 0,8 M Ω
R_k	300 Ω

3. Opt. Regelbereich

bei U_{g2} 100 200 250 V	
und U_{g1} -16 -32 -41 V	
S	0,018 mA/V
Regelverh.	1:100

4. Kapazitäten max.

$C_{g/a}$	0,002 pF
C_c	4,9 pF
C_a	6,2 pF
$C_{d/g}$	0,001 pF
$C_{d1/k}$	2,3 pF
$C_{d2/k}$	2,7 pF
$C_{d1/2}$	0,5 pF
$C_{d/a}$	0,015 pF
$C_{f/g}$	0,001 pF

* nur zul., wenn $I_a \leq 2$ mA, sonst U_{g2} max. = 125 V

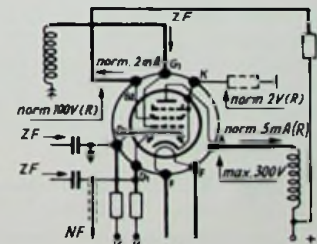


Bild 317. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten für Bild 316

Mischhexode-Triode / Dreipol-Sechspolröhre (Verbundröhre)

6,3 V \approx 200 mA
indirekt

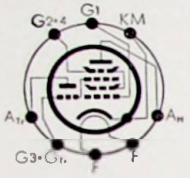


Bild 318. Sockelschaltung für ECH 11

Stahlröhre

Anwendung: Regelbare Mischstufe für Überlagerungsempfänger mit gleichzeitiger Erzeugung der Oszillatorschwingung. Für Wechselstromnetzempfänger, Allstrom- und Autoempfänger geeignet.

Eigenschaften: Verbundröhre (Hexode + Triode), kleine Heizleistung, kleine Abmessungen, Vereinigung der Oszillatorschwingungserzeugung mit der Mischung und ZF-Verstärkung im gemeinsamen Kolben. Möglichkeit der Verstärkungsregelung bei vorzüglichen Regeleigenschaften. Sorgfältige Abschirmung zwischen Oszillator- und HF-Teil.

Gute Mischverstärkung, für Kurzwellen bis zu 5 m bestens geeignet. Möglichkeit der Verwendung mit gleitender Schirmgitterspannung.

Aufbau: Indirekt geheizt. Sparkathode. Systemaufbau wie ACH 1, jedoch in waagerechter Anordnung. Sämtliche Elektroden zu Sockelstiften geführt, jedoch zweites und viertes Gitter (Schirmgitter) an gemeinsamen Stift (G2+4) angeschlossen. Steuergitter des Triodenteiles und zweites Steuergitter des Hexodenteiles im Innern verbunden und an gemeinsamen Sockelstift G3 geführt. Metallmantel und Abschirmung im Innern der Röhre mit der Kathode K verbunden. Opt. Regelbereich 1:100 mit 12 V Regelspannung bei fester bzw. 20 V bei gleitender Schirmgitterspannung. Neuer Stiftsockel (8polig, mit Führungsstift). Stahlkolben.

Vorläufertypen: ACH 1. Glasröhre mit 7poligem Stiftsockel und Kolbenanschluß des Steuergitters, jedoch nur für feste Schirmgitterspannung mit abweichenden technischen Daten. Die ECH 11 ist in der Stahlkolbenausführung auch als Nachfolgetype der AK 2 zu be-

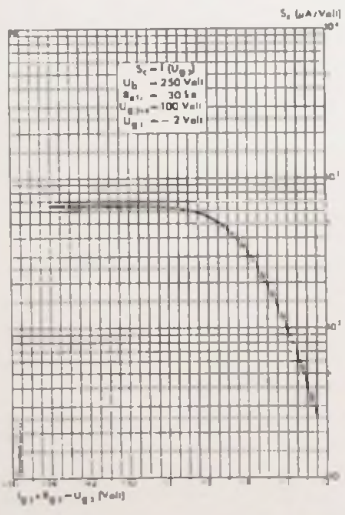


Bild 319. Zusammenhang zwischen Mischteilheit S_C u. Vorspannung des zweiten Steuergitters G_3

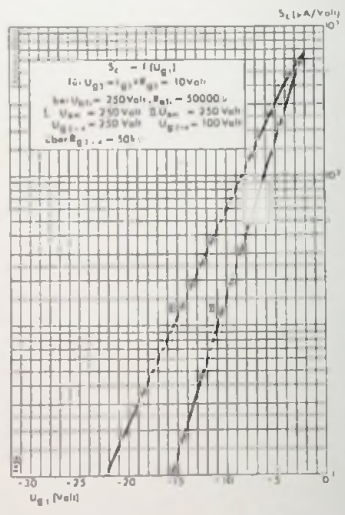


Bild 320. Zusammenhang zwischen Mischteilheit S_C und Vorspannung des ersten Steuergitters für feste (I) und gleitende (II) Schirmgitterspannung bei Oszillatorspp. $U_{G3} = 10$ V

trachten, da eine Oktode aus Gründen der Vereinheitlichung in der „Harmonischen Serie“ nicht gebracht wird. **ECH 11**

Hinweise für die Verwendung: Die Verbundröhre ECH 11 ist die Einheitstypen der „Harmonischen Serie“ für die Mischstufe des Überlagerungsempfängers. Für die Wahl der Hexode war die Tatsache ausschlaggebend, daß diese auch im Kurz- und Ultrakurzwellenbereich vorzüglich arbeitet und die Frequenzverwerfung in zulässigen Grenzen hält. Bekanntlich ist bei der Oktode die Frequenzverwerfung durch Änderung der Oszillatorfrequenz beim Regeln im Kurzwellenbereich wesentlich stärker (s. S. 146). Gegenüber der Vorläufertypen ACH 1 gibt die neue Ausführung nicht nur eine Heizleistungs- und Platzersparnis, sondern auch elektrisch wesentlich günstigere Verzerrungs- und Regелеigenschaften. In erster Linie ist hierfür die Möglichkeit der Verwendung der mitlaufenden Schirmgitterspannung ausschlaggebend. Dazu kommt noch die durch besondere Aus-

bildung des Hexodenteiles verbesserte Regelung.* Das 3. Gitter (2. Steuergitter des Hexodenteiles) ist ähnlich wie das Hochfrequenzsteuergitter mit veränderlicher Steigung gewickelt, wobei die Stellen enger Wicklung den in gleicher Weise gewickelten Stellen des ersten Gitters gegenüberstehen. Da der Elektronenstrom beim Vergrößern der negativen Gittervorspannung des 1. Gitters immer mehr auf die Stellen weitmaschiger Gitterwicklung konzentriert wird, so kommt dadurch auch von dem 3. Gitter gleichzeitig nur der weitmaschige Teil für die Steuerung durch die Oszillatorfrequenz in Betracht. Dies ist aber mit einer geringeren Steuerfähigkeit verbunden, die wiederum zur Folge hat, daß der Mischereffekt wesentlich geschwächt wird, d. h. die Mischverstärkung wird geringer. Im Endeffekt läuft dies auf eine Verbesserung der Regeleigenschaften hinaus,

* s. a. R. Schiffel: Die Mischröhre ECH 11 mit gleitender Schirmgitterspannung. Tel. Röhre (1938) H. 13. Beilage S. 101.

I. Hexoden-Teil	
1. Grenzwerte	
U_a	300 V
U_{g2+4}^*	300 V
N_a	1,5 W
N_{g2+4}	0,5 W
R_{g1}	3 M Ω
R_{g3}	50 k Ω
$U_{f/s}$	100 V
$R_{f/s}$	20 000 Ω
2. Betriebswerte	
U_f	6,3 V
I_f	200 mA
bei U_a	250 200 V
U_{g2+4}	100 V
$U_{g3} = I_{g3} \times R_{g3}$	10 V
R_{g3}	50 k Ω
U_{g1}	-2 V
I_a	2,5 mA
I_{g2+4}	3 mA
S_c	650 μ A/V
R_i	1,5 M Ω
R_k	250 Ω
3. Opt. Regelbereich	
bei U_{g2+4}	100 250 V
U_{g1}	-13 -2 V
S_c	3,25 1,6 μ A/V
Regelverh.	1:200 1: 400
4. Kapazitäten max.	
$C_{g1/a1}$	0,001 pF
$C_{g1/g3}$	0,2 pF
C_e	5,3 pF
C_a	9,1 pF

* nur zul., wenn $I_a \leq 1,5$ mA, sonst U_{g2} max. = 125 V

II. Trioden-Teil	
1. Grenzwerte	
U_a	150 V
N_a	1 W
sonst wie Hexoden-Teil	
2. Betriebswerte	
a. dynamisch	
$U_b (= U_a + J_a \cdot R_{a10})$	250 V
R_a	30 k Ω
$U_{g3} (= J_{g3} \cdot R_{g3})$	10 V
I_a	3,3 mA
b. statisch	
U_a	150 V
$S_{max.}$	2,8 mA/V
D	5%
3. Kapazitäten max.	
$C_{g3/a}$	1,5 pF
C_a	2,5 pF

ECH 11

denn mit einer kleinen Regelspannung will man ja eine möglichst große Verringerung der Mischverstärkung erreichen. Die praktische Auswirkung ist derart, daß nicht nur die durch die gleitende Schirmgitterspannung verringerte Regelfähigkeit ausgeglichen, sondern darüber hinaus die Regelung noch wirksamer wird, als sie ohne diese besondere Ausführung des 2. Steuergitters sein könnte. Erwähnenswert ist schließlich noch die durch den neuen Aufbau bedingte Verkleinerung der Steuergitter- und Raumladungskapazitäten, die sich auf die Vermeidung von Verstimmungen außerordentlich günstig auswirkt. Durch günstige Dimensionierung konnte schließlich erreicht werden, daß die notwendige Oszillatorspannung nur 7,5 V eff. = 10 V Scheitel beträgt gegenüber 10 V eff. bei der ACH 1. Die Eigenschaften der Triode bieten Gewähr dafür, daß das für den Oszillatorteil vorgesehene kleine Triodensystem unter allen Umständen auch im Kurzwellenbereich zu einer sicheren Erzeugung und Aufrechterhaltung der Oszillatorschwingung ausreicht. Für die praktische Dimensionierung der Mischstufe gibt Bild 321 ein Beispiel für gleitende Schirmgitterspannung. Von der Schaltung für feste Schirmgitterspannung wird man nur in Ausnahmefällen Gebrauch machen, z. B. im Autoempfänger, wo eine außerordentlich wirksame Schwundregelung erwünscht ist bzw. wo es darauf ankommt, mit kleinen Regelspannungen, d. h. bei schwachen Antennenspannungen, einen guten Schwundausgleich zu sichern. Im Gegensatz zur ACH 1 wird der Gitterableitwiderstand mit 50 k Ω gewählt und die Rückkopplung so eingestellt, daß am Ableitwiderstand ein Gleichstrom von 0,15 mA fließt. Im Kurzwellengebiet ist es zweckmäßig, vor das Triodensteuergitter einen Dämpfungswiderstand von 100 bis 200 Ohm zu schalten, um die Oszillatorschwingung über den ganzen Bereich einigermaßen konstant zu halten. Der Oszillator-Schwingkreis wird ebenso wie bei der ACH 1 zweckmäßig in die Anodenzuleitung geschaltet. Bei Kurzwellenverstärkung kann es u. U. zweckmäßig sein, den Vorwiderstand zur Herabsetzung der Anodenspannung für den Triodenteil (30 k Ω) nicht wie in Bild 321 parallel zum Schwingkreis, sondern in Serie zu schalten (s. a. Schaltung nach Bild 228). Dadurch wird die Dämpfung des Kreises kleiner gehalten und ein sicheres Schwingen insbesondere auch bei Betrieb mit 110 V gewährleistet.

Praktisch wird man meist die Schirmgitterspannung für die ECH 11 und für die ZF-Röhre EBF 11 durch einen gemeinsamen Vorwiderstand herabsetzen. Der notwendige Widerstandswert kann durch Berechnung nach den auf S. 102 angegebenen Formeln (s. a. Beispiel S. 103) leicht ermittelt werden.

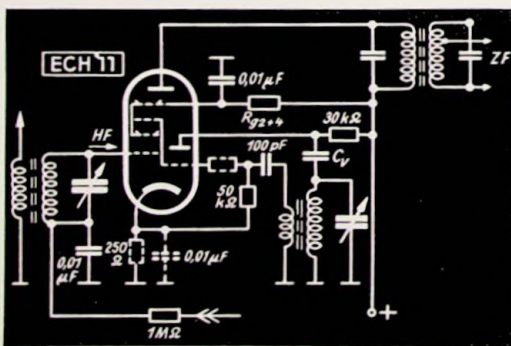


Bild 321. Schaltbeispiel für Mischstufe mit ECH 11 für gleitende Schirmgitterspannung

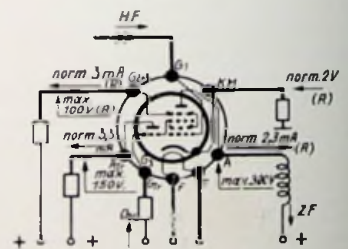


Bild 322. Sockelanschlüsse mit norm. Betriebswerten für Bild 321

Doppelendtriode / Doppeldreipol-Endröhre (Doppelröhre)

EDD 11

6,3 V \approx 400 mA
indirekt

Stahlröhre

Anwendung: Endröhre für Gegentakt-B-Verstärkung, für Gleich- und Wechselstromheizung (Serien- oder Parallelschaltung), in erster Linie als Endstufe für Autoempfänger vorgesehen.

Eigenschaften: Doppelröhre (2 Endtrioden). Doppelendröhre großer Sprechleistung (max. 4 W) mit kleinem Anodenstromverbrauch und kleiner Heizleistung für Gegentakt-Endverstärkung in B-Schaltung mit Gitterstrom.

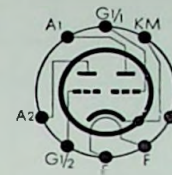


Bild 323. Sockelschaltung EDD 11

Aufbau: Indirekt geheizt, Heizleistung 2,5 W. Sämtliche Elektroden zu Sockelstiften geführt, Metallmantel M und Abschirmung im Innern mit der Kathode K verbunden. Neuer Stiftsockel (8polig, mit Führungsstift). Über der gemeinsamen Kathode sind zwei getrennte Triodensysteme aufgebaut, Stahlkolben.

Vorläufertyp: Die EDD 11 stellt die Neuentwicklung einer indirekt geheizten Doppelendtriode spez. für Autoempfänger dar. Im gewissen Sinne kann die für 2-V-Batterieheizung vorgesehene KDD 1 (Glasröhre) arbeitsmäßig als Vorläufer betrachtet werden.

Hinweise für die Verwendung: Die Gegentakt-Endtriode EDD 11 wurde den besonderen Erfordernissen einer Endstufe für Automobilempfänger angepaßt, die in erster Linie möglichst geringen Leistungsverbrauch aufweisen soll und trotzdem eine Sprechleistung von mindestens 4 Watt abgeben muß. Die Möglichkeit, diesen beiden widersprechenden Forderungen zu genügen, bietet allein die Gegentakt-B-Schaltung mit Ausnutzung des Gitterstrombereiches. Die einfachste Lösung wäre zweifellos die, den Arbeitspunkt bei Null Volt Gittervorspannung zu wählen, doch ergibt sich dabei die Schwierigkeit, daß die durch die Überlappung der Kennlinie und die dabei auftretenden starken Steilheitsänderungen entstehenden Verzerrungen nicht auf das geforderte Maß herabgedrückt werden können. Aus diesem Grunde hat man für die EDD 11 eine negative Gittervorspannung vorgesehen, die in Übereinstimmung mit der Spannung der im Auto vorhandenen Starterbatterie auf $-6,3$ V festgelegt wurde. Der Mittelpunkt des Eingangstransformators muß deshalb an den Minuspol der Heizung gelegt werden.

Bei dieser Gittervorspannung ergibt sich ein Anodenruhestrom von $2 \times 1,6$ mA, der bei voller Aussteuerung auf insgesamt 12 bis 19 mA ansteigt. Durch diese Wahl des Arbeitspunktes und durch entsprechende Ausbildung der Kurvenform im Anlaufgebiet ergibt sich eine so günstige Überlappung der beiden Kennlinien, daß die Summenkurve der wirksamen Steilheit und ihr Überlappungsgebiet in die beiden einzelnen Kennlinien geringe Krümmungen besitzt und die entstehenden Verzerrungen verhältnismäßig gering sind.

Darüber hinaus sind konstruktive Maßnahmen getroffen, den bei positiver Gitterspannung entstehenden Gitterstrom möglichst klein zu halten, in ähnlicher Weise, wie sie bereits bei der KDD 1 vorgesehen wurden (Hilfsstege vor den Gitterhaltestäben). Dadurch wird die notwendige Gitterleistung, die von der Vorröhre (Treiberstufe) aufgebracht werden muß, klein gehalten. Die Gittervorspannung kann in einfacher Weise, wie bereits erwähnt, an der Starterbatterie abgegriffen werden (s. Prinzipschaltung Bild 324). Es besteht außer-

1. Grenzwerte	
U_a	250 V
N_a	3 W
$U_{f/s}$	50 V
$R_{f/s}$	5000 Ω
2. Betriebswerte	
U_f	6,3 V
I_f	400 mA
U_a	250 V
U_{g1}	-6,3 V
I_{a0}	$2 \times 3,5$ $2 \times 1,6$ mA
I_a max.	2×20 2×19 mA
R_a	16 000 Ω
$R(10\%)$	5,5 W
$U_{g1\text{eff.}}$ *	5,5 V
$U_{g1\text{eff.}}$	0,25 V

* am Gitter der EBC 11

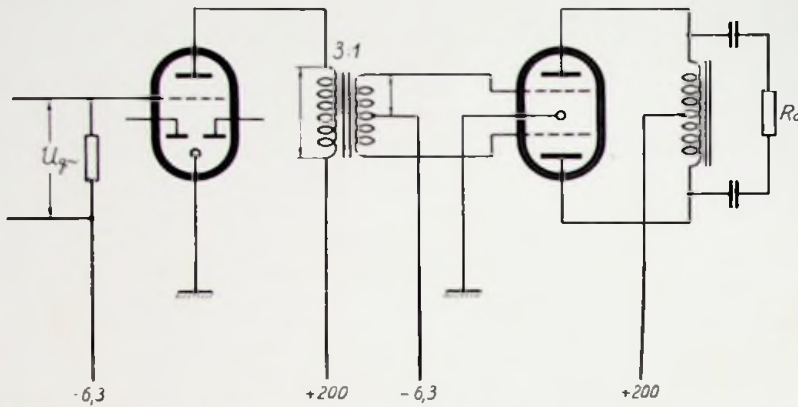


Bild 324.
Prinzipschaltung für
EBC 11 und EDD 11

dem die Möglichkeit, durch Einfügen eines Widerstandes von etwa 70 Ohm in die gemeinsame Kathodenleitung die Gittervorspannung und damit den Aussteuerbereich zu erhöhen (s. Bild 326) und bei gleichzeitiger Heraufsetzung der Anodenspannung auf 250 V den Klirrfaktor etwas zu verbessern. Schließlich sei noch ausdrücklich darauf hingewiesen, daß die Verstärkungseigenschaften der EDD 11 nicht die einer Triode sind, sondern wegen der Stromverteilung zwischen Anode und positivem Steuergitter mehr einer Pentode ähneln, wie sich auch aus der Betrachtung des Kennlinienverlaufes ohne weiteres ergibt. Berücksichtigt man außerdem, daß die durch den B-Betrieb mit Gitterstrom bedingten zusätzlichen Verzerrungen die Qualität gegenüber der einfachen A-Schaltung etwas beeinträchtigen, so ergibt sich daraus, daß im normalen Netzempfänger die Verwendung von den hierfür vorgesehenen Endröhren in A-Schaltung, sei es nun von Trioden oder Pentoden mit Gegenkopplung, unbedingt vorzuziehen ist, zumal dort die Anodenstromersparnis nur betriebskostenmäßig ins Gewicht fällt. Bei der praktischen Verwendung der EDD 11, die stets in Verbindung mit der Treiberöhre EBC 11 erfolgen soll, ist es wichtig, die vorgesehene Dimensionierung des Ankopplungstransformators (3:1) einzuhalten. Bei Anschluß an 12 V Starterbatterie ist zu beachten, daß der Heizstrom der EDD 11 400 mA beträgt.*

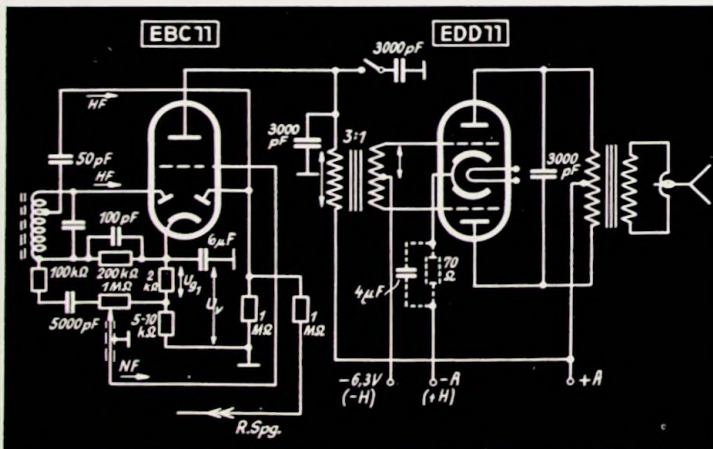


Bild 326. Praktisches Schaltbeispiel für EBC 11 und EDD 11; Gegentakt-Endverstärkung mit Treiberöhre. Verzögerte Regelspannungserzeugung (U_g) und Erzeugung der Gittervorspannung für EBC 11 mit Kathodenwiderstand

* s. a. J. E. Scheel: Die Endstufe EBC 11 und EDD 11 Teil. Röhre (1938) H. 13, Beilage S. 113.

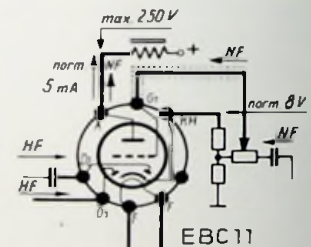


Bild 325. Sockelanschlüsse für EBC 11 als Vorstufe für Gegentakt-Endverstärkung mit EDD 11 (Schaltbild s. Bild 326)

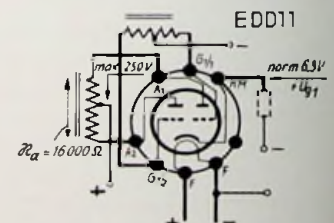


Bild 327. Sockelanschlüsse mit norm. Betriebswerten für Bild 327

Regelpentode / Fünfpol-Regelröhre

EF 11

Anwendung: Regelbare HF- oder ZF-Verstärkung. Für Wechselstromnetzempfänger, Allstrom- und Autoempfänger geeignet.

Eigenschaften: Kleine Heizleistung, kleine Abmessungen. Günstigste Regeleigenschaft mit guter Anpassungsfähigkeit durch gleitende Schirmgitterspannung. Geringer Anodenruhestrom und großer Regelbereich (optimaler Regelbereich 1:200 mit 18 V Regelspannung bei fester bzw. bis zu 50 V Regelspannung bei gleitender Schirmgitterspannung. Opt. Regelbereich 1:300 bei fester Schirmgitterspannung mit 20 V, bei gleitender 1:500 mit 50 V Regelspannung). Hoher Innenwiderstand und kleinste Gitter-Anode-Kapazität sichern vorzügliche Verstärkungseigenschaften (auch im Kurzwellengebiet).

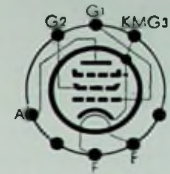


Bild 328. Sockelschaltung für EF 11

6,3 V \approx 200 mA
indirekt

Stahlröhre

Aufbau: Indirekt geheizt, Sparkathode, Systemaufbau wie AF 3 bzw. CF 3, jedoch in waagerechter Anordnung. Sämtliche Elektroden an Sockelstifte geführt, jedoch Bremsgitter G_3 , Abschirmung und Metallmantel M im Innern mit der Kathode K verbunden. Neuer Stiftsockel (8polig. mit Führungsstift), Stahlkolben.

Vorläufertypen: AF 3 für Wechselstrom- bzw. CF 3 für Allstrom- und EF 3 Cu-Bi für Autoempfänger (Glasröhren mit 8poligem Außenkontaktsockel und Kolbenanschluß des Steuergitters). Nur für feste Schirmgitterspannung geeignet mit wesentlich anderen technischen Daten. Im übrigen ist die EF 11 auch als Nachfolgetypen der Hexoden AH 1 bzw. CH 1 und EH 1 zu betrachten, die in der neuen Serie in dieser Ausführung nicht mehr erscheinen.

Hinweise für die Verwendung: Die EF 11 stellt eine Regelröhre dar, deren Konstruktion insofern als neuartig zu betrachten ist, da sie speziell im Hinblick auf die Verwendung mit gleitender Schirmgitterspannung entwickelt wurde. Die gleitende Schirmgitterspannung, auf die im Abschnitt III (S. 40) Grundsätzliches gesagt wird, ermöglicht es durch empfängerseitige Dimensionierung des Umfanges, in dem die Schirmgitterspannung mitläuft, die Wahl zu treffen zwischen einer schnellen und verzerrungsarmen Regelung. Demzufolge konnte auch auf die Entwicklung einer besonderen Regelhexode verzichtet werden, da man bei fester Schirmgitterspannung mit der EF 11 fast die Regeleigenschaften einer Hexode erreichen kann.

Die feste Schirmgitterspannung, bei der sich schon mit einer Regelspannung von ca. 20 V die Steilheit im Verhältnis 1:300 ändern läßt, wird man wegen der größeren Verzerrungen allerdings nur dann anwenden, wenn man eine äußerst wirksame Regelung benötigt, z. B. im Autoempfänger mit seinen kleinen Eingangsspannungen, oder wenn man die EF 11 als HF-Röhre im 3-Röhren-Geradeempfänger einsetzt. Der Umfang, in dem man die Schirmgitterspannung gleiten läßt, wird durch die Bemessung des Spannungsteilers

1. Grenzwerte	
U_a	300 V
U_{g2} *	300 V
N_a	2 W
N_{g2}	0,3 W
R_{g1}	3 M Ω
$U_{f/s}$	100 V
$R_{f/s}$	20 000 Ω
2. Betriebswerte	
U_f	6,3 V
I_f	200 mA
bei U_a	250 200 100 V
und U_{g2}	100 V
U_{g1}	—2 V
I_a	6 mA
I_{g2}	2 mA
S	2,2 mA/V
R_i	1,5 1,2 0,8 M Ω
3. Opt. Regelbereich	
bei U_{g2}	100 200 250 V
U_{g1}	—21 —42 —52 V
S	7,5 5,5 4,5 μ A/V
Regelverh.	1:300 1:400 1:500
4. Kapazitäten max.	
$C_{g/a}$	0,002 pF
C_c	6,1 pF
C_a	6,5 pF

* nur wenn $J_a \leq 2$ mA
sonst $U_{g2} \text{ max.} = 125$ V

EF 11 festgelegt, der zur Herabsetzung der Schirmgitterspannung vorgesehen ist. Je geringer man den Querstromwert, d. h. je höher man den Querwiderstand bemißt, um so stärker steigt die Schirmgitterspannung mit wachsender Regelspannung an (Berechnungsbeispiele s. S. 103). Ein weiterer Vorzug der EF 11 ist ihre geringe Rauscheigenschaft ($R_{\text{äq}}$ ca. 10 k Ω). Als grundsätzliche Anwendungsbeispiele kann man die Prinzipschaltungen für die AF 3 zugrunde legen (s. S. 136), wobei man für gleitende Schirmgitterspannung auf den Querwiderstand verzichtet.

Die EF 11 kann auch ohne weiteres als Eingangsröhre im Super an Stelle der EF 13 Verwendung finden. Ihr äquivalenter Rauschwiderstand beträgt zwar ca. 10 k Ω , doch wird dieser Wert oft ausreichen, insbesondere wenn kein Kurzwellenbereich vorgesehen ist. Zur Erzielung der nötigen Regelfähigkeit wird man die Schirmgitterspannung allerdings nicht voll gleiten lassen.

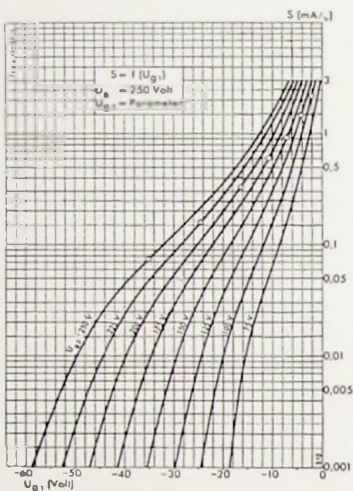


Bild 329. Zusammenhang zwischen Steilheit S und Vorspannung des Steuergitters U_{g1} für verschiedene Schirmgitterspannungen U_{g2}

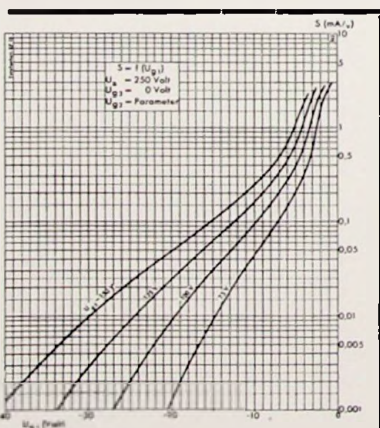


Bild 329c. Zusammenhang zwischen Steilheit S und Vorspannung des ersten Steuergitters U_{g1} für EF 13 (S. 174)

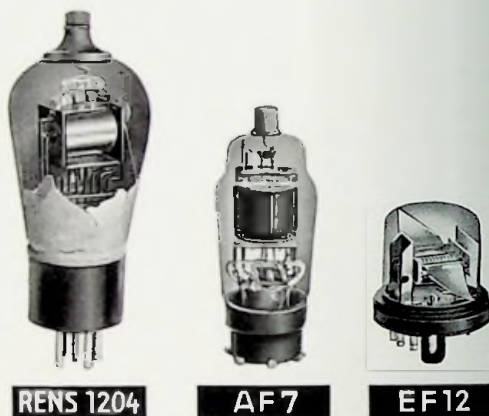


Bild 329 a. Drei Entwicklungsstufen der HF-Röhre

RENS 1204; HF-Tetrode (ohne Bremsgitter). Anode an Kolbenkappe angeschlossen, waagerechter Aufbau. Stiftsockel.

AF 7; HF-Pentode. Steuergitter an Kolbenkappe angeschlossen, senkrechter Aufbau, Außenkontaktsockel.

EF 12; HF-Pentode in Stahlkolbenausführung ohne Kolbenkappe, waagerechter Aufbau, neuer Stiftsockel

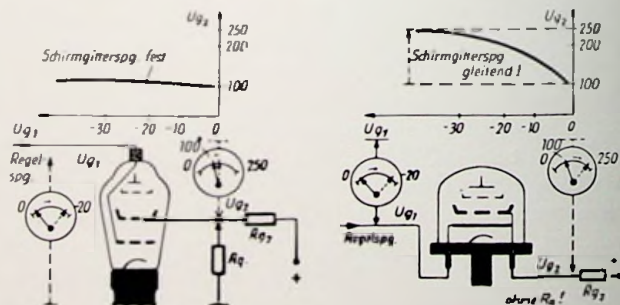


Bild 329 b. Prinzipielle Darstellung der festen und gleitenden Schirmgitterspannung (s. a. Bild 75 bis 80)

HF-Pentode / Fünfpol-Schirmröhre

EF 12

6,3 V \approx 200 mA
indirekt

Stahlröhre

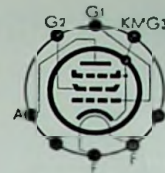


Bild 330. Sockelschaltung für EF 12

Anwendung: HF- oder ZF-Verstärkung, Empfangsleichrichtung mit gleichzeitiger NF-Verstärkung, NF-Verstärkung in Trioden- oder Pentodenschaltung. Nachstimmröhre für Scharfabstimmung. Für

Wechselstromnetzempfänger bzw. für Allstrom- oder Autoempfänger geeignet. **Eigenschaften:** Kleine Heizleistung, kleine Abmessungen, vorzügliche Verstärkungseigenschaften auch für Kurzwellen. Sowohl als Pentode als auch Triode (Schirmgitter mit Anode verbinden) zu verwenden.

Aufbau: Indirekt geheizt, Sparkathode (1¼ W Heizleistung), Systemaufbau wie AF 7, jedoch in waagerechter Anordnung. Sämtliche Elektroden an Sockelstifte geführt, jedoch Bremsgitter G₂, Abschirmung und Metallmantel M im Innern mit der Kathode K verbunden. Neuer Stiftsockel (8polig, mit Führungsstift), Stahlkolben.

Vorläufertypen: Pentoden AF 7 für Wechselstrom- bzw. CF 7 für Allstrom- und EF 7 Cu-Bi für Autoempfänger; AC 2, CC 2 bzw. EC 2 (Glasröhren mit 8poligem Außenkontaktssockel und Kolbenanschluß des Steuergriders). Die technischen Daten dieser Röhren unterscheiden sich nur geringfügig von denen der EF 12.

Hinweise für die Verwendung: Die EF 12 ist eine Universal-Pentode, die sowohl zur HF- als auch zur NF-Verstärkung benutzt werden kann und außerdem in Pentoden- und Triodenschaltung zu verwenden ist. Benutzt man sie als Triode, so verbindet man einfach das Schirmgitter mit der Anode. Auf diese Art stellt sie eine bedeutende Vereinfachung des Röhrenprogramms dar, da die Entwicklung einer besonderen Triode überflüssig wurde. Als Pentode wird sie in erster Linie wie bisher in kleineren Empfängern zur Gittergleichrichtung, bei den größeren Geräten für eine nicht geregelte HF- oder ZF-Stufe Verwendung finden. In Triodenschaltung kommt ihre Verwendung wohl ausschließlich als NF-Vorstufe für eine Endröhre in Betracht. Bei Endstufen, die mit Gegenkopplung ausgerüstet sind, wird man allerdings unter Umständen auch eine NF-Verstärkung in Pentodenschaltung vorsehen, um den notwendigen Verstärkungsgrad sicherzustellen. Für die grundsätzliche Schaltungsanordnung der EF 12 können die bei der AF 7 angegebenen Prinzipschaltbilder zugrunde gelegt werden. In Triodenschaltung kann man die EF 12 wie jede normale Triode (s. AC 2), also z. B. auch in Transformatorkopplung verwenden.

I. Pentodenschaltung		
1. Grenzwerte		
U _a	300 V	
U _{g2}	200 V	
N _a	1,5 W	
N _{g2}	0,4 W	
R _{g1}	3 MΩ	
U _{f/s}	100 V	
R _{f/s}	20 000 Ω	
2. Betriebswerte **		
U _a	250 200 100 V	
U _{g2}	100 V	
U _{g1}	—2 V	
I _a	3 mA	
I _{g2}	1 mA	
D ₂	4 %	
S	2,1 mA/V	
R _i	1,5 1,2 0,8 MΩ	
R _k	500 Ω	
3. Kapazitäten		
C _{g/a}	0,002 pF	
C _c	6,3 pF	
C _a	6,5 pF	
II. Triodenschaltung		
U _{g2} = U _a		
1. Grenzwerte		
U _a = U _{g2}	200 V	
N _a + N _{g2}	1,5 W	
sonst. s. o.		
2. Betriebswerte		
U _a	200 100 V	
U _{g1}	—5 —2 V	
I _a + I _{g2}	6 3,5 mA	
S	3 2,5 mA/V	
D	4 4 %	
R _i	8,5 10 kΩ	

** Bei U_f = 6,3 V, I_f = 200 mA.

NF-Verstärkung mit Widerstandskopplung (Pentodenschaltung)

U _b	250			200			100			V
R _a *	0,2	0,1	0,05	0,2	0,1	0,05	0,2	0,1	0,05	MΩ
R _{g2}	0,5	0,3	0,2	0,5	0,3	0,2	0,5	0,3	0,2	MΩ
I _a	1	1,5	2	0,6	1	1,25	0,3	0,5	0,65	mA
I _{g2}	0,3	0,5	0,7	0,2	0,3	0,4	0,1	0,17	0,22	mA
V _u	135	100	70	110	80	50	90	60	40	fach

* Gemessen bei R_g = 0,7 MΩ (R_g || R_a).

Rauscharme Regelpentode / Fünfpol-Regelröhre

6,3 V \approx 200 mA
indirekt

Stahlröhre



Bild 331. Sockel-schaltung für EF 13

Anwendung: Regelbare Hochfrequenzverstärkung vor der Mischstufe in Überlagerungsempfängern. Für Wechselstromnetzempfänger, Allstrom- und Autoempfänger geeignet.

Eigenschaften: Außerordentlich geringe Rauschigenschaften ($R_{\text{äq}}$ ca. 2500 Ω) durch günstige Stromverteilung (ca. 1:8) und hohe Steilheit (S ca. 2,3 mA/V), gute Verstärkungsfähigkeit, insbesondere auch für Kurzwellen, kleine Abmessungen, kleine Heizleistung. Opt. Regelbereich 1:150, mit ca. 20 V Regelspannung, Anpassungsmöglichkeit der Regeleigenschaften durch gleitende Schirmgitterspannung und Möglichkeit der zusätzlichen Regelung durch das Bremsgitter.

Aufbau: Wie EF 11 (Stahlkolben), jedoch Bremsgitter G_3 an besonderen Sockelkontakt geführt.

Vorläufertyp: Als Spezialregelröhre mit geringen Rauschigenschaften ist die EF 13 als Neukonstruktion zu betrachten. Früher verwendete man für die Eingangsstufe die normalen Regelpentoden AF 3 bzw. CF 3 oder die Hexoden AH 1 bzw. CH 1.

Hinweise für die Verwendung: Die EF 13 ist ausschließlich für die Verwendung in der Eingangsstufe von Überlagerungsempfängern bestimmt und dürfte daher nur für Spitzengeräte in Betracht kommen. Ihre Rauschigenschaften sind durch sorgfältige konstruktive Durchbildung (Stromverteilung) so weit herabgedrückt, daß die entstehenden Rauschspannungen gegenüber dem Kreisrauschen praktisch in den Hintergrund treten. Die notwendige Regelspannung ist den durch die harmonische Serie erzielbaren Spannungswerten angepaßt, so daß sich mit der bei 20 bis 25 V erzielbaren Verstärkungsänderung von 1:150 die für die Eingangsstufe notwendige besonders schnelle Regelung erzielen läßt. Es besteht jedoch die Möglichkeit, die Regeleigenschaften sowohl den Verzerrungs- als auch den Regelspannungs-Bedingungen dadurch anzupassen, daß man entweder die Schirmgitterspannung mehr oder weniger gleiten läßt oder das Bremsgitter mit zur Regelung heranzieht. Hält man die Schirmgitterspannung durch einen Spannungsteiler von ca. 80:80 k Ω fest (U_{g2} max. ca. 125 V), so erzielt man eine sehr schnelle Regelung; allerdings ist dabei der Aussteuerbereich im heruntergeregelten Zustand klein, weil die Neigung der Kennlinien naturgemäß am stärksten ist. Wenn man das Bremsgitter mitregelt, indem man an G_3 die gleiche Regelspannung legt, die das Steuergitter erhält, so kann man im heruntergeregelten Zustand noch etwa 50 % an Regelfähigkeit gewinnen. Wird der unter diesen Verhältnissen erzielbare Aussteuerbereich als zu gering betrachtet, so muß man die Schirmgitterspannung entsprechend hochgleiten lassen, um durch eine schwächer geneigte I_a - U_g -Kennlinie einen

1. Grenzwerte	
U_a	300 V
U_{g2}^*	200 V
N_a	2 W
N_{g2}	0,3 W
R_{g1}	3 M Ω
R_{g3}	3 M Ω
$U_{f/s}$	100 V
$R_{f/s}$	20 000 Ω
2. Betriebswerte	
U_f	6,3 V
I_f	200 mA
bei U_a	250 V
U_{g2}	100 V
U_{g3}	0 V
U_{g1}	-2 V
J_a	4,5 mA
J_{g2}	0,6 mA
S	2,3 mA/V
R_i	0,5 M Ω
$R_{\text{äq}}$	2500 Ω
R_k	400 Ω
3. Opt. Regelbereich	
a) U_{g2}	125 150 V
U_{g1}	-23 -28 V
U_{g3}	0 V
S	0,015 mA/V
Regelverb.	1:150
b) U_{g2}	125 150 V
$U_{g1} = U_{g3}$	-20 -24 V
S	0,015 mA/V
Regelverb.	1:150
4. Kapazitäten max.	
$C_{g/a}$	0,005 pF
C_e	6,3 pF
C_a	7,8 pF

* Nur wenn $I_a \leq 1,5$ mA, sonst $U_{g2} = 125$ V. max.

größeren Aussteuerbereich zu sichern. Als Beispiel sei erwähnt, daß bei einem Spannungsteiler von $R_{g2} = 140 \text{ k}\Omega$ und $R_q = 210 \text{ k}\Omega$ die Schirmgitterspannung bis etwa 150 V gleitet. Die notwendige Regelspannung für eine Verstärkungsänderung 1:150 beträgt dabei 22 bis 26 V, je nachdem, ob man nur mit dem Steuer-
gitter G_1 oder mit G_1 und G_3 regelt. Im letzteren Falle gewinnt man etwa 150 % im heruntergeregelten Zustand. Für Zwischenfrequenzverstärkung soll diese Röhre nicht verwendet werden, weil der Innenwiderstand mit etwa $0,5 \text{ M}\Omega$ wohl für die HF-Eingangsstufe mit den verhältnismäßig kleineren Kreiswiderständen ausreicht, für die ZF-Stufe dagegen, in der man mit Kreiswiderständen bis zu $300 \text{ k}\Omega$ arbeitet, eine zu große Dämpfung darstellen würde. Das gesondert herausgeführte Bremsgitter macht die Röhre für Spezialschaltungen geeignet (Steilheitskurven für EF 13 s. S. 172 Bild 329c).*

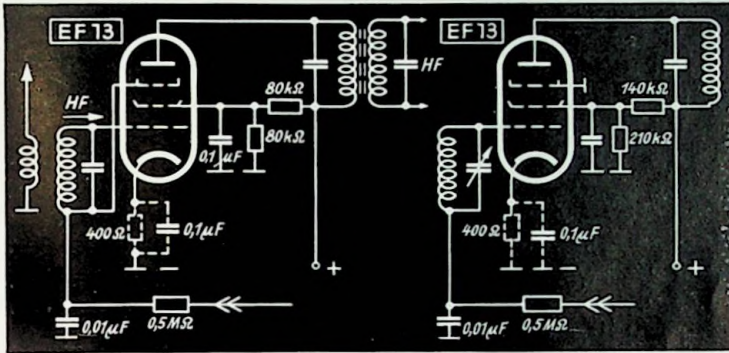


Bild 333. Schaltungsbeispiele für EF 13 als Eingangsstufe eines Überlagerungsempfängers. Links: schwach gleitende Schirmgitterspannung, rechts: stärker gleitende Schirmgitterspannung

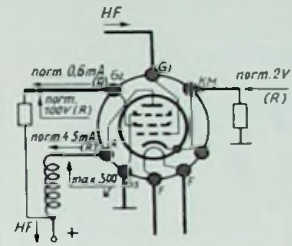


Bild 334. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten für Bild 333

* s. a. L. Ratheiser: Die rauscharme Regelpentode EF 13 Teil. Röhre (1938) H. 13, Beilage S. 50.

Zur Verwendung der „Harmonischen Röhren“

Die Röhren der „Harmonischen Serie“ sind nicht nur untereinander, sondern auch auf die heute üblichen Schaltungen sorgfältig abgestimmt, so daß man die gewünschte Wirkung mit möglichst geringem Aufwand erzielt. In erster Linie ist bei Auswahl und Dimensionierung der Typen natürlich auf den 4- bzw. 5-Röhren-Super Rücksicht genommen. Für den 4-Röhren-Super wird am zweckmäßigsten die Bestückung ECH 11 (Mischstufe), EBF 11 (ZF-Stufe + ZF-Gleichrichtung), EFM 11 (NF-Stufe + Abstimmanzeige) und EL 11 bzw. EL 12 (Endstufe) gewählt. Schaltet man vor die Mischstufe eine HF-Röhre, so kann man entweder die rauscharme Regelpentode EF 13 oder auch die EF 11 wählen. Als Gleichrichterröhre nimmt man entweder eine der direkt geheizten AZ 11 bzw. AZ 12 (je nach Strombedarf) oder die indirekt geheizte EZ 12. Bei einem Allstromgerät muß man als Endröhre die CL 4 wählen. Für einen Autosuper kommt dagegen für die Endstufe die Kombination EBC 11 + EDD 11 an Stelle der Pentode in Betracht. Es ist natürlich andererseits auch möglich, für die Endstufe eine Gegentaktschaltung ($2 \times$ EL 11 oder $2 \times$ EL 12) vorzusehen bzw. auch Trioden ($2 \times$ AD 1) zu verwenden. Letztere erfordern natürlich getrennte Heizwicklungen. Die AD 1 kann auch von der EFM 11 direkt angesteuert werden (s. S. 177). Zur Abstimmanzeige kann man auch die C/EM 2 benutzen, wenn man die EFM 11 nicht verwenden will.

EFM 11

6,3 V \approx 200 mA
indirekt



Bild 335. Maßstab 1 : 2

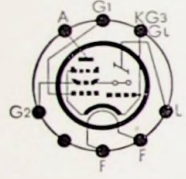


Bild 336. Sockelschaltung für EFM 11

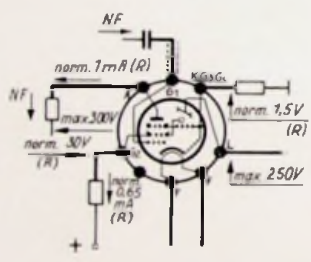


Bild 337. Sockelanschlüsse mit norm. Betriebswerten für Bild 338

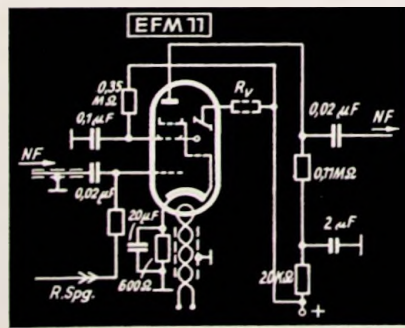


Bild 338. Schaltbeispiel für EFM 11

NF-Regelpentode mit Abstimmanzeigeteil (Verbundröhre)

Anwendung: Regelbare NF-Verstärkung mit gleichzeitiger Anzeige des Abstimmvorganges. Für Wechselstrom-Netzempfänger bzw. Allstrom- oder Autoempfänger geeignet.

Eigenschaften: Verbundröhre (Regelpentode + Abstimmanzeigeteil), kleine Heizleistung, Abstimmanzeige ohne Aufwand an Schaltmitteln, niederfrequente Regelung (Vorwärtsregelung).

Aufbau: Indirekt geheizt, Sparkathode. Über dem unteren Teil der Kathode ist ein Pentodensystem aufgebaut, Steuergitter G_1 als Regelgitter ausgebildet, Schirmgitter G_2 mit veränderlicher Steigung, im unteren Teil dicht gewickelt (der untere Teil entspricht einer dem Pentodenteil parallel geschalteten Triode). Die Haltestege des Schirmgitters sind in den oberen Anzeigeteil hinein verlängert und dienen als Steuerstege. Anzeigegitter G_L im Innern der Röhre mit dem Bremsgitter G_3 und mit der Kathode K verbunden. Sämtliche Anschlüsse zu Sockelkontakten geführt. Neuer Stiftsockel (8polig, mit Führungsstift), Glaskolben.

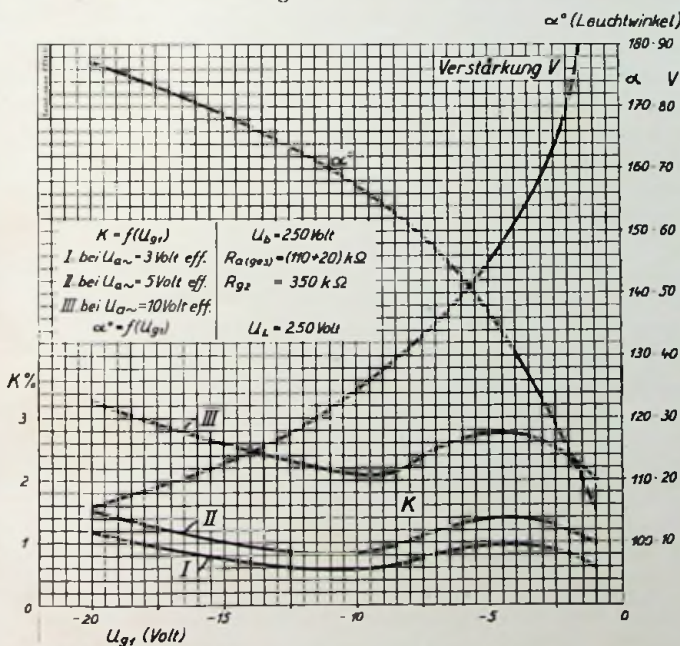
Vorläufertyp: Als Vorläufertyp kann die AM 2 bzw. C/EM 2 betrachtet werden, bei der der Abstimmanzeigeteil mit einer normalen Triode zusammen gebaut ist. Andere technische Daten und andere Sockelung.

Hinweise für die Verwendung: Die Regelpentode EFM 11 stellt einen grundsätzlich neuen Röhrentyp dar, da zum erstenmal eine Röhre von vornherein für NF-Regelung entwickelt wurde. Die zusätzliche NF-Regelung dient dazu, die Regelkurve möglichst geradlinig zu machen (s. S. 39). Gleichzeitig war es möglich, mit Hilfe der gleitenden Schirmgitterspannung, die zur Erzielung der notwendigen Verzerrungsfreiheit dient, die Leuchtwinkel des Anzeigeteiles zu steuern und dadurch mit geringstem Aufwand an Schaltmitteln und Leitungsführung auszukommen. Das Steuergitter der EFM 11 erhält die normale Regelspannung von der Diode über einen Siebwiderstand, während die NF-Spannung über einen Kondensator zugeführt wird. Die Zeitkonstante des Siebgliedes darf nicht zu hoch gewählt werden, um die Einstellung der Leuchtwinkel nicht zu stark zu verzögern. Dadurch ist es unvermeidlich, daß ein Teil der NF-Spannung über das Siebglied an das Gitter gelangt. Dies bewirkt eine Bevorzugung der Tiefen bei kleinerer Lautstärke und ist bei der Festlegung der Frequenzkurve des Empfängers zu berücksichtigen. Sofern eine Verzerrungsspannung für die EFM 11 wünschenswert

erscheint (Aussteuerung schwacher Sender) darf sie nicht zu hoch gewählt werden, um auch eine Anzeige bei kleinen Sendern sicherzustellen. Die Anzeige setzt erst ein, wenn der Verzögerungspunkt überschritten ist. Man wählt zweckmäßig einen Wert von 1 bis 1,5 Volt (z. B. Kathodenspannung der EBF 11). Die normale Gittervorspannung wird mit -1,5 Volt gewählt. Dabei sind Anfangsverstärkung und Leuchtwinkelaussteuerung genügend groß, während andererseits Verzerrungen durch Gitterstromereinsatz vermieden werden. Der Kathodenwiderstand soll einen Parallelkondensator von mindestens 20 μ F erhalten. Die angegebenen Werte für die Anoden- und Schirmgitterwiderstände sind unbedingt einzuhalten, um ein einwandfreies Arbeiten der Röhre zu sichern. Bei höherer Betriebsspannung (U_b max. = 300 Volt) empfiehlt es sich, die Widerstandswerte entsprechend zu erhöhen ($R_{g2} = 500$ k Ω , $R_u = 130$ k Ω); desgleichen muß ein Vorwiderstand für den Leuchtschirm vorgesehen werden (U_L max. = 250 V). Bei $U_b = 300$ Volt ist es möglich, mit der EFM 11 auch die AD 1 auszusteuern. Dabei ergeben sich durch Kompensation der in beiden Röhren entstehenden Oberwellen geringe Verzerrungen. Bei $U_b = 200$ Volt wird R_{g2} mit 500 k Ω gewählt.

Die Gegenkopplung von der Endröhre darf nur an die Anode der EFM 11 erfolgen (Bild 129), weil andernfalls der Gegenkopplungsgrad durch die Verstärkungsregelung mit verändert wird. Bei Anschluß an 110-V-Netz ist eine Abstimmanzeige nicht möglich, weil die Mindestspannung für den Leuchtschirm 150 V beträgt.*

1. Grenzwerte	
U_a	300 V
U_{g2}	300 V
U_L max.	250 V
U_L min.	150 V
N_a	0,3 W
N_{g2}	0,1 W
R_{g1}	3 M Ω
$U_{f/s}$	100 V
$R_{f/s}$	20 000 Ω
2. norm. Betriebswerte	
U_f	6,3 V
I_f	200 mA
bei U_{f1}	250 V
R_{a^*}	110 k Ω
R_{g2}	350 k Ω
U_{g1}	-1,5 V
I_a	1,1 mA
I_{g2}	0,6 mA
R_i	0,8 M Ω
R_k	900 Ω
V_u	90 fach
β	70 °
3. Regelverhältnis u. Leuchtwinkelanzeige	
bei U_{g1}	-20 V
V_u	16 fach
β	3 °
4. Kapazitäten max.	
$C_f/g1$	0,25 pF



* Der zusätzliche Siebwiderstand R_s soll 20 k Ω , der Kathodenwiderstand 600 k Ω betragen
Der Leuchtschirmstrom I_s beträgt ca. 0,8 mA

Bild 339. Abhängigkeit der Verstärkung V , des Leuchtwinkels α (Schattenwinkel $\beta = 180 - \alpha$) und des Klirrfaktors k von der Vorspannung des Steuergitters U_{g1} .

* s. n. J. E. Scheel: Die Niederfrequenzregelröhre mit Abstimmanzeiger EFM 11. Tel. Röhre (1938) H. 13, Beilage S. 72.

EL 11

Endpentode / Fünfpol-Endröhre

6,3 V ~ indirekt



Bild 340. Maßstab 1 : 2
(EL 11 und EL 12)



Bild 341. Sockelschaltung
für EL 11 und 12

röhre keine wesentlichen Vorteile zu bieten vermag. Als Vorstufe für die EL 11 kommen in Betracht die Verbundröhre EBC 11 die EF 12 in Pentoden- bzw. Triodenschaltung oder die EFM 11. Pentodenvorverstärkung sollte man nur anwenden, wenn die EL 11 mit starker Gegenkopplung arbeitet und dadurch nur geringe Eigenverstärkung besitzt. Die günstigste Dimensionierung der Vorstufen ergibt sich aus folgender Tabelle:

Vorröhre	U_b Volt	R_a M Ω	R_{g2} M Ω	R_k k Ω	I_a mA	I_{g2} mA	U_{g1} Volt eff.
EBC 11	250	0,2	—	5	0,75	—	0,25
	250	0,1	—	3	1,3	—	0,25
	250	0,05	—	2	2,3	—	0,25
EF 12	250	0,2	0,5	2,5	1,0	0,3	0,03
	250	0,1	0,3	1,5	1,5	0,5	0,04
	250	0,05	0,2	1,0	2,0	0,7	0,06
EF 12 Triode	200	0,2	—	5,0	0,6	—	0,27
	200	0,1	—	2,5	1,25	—	0,27
	200	0,05	—	1,5	2,0	—	0,27

Anwendung und Eigenschaften: Wie AL 4 (9-Watt-Hochleistungsendpentode) für Wechselstrom- und eventuell Autoempfänger geeignet.

Aufbau: Wie AL 4, jedoch mit neuem Stiftsockel (8polig, mit Führungsstift), Glaskolben.

Vorläufertypen: AL 4 für Wechselstrom- und EL 1 Cu-Bi für Autoempfänger (Glasröhren mit 8poligem Außenkontaktsockel). EL 1 mit Kolbenanschluß des Steuergitters und höherem Heizstrombedarf.

Hinweise für die Verwendung: Die EL 11 kann in gleicher Weise verwendet werden wie die AL 4, da sie, von geringfügigen Abweichungen abgesehen, genau die gleichen technischen Daten besitzt. Die Heizspannung von 6,3 V macht sie gleichzeitig auch für Autoempfänger geeignet. Für Allstromempfänger ist sie dagegen wegen des erforderlichen Heizstromes von 0,9 Amp für Reihenschaltung mit den übrigen E-Typen nicht verwendbar. Man muß den Allstromempfänger vielmehr mit einer vorhandenen Endröhre der C-Reihe (CL 4) bestücken. Es sei ausdrücklich darauf hingewiesen, daß die EL 11 nicht mit Stahlkolben, sondern in der bisher üblichen Weise mit Glaskolben ausgerüstet ist. Dies ist wegen der großen Wärmeentwicklung im Innern der Röhre notwendig, abgesehen davon, daß die Metallausführung bei der End-

1. Grenzwerte	
U_a	250 V
U_{g2}	275 V
N_a	9 W
N_{g2o}	1,2 W
$N_{g2 max.}$	2,5 W
R_{g1}	1 M Ω
$U_{f/s}$	50 V
$R_{f/s}$	5000 Ω
2. Betriebswerte	
U_f	6,3 V
I_f	0,9 A
bei U_a	250 V
und U_{g2}	250 V
U_{g1}	-6 V
I_a	36 mA
I_{g2}	4 mA
D_2	4%
S	9 mA/V
R_i	50 k Ω
R_k	150 Ω
\mathcal{R}_n	7000 Ω
$\mathcal{R}(10\%)$	4,5 W
$U_{g1 eff.}$	4,2 V eff.
$U_{g1 eff.}$	0,33 V eff.

Für die Verwendung der EL 11 in Gegentakt- oder Triodenschaltung gelten die bei der AL 4 angeführten Hinweise. Ebenso ist das dort aufgenommene Schaltbild für die EL 11 zugrunde zu legen. Sockelanschlüsse wie AL 4 (Spezialtype EL 11/375 wie AL 4/375).

Endpentode / Fünfpol-Endröhre

EL 12

Anwendung und Eigenschaften: Wie AL 5 (18-W-Hochleistungs-Endpentode), jedoch mit fast doppelter Steilheit (15 mA/V). Für Wechselstromempfänger geeignet.

Aufbau: Wie AL 5, jedoch mit neuem Stiftsockel (8polig, mit Führungsstift), Glaskolben.

Vorläufertypen: AL 5 (Glasröhre mit 8poligem Außenkontaktsockel) mit kleinerer Steilheit und größerem Gitterwechselspannungsbedarf (Heizspannung 4 V).

Hinweise für die Verwendung: Die EL 12 kann grundsätzlich in gleicher Weise verwendet werden wie die AL 5, bietet jedoch infolge der extrem hohen Steilheit von 15 mA/V eine entsprechend höhere Verstärkung. Sie wird ebenso wie die AL 5 für Spitzenempfänger Verwendung finden, bei denen man Entzerrungsschaltungen anwenden will und trotz einer wirksamen Gegenkopplung eine kleine Gitterwechselspannung erwünscht ist. Es ist natürlich möglich, die erzielbare Sprechleistung durch eine Gegentaktschaltung mit zweimal EL 12 noch weiter zu steigern. Hierfür können die bei der AL 5 gegebenen Hinweise berücksichtigt werden. Das Gleiche gilt für Triodenschaltung. Es ist lediglich zu berücksichtigen, daß der Gitterwechselspannungsbedarf der EL 12 entsprechend der höheren Steilheit geringer ist.

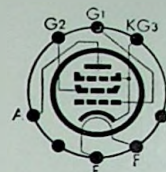


Bild 342. Sockelschaltung für EL 12 (Abmessungen wie EL 11)

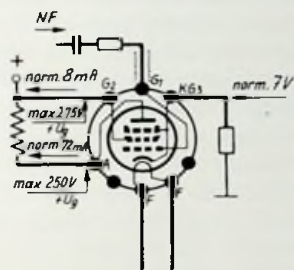


Bild 343.

Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten für Bild 342

Spezialtypen EL 12

EL 12/375

$$U_a \text{ max.} = U_{g_2} \text{ max.} = 325 \text{ V}$$

$$N_a \text{ max.} = 18 \text{ W}$$

1. Grenzwerte

U_a	250 V
U_{g_2}	275 V
N_a	18 W
$N_{g_{20}}$	2,5 W
$N_{g_2 \text{ max.}}$	5 W
R_{g_1}	0,7 M Ω
$U_{f/s}$	50 V
$R_{f/s}$	5000 Ω

2. Betriebswerte

U_f	6,3 V
I_f	1,2 A
bei U_a	250 V
und U_{g_2}	250 V
U_{g_1}	-7 V
I_a	72 mA
I_{g_2}	8 mA
D_2	5,5 %
S	15 mA/V
R_i	30 k Ω
R_k	90 Ω
\mathcal{R}_a	3500 Ω
$\mathcal{R}(10\%)$	8,0 W
$U_{g_1 \text{ eff.}}$	4,5 V eff.
$U_{f/s \text{ eff.}}$	0,3 V eff.

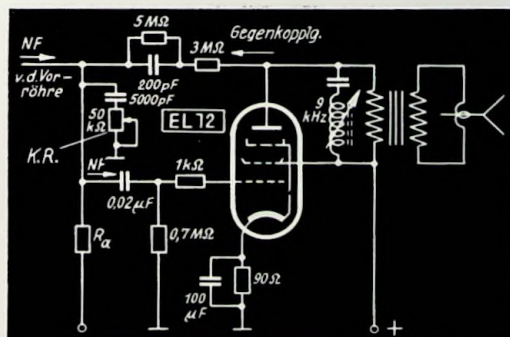


Bild 342.

Schaltbeispiel für EL 12 mit Gegenkopplung auf vorgeschalteter EFM 11, Klangregelung (K.R.) im Anodenkreis der Vorstufe, 9 kHz-Sperre

EZ 11

Zweiweggleichrichter

6,3 V = indirekt

Stahlröhre

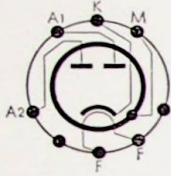


Bild 344. Sockelschaltung für EZ 11

Anwendung: Gleichrichtung der vom Zerhacker erzeugten Wechselspannung für die Anodenstromversorgung von Autoempfängern.

Eigenschaften: Kleine Abmessungen und kleine Heizleistung.

Aufbau: Indirekt geheizt, zwei Gleichrichterstrecken über gemeinsamer Kathode aufgebaut. Abschirmmantel an besonderen Sockelkontakt M geführt. Neuer Stiftsockel (8polig, mit Führungsstift), Stahlkolben.

Vorläufertypen: EZ 1 Cu-Bi für 6,3 V bzw. FZ 1 für 13 V (Glaskolben mit 9poligem Außenkontaktsockel).

Hinweise für die Verwendung: Die EZ 11 ist speziell für die Verwendung im Autocmpfänger bestimmt und gibt eine ausreichende Leistung, sofern man für die Endstufe die EDD 1 benutzt. Eine Prinzipschaltung gibt Bild 345. Es ist besonders darauf zu achten, daß der Mittelpunkt der Sekundärwicklung des Übertragers und der Stahlmantel der EZ 11 gemeinsam geerdet werden, um Überschläge zu vermeiden. Im Autocmpfänger ist auf eine besonders sorgfältige Siebung Wert zu legen, und es müssen die von den Firmen gegebenen Einbauhinweise unbedingt beachtet werden. Für den Transformator ist ein Mindestwert des Widerstandes von 2 . 600 Ohm vorgeschrieben. Der Ladekondensator soll nach Möglichkeit eine Kapazität von 32 µF besitzen. Die maximal zulässige Spannung zwischen Faden und Schicht beträgt 350 Volt. Bei Anschluß an eine 12- bzw. 13-V-Batterie muß in den Heizkreis der EZ 11 ein Vorwiderstand eingeschaltet werden, der einen entsprechenden Teil der Spannung (ca. 6 V) vernichten muß. Man wählt z. B. einen Widerstand von 22 Ω, wie dies in Bild 345 dargestellt ist. Bei Anschluß an 6,3 V muß dieser Widerstand natürlich kurzgeschlossen werden.

Technische Daten EZ 11

Heizspannung U_f	6,3 V
Heizstrom I_f	ca. 0,29 A
Max. zulässige Transformatorspannung . . .	2×250 V eff.
Max. entnehmbarer Gleichstrom	50 mA

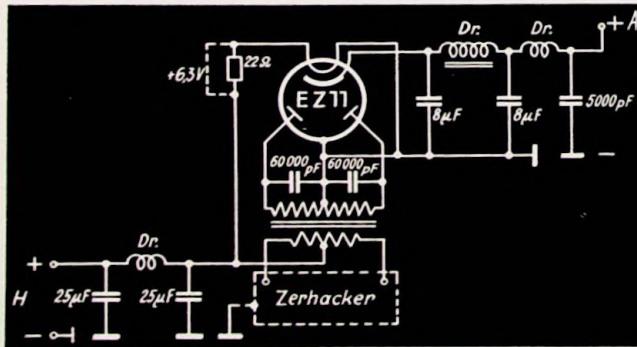


Bild 345. Schaltbeispiele für EZ 11 als Gleichrichter für Autoempfänger in Verbindung mit Zerhacker

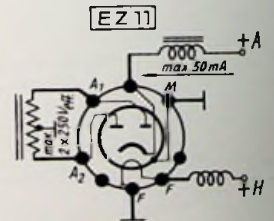


Bild 346. Sockelanschlüsse mit norm. Betriebswerten für Bild 345

Zweiweggleichrichter

Anwendung: Gleichrichtung der Wechselspannung zur Erzeugung der Anodenspannung im Wechselstrom-Netzempfänger.

Eigenschaften: Indirekte Heizung ermöglicht Verwendung von Siebkondensatoren geringer Spannungsfestigkeit für den Netzteil.

Aufbau: Indirekt geheizt.

Vorläufertyp: Die EZ 12 stellt eine Neuentwicklung als indirekt geheizte Gleichrichterröhre dar.

Hinweise für die Verwendung: Die EZ 12 ist für solche Empfänger bestimmt, bei denen eine Endröhre mit großer Anheizzeit Verwendung findet. Dabei ergibt sich bei Verwendung einer direkt geheizten Gleichrichterröhre eine starke Spannungsbeanspruchung der Netzkondensatoren im Einschaltzustand, solange die Endröhre noch nicht in Betrieb ist. Man muß dann entsprechende Schaltungsmaßnahmen treffen (s. S. 63) bzw. Kondensatoren verwenden, die eine genügende Spannungssicherheit besitzen, um der Leerlaufspannung des Gleichrichters standzuhalten. Die EZ 12 vermeidet diese Schwierigkeiten von vornherein und kann durch ihre größere Belastungsfähigkeit auch für Spitzengeräte Verwendung finden. Dabei darf jedoch das Produkt $2 \cdot U_{\sim} (V \text{ eff.}) \cdot I = (mA)$ den Wert 100000 nicht überschreiten. Bei kleinerer Transformatorspannung als $2 \times 500 V \text{ eff.}$ läßt sich daraus die zulässige Gleichstromstärke berechnen. Der Steckerstift K ist stets mit dem linken Heizfadenkontakt zu verbinden. Die Röhre ist also stets mit getrennter Heizwicklung zu verwenden.

Technische Daten EZ 12

U_f	6,3 V
I_f	0,85 A
max. zulässige Transformatorspannung . . .	$2 \times 500 V \text{ eff.}$
max. entnehmbarer Gleichstrom	100 mA

Neben den beiden Gleichrichterröhren EZ 11 und EZ 12 stehen für den „Harmonischen Röhrensatz“ als Netzgleichrichter noch die beiden direkt geheizten Zweiweggleichrichter AZ 11 und AZ 12 (Beschreibung s. S. 154) zur Verfügung. Die AZ 11 entspricht der AZ 1 und dürfte in allen normalen Fällen ausreichen, während die AZ 12 eine größere Belastung verträgt und für Spitzengeräte, insbesondere bei Gegentakt-Endstufen, erforderlich ist. Beide Röhren besitzen den neuen Stiftsockel und werden mit 4 V geheizt. Diese abweichende Heizspannung ist aber vollkommen nebensächlich, da die Gleichrichterröhre ohnehin eine besondere Heizwicklung benötigt.

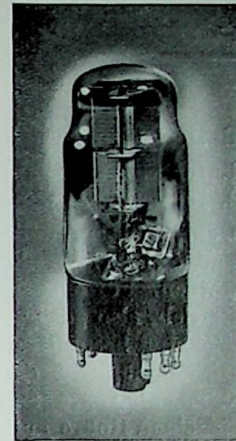


Bild 347.

Maßstab 1 : 2

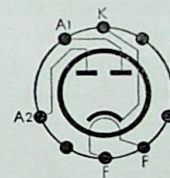


Bild 348. Sockelschaltung für EZ 12

EZ 12

6,3 V ~ indirekt

IX DIE RÖHREN DER K-REIHE

Batterieröhren finden für zweierlei Gerätetypen Verwendung:

1. für tragbare Empfänger (Reise, Wochenend, Boot, Sommerwohnung);
2. für ortsfeste Empfänger in Haushalten ohne Netzanschluß.

Dabei müssen zwei Bedingungen erfüllt sein. Tragbare Empfänger müssen möglichst klein und leicht sein, und die Batterien dürfen zwecks langer Lebensdauer nicht hoch beansprucht werden. Für ortsfeste Empfänger gilt in erster Linie letzteres, um einen wirtschaftlichen Betrieb, also geringe Stromkosten, sicherzustellen. Diesen Forderungen wurde durch Entwicklung besonderer Röhren entsprochen, die mit 2 Volt Heizspannung betrieben werden. Dies ermöglicht die Verwendung des leichteren 2-Volt-Akkumulators bzw. einer 2-Volt-Trockenbatterie als Heizstromquelle. Außerdem wurde der Heizstromverbrauch der einzelnen Röhre auf das äußerste herabgesetzt. Die notwendige Anodenspannung beträgt für alle Röhren im Höchstfalle 135 Volt, doch lassen sich auch mit 90 Volt gute Ergebnisse erzielen. Um die Anodenbatterie möglichst wenig zu belasten, ist der Anodenstrom in allen Fällen so klein wie möglich gewählt. Für die kleinen Abmessungen der Batterieempfänger ist es vorteilhaft, daß sämtliche Röhren mit Außenkontaktssockeln versehen sind; auch ergeben sich wegen der kleinen Heizleistung kleine Kolbenabmessungen. Die Röhrenauswahl ist so getroffen, daß Empfänger aller Typen gebaut werden können.

Ein vom Empfangsgerät getrennter Lautsprecher wird immer von Vorteil sein, um das Auftreten von Klingerscheinungen von vornherein auszuschalten. Es ist technisch unmöglich, Batterieröhren mit der gleichen Klingfestigkeit wie Netzempfängerröhren zu bauen, dies vor allem deswegen, weil der Heizfaden mit Rücksicht auf kleinsten Stromverbrauch äußerst dünn sein muß. Daher ist beim Bau von Batteriegeräten besondere Sorgfalt auf den Aufbau zu verwenden, und die vorgeschriebenen Betriebsbedingungen sind genauestens einzuhalten. Um direkte Rückwirkungen des Lautsprechers auf die Röhren auszuschalten, hilft u. U. ein Überstülpen der Röhrenpackung über die klinggefährdete Röhre. Von großem Nutzen ist die Verwendung gut gefederter Röhrensockel (s. Seite 184, Bild 357).

Außerordentlich wichtig ist bei Batteriegeräten der Einbau einer Anodenstromsicherung, weil die dünnen Heizfäden der Batterieröhren gegen Überlastung außerordentlich empfindlich sind. Die Gefahr einer Überlastung ist aber nicht nur durch eine unbeabsichtigte

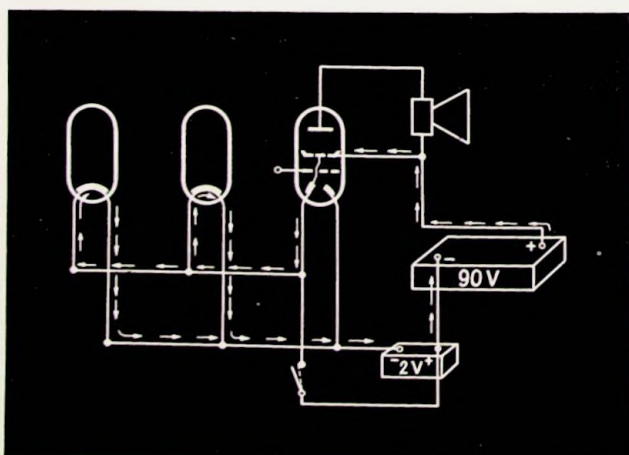


Bild 349. Durchbrennen der Vorröhren durch schadhafte Endröhre

Verbindung der Heizleitung (Heizfadene) mit dem Pluspol der Anodenbatterie gegeben, sondern auch im normalen Betrieb sind die Röhren beim Durchbrennen einer Röhre gefährdet (Bild 349). Erhält z. B. die Heizleitung durch Fadenbruch oder Durchbrennen Verbindung mit der Anoden- oder Schutzgitterspannung, so kann der Kurzschlußstrom über die anderen Röhren fließen. Sehr zweckmäßig hat sich ein Sicherungslämpchen (max. 40 mA) erwiesen, das in die Zuleitung zum Minuspol der Anodenbatterie zu schalten ist.

Duodiode / Doppel-Zweipolröhre

1. Höchstwerte max.	
I_{da}	0,5 mA
U_{da}	125 V
2. Norm. Betriebswerte	
U_f	2 V
I_f	0.095 A
3. Kapazitäten	
$C_{k/d}$	2 pF
$C_{d\frac{1}{2}}$	0,25 pF

Anwendung: HF- bzw. ZF-Gleichrichtung, Regelspannungserzeugung.
Eigenschaften: Außerordentlich kleines System, daher kleine Heizleistung. Durch indirekte Heizung auch für Regelspannungserzeugung mit verzögertem Einsatz zu verwenden.
Aufbau: wie AB 2.
Vorläufertypen: KB 1 (direkt geheizt, eine Anode an Kolbenkappe angeschlossen). Abweichende Elektrodenkapazitäten, für verzögerte Regelschaltungen nur beschränkt verwendbar.



Bild 350. Maßstab 1 : 2

KB 2
2 Volt == indirekt

1. Höchstwerte max.		
U_a	135	V
N_a	0,6	W
R_{g_1}	2	MΩ
U_{da}	125	V
I_{da}	0,2	mA je System
2. Normale Betriebswerte		
U_f	2	V
I_f	0,1	A
bei U_a	135	90 V
U_{g_1}	— 1,5	— 3 V
I_a	2,5	1 mA
S	1,0	0,7 mA/V
D	6	6 %
μ	16	16
R_i	16 000	23 000 Ω

Duodiode-Triode Doppelzweipol-Dreipolröhre (Verbundröhre)

Anwendung: Regelspannungserzeugung, Gleichrichtung und NF-, HF- bzw. ZF-Verstärkung (Transformator-, Drossel- oder Widerstandskopplung).

Eigenschaften: Heizleistungsersparnis und kleiner Raumbedarf.

Aufbau: Ähnlich ABC 1, jedoch direkt geheizt. Anoden D_1 und D_2 an den beiden Enden des Heizfadens angeordnet.

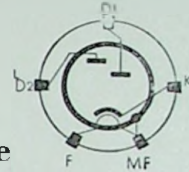


Bild 351. Sockelschaltung KB 2

KBC 1
2 Volt == direkt

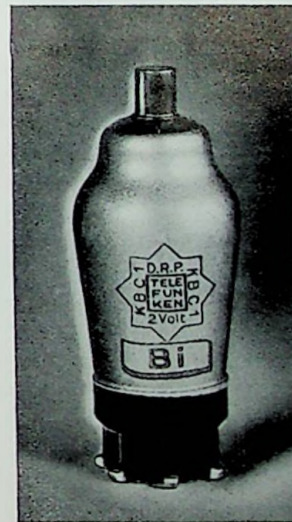


Bild 352. Maßstab 1 : 2

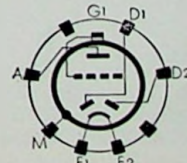


Bild 353. Sockelschaltung für KBC 1

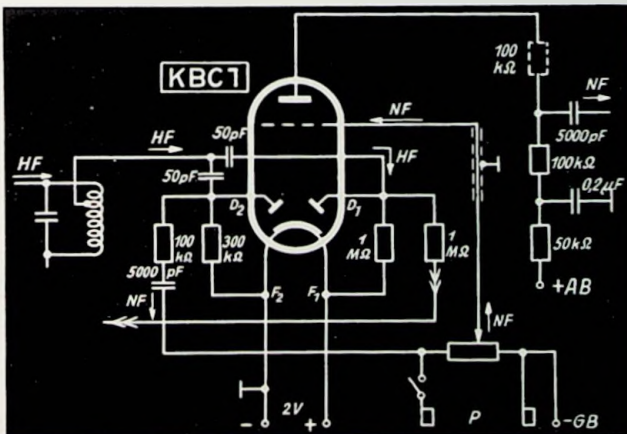


Bild 354. Schaltbeispiel für KBC 1, NF-Verstärkung, Empfangsrichtung und unverzögerte Regelspannungserzeugung, Schallplattenanschluß (P)

KBC 1 Hinweise für die Verwendung: Für eine verzögerte Regelschaltung ist zu beachten, daß längs des Heizfadens ein Spannungsabfall vorhanden ist, der automatisch eine bestimmte Verzögerung ergibt, wenn man die dem negativen Heizfadeneende gegenüber liegende Anode zur Regelspannungserzeugung verwendet und den Ableitwiderstand an das positive Heizfadeneende anschließt. Für die Empfangsgleichrichtung ist die andere Anode zu verwenden und der Belastungswiderstand an das negative Heizfadeneende anzuschließen. Damit wird erreicht, daß diese Anode eine bestimmte positive Vorspannung gegenüber dem Heizfaden besitzt und auch bei ganz schwachen Amplituden einwandfrei gleichrichtet. Man kann aber auch entsprechend Bild 354 schalten, wobei die Dämpfung klein bleibt.

KC 1

2 Volt = direkt



Bild 355. Maßstab 1 : 2

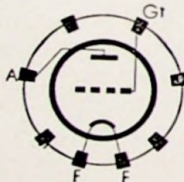


Bild 356. Sockelsch. für KC 1

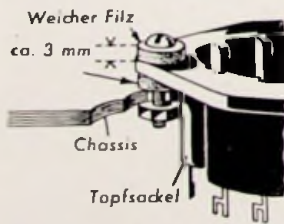


Bild 357. Beispiel für die einfache Anfertigung eines weich gefederten Röhrensockels. Zwischen Röhrenfassung und Bodenblech darf keine direkte Verbindung bestehen (Loch in der Fassung aufbohren)

Triode / Dreipolröhre

Anwendung: Empfangsgleichrichtung mit gleichzeitiger Niederfrequenzverstärkung, Niederfrequenzverstärkung (Transformatordrossel- oder Widerstandskopplung).

Eigenschaften: Geringer Heizstromverbrauch (65 mA), gute Verstärkungseigenschaften auch bei 90 V Anodenspannung.

Aufbau: Direkt geheizt. Eingitterverstärkersystem; Steuergitter G_1 und Anode A an Sockelkontakte angeschlossen. Glaskolben mit Innenspiegel. Außenkontaktsockel (8 polig). Sonderausführung mit Stiftsockel (4 polig) für deutschen Volksempfänger VE 301 B 2 (Sockelschaltung wie RE 034).

Vorläufertypen: RE 034 (für 4-Volt-Heizung mit Stiftsockel).

Hinweise für die Verwendung: Für die Empfangsgleichrichtung wird man im allgemeinen der Gittergleichrichtung wegen der bekannten Vorteile den Vorzug geben. Um einen guten Einsatz der Rückkopplung zu erzielen, ist es insbesondere bei Transformatorkopplung zweckmäßig, den Heizfaden durch ein Potentiometer zu überbrücken und den günstigsten Einsatzpunkt versuchsweise einzustellen (s. Bild 370). Als Gittergleichrichter ist die KC 1 besonders wegen ihrer geringen Klinggefahr zu empfehlen. Eine gute Federung des Röhrensockels, die sich durch Zwischenlegen von weichen Filzscheiben zwischen Befestigungsschraube und Mutter leicht erzielen läßt (Bild 357), sollte man für die Gleichrichterstufe stets vorsehen. Für die Anschlußdrähte soll Litzendraht gewählt werden, damit die Röhrenfassung von jeder festen Verbindung mit dem Bodenblech befreit ist.

1. Höchstwerte max.

U_a	150 V
N_a	0,5 W
R_{g1}	2 M Ω

2. Norm. Betriebswerte

U_f	2 V
I_f	0,065 A
bei U_a	90 135 V
U_{g1}	-1,5 -1,5 V
I_a	0,3 1,2 V
S	0,4 0,6 mA/V
D	4 4 %
μ	25 25
R_i	60 40 k Ω

3. Kapazitäten

$C_{g/a}$	3,5 pF
-----------	--------

Triode / Dreipolröhre

Anwendung: Treiberröhre zur Niederfrequenzverstärkung für die Gegentakt-B-Endstufe.

Eigenschaften: Spezialröhre, nur zusammen mit der Endröhre KDD 1 zu verwenden. Große Steilheit. Kleiner Innenwiderstand. Klingsicherer Aufbau. Spezialentwicklung.

Aufbau: Direkt geheizt. Eingitterverstärkersystem; Steuergitter G_1 und Anode A an Sockelkontakt angeschlossen. Domkolben — Außenkontaktsockel (8polig).

Hinweise für die Verwendung: Die Eingitterröhre KC 3 ist als Spezialröhre für die Gegentakt-Endstufe gebaut. Da die Endröhre KDD 1 in Gegentakt-B-Schaltung, d. h. vorwiegend im Gitterstromgebiet arbeitet, muß die KC 3 eine entsprechende Leistung abgeben können, die zur Deckung der Steuerleistung im Gitterkreis der Endröhre ausreicht. Damit die Verstärkung von den Belastungsschwankungen, die durch den stark schwankenden Gitterstrom hervorgerufen werden, möglichst unabhängig bleibt, ist der Innenwiderstand dieser Treiberröhre entsprechend klein gewählt. Außerdem erreicht man durch das umgekehrte Übersetzungsverhältnis 3:1, daß der Belastungswiderstand des Gitterkreises der Endstufe auf den 9fachen Wert hinauftransformiert wird. Die Widerstandsschwankungen beeinflussen dann die Verstärkung weniger, und die Verzerrungen bleiben klein.

Für andere Zwecke ist diese Röhre nicht zu empfehlen, da man in diesem Fall auf die KC 1 zurückgreift, die weniger Heizstrom erfordert.

KC 3

2 Volt = direkt



Bild 358. Maßstab 1 : 2

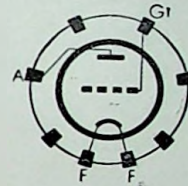


Bild 359. Sockelschaltung für KC 3

1. Höchstwerte max.	
U_a	150 V
N_a	1 W
R_{g1}	1,5 M Ω
2. Norm. Betriebswerte	
U_f	2 V
I_f	0,21 A
bei U_a	135 V
U_{g1}	-2,8 V
I_a	3 mA
S	2,5 mA/V
D	3,3 %
μ	30
R_i	12 k Ω

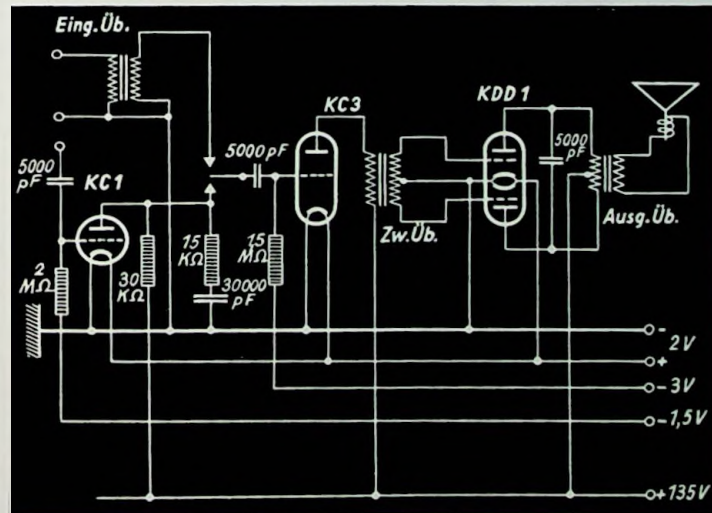


Bild 360. Schaltbeispiel für KC 3 + KDD 1. Gegentakt-B-Endstufe mit vorgeschalteter Treiberröhre, Umschaltung für Rundfunkempfang und Schallplattenübertragung (NF-Verstärkerstufe KC 1)

KDD 1

2 Volt = direkt

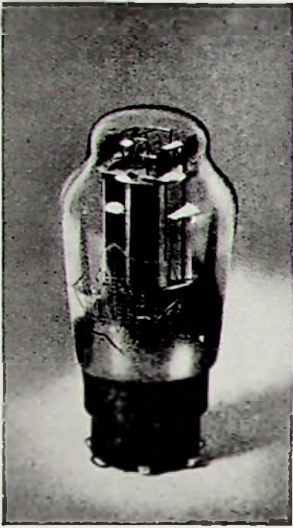


Bild 361. Maßstab 1 : 2

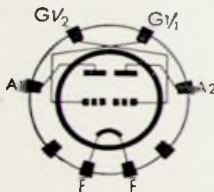


Bild 362. Sockelschaltung für KDD 1

Doppeltriode / Doppel-Dreipolröhre (Doppelröhre)

Anwendung: Endröhre für Gegentakt-B-Verstärkung.

Eigenschaften: Doppel-Endröhre großer Sprechleistung (max. etwa 2 Watt), kleiner Anodenstromverbrauch. Nur als Spezialendröhre für Gegentaktendverstärkung im Gitterstrombereich (Schaltbeispiel s. Bild 360).

Aufbau: Direkt geheizt, zwei getrennte Eingitterverstärkersysteme in gemeinsamen Kolben. Beide Heizfäden parallel geschaltet. Steuergitter $G^{1/1}$, $G^{1/2}$ und Anoden A_1 , A_2 an getrennte Sockelkontakte geführt. Abschirmstäbe vor den Gitterhaltestäben zur Kleinhaltung der Gitterstromaufnahme. Domkolben, Außenkontaktsockel (8polig).

Hinweise für die Verwendung: Die Doppelröhre KDD 1 wird zusammen mit der Treiberröhre KC 3 für die Gegentakt-B-Endstufe des Batterie-Empfängers empfohlen. Ihr besonderer Vorteil ist darin zu sehen, daß der Anodenstrom in den Sprechpausen ein außerordentlich geringer Anodenstrom entnommen wird. Dadurch ist diese Schaltung sehr stromsparend und arbeitet äußerst wirtschaftlich. Die Röhre ist so konstruiert, daß bei der Gitterspannung 0 ein Anodenstrom von nur 1,5 mA fließt, der sich bei normaler Lautstärke auf einen Mittelwert von etwa 8 mA erhöht und bei voller Aussteuerung etwa 11 mA pro Röhre beträgt.

Die Doppelröhre KDD 1 wird dabei in der als „B-Schaltung“ bezeichneten Gegentaktschaltung ohne negative Gittervorspannung benutzt. Die grundsätzliche Wirkungsweise dieser Schaltung ist folgende: Jede Tonwelle erzeugt dadurch, daß der Mittelpunkt der Sekundärwicklung des Spezialübertragers mit dem Heizfaden (zugleich Kathode) der Doppelröhre verbunden ist, an den beiden Gittern entgegengesetzt gerichtete Spannungswellen (daher Gegentaktschaltung). Von diesen Spannungswellen kann aber jeweils nur die positive Halbwelle eine entsprechende Anodenstrom-Halbwelle auslösen. Diese beiden aufeinanderfolgenden Anodenstrom-Halbwellen ergeben über den Spezialübertrager den Sprechwechselstrom des Lautsprechers. Die positive Gitterspannungshalbwelle hat natürlich Gitterstrom zur Folge, der einen Leistungsverbrauch darstellt. Diese Leistung muß den Gitterkreisen der Doppelröhre KDD 1 zur Vermeidung von Verzerrungen von der vorgeschalteten Niederfrequenzverstärkerröhre KC 3 über den Übertrager zugeführt werden. Durch eine sinnreiche Konstruktion konnte die erforderliche Gitterleistung bei der KDD 1 besonders klein gehalten werden. Die Bemessung des Übersetzungsverhältnisses für den Ausgangsübertrager erfolgt unter Zugrundelegung des Wechselstromwiderstandes der Lautsprecherspule (s. Seite 112) und eines günstigsten Außenwiderstandes von 10 000 Ω von Anode zu Anode. Normal ist der Mittelpunkt des Eingangsübertragers an das negative Heizfadeneende anzuschließen. Durch Anschluß an das positive Heizfadeneende erhält man eine besonders gute Wiedergabe bei kleinen Lautstärken, muß jedoch dafür einen doppelt so großen Anodenruhestrom in Kauf nehmen.

1. Höchstwerte max.	
U_a	150 V
2. Norm. Betriebswerte	
U_g	2 V
I_g	0,22 A
bei U_a	135 V
U_{g1}	0 V
I_a	1,5 mA
(je System)	
R_a	10 000 Ω
(von Anode zu Anode)	
P^*	2 W
U_{g1} eff.**	2 V eff.
U_{g1} eff.	0,3 V eff.

* bei 10% Klirrfaktor
** am Gitter der KC 3

Regelpentode / Fünfpol-Regelröhre

KF 3
2 Volt = direkt

Anwendung: Regelbare Hochfrequenz- oder Zwischenfrequenz-Verstärkung.

Eigenschaften: Sehr kleiner Heizstromverbrauch (50 mA). Gute Verstärkungs- und Regeleigenschaften bei kleinem Regelspannungsbedarf (15 Volt).

Aufbau: Direkt geheizt, Dreigitterverstärkersystem; Steuergitter G_1 als Regelgitter ausgebildet und an Kolbenkappe angeschlossen, Schirmgitter G_2 , Bremsgitter G_3 und Anode A an besondere Sockelkontakte angeschlossen. Sorgfältige Abschirmung und Klingdämpfung. Glaskolben außen metallisiert. Metallisierung an besonderen Sockelkontakt M angeschlossen. Domkolben, Außenkontaktsockel (8 polig).

Vorläufertyp: KF 8 (abweichende Daten, Anode an Kolbenkappe angeschlossen).

Hinweise für die Verwendung: Die Röhre KF 3 wird als Regelröhre sowohl in selbsttätig geregelten Empfängern als auch in handgeregelten Geräten verwendet. In erster Linie wird man sie für HF-Stufen benutzen, weil man für die ZF-Stufe im allgemeinen die nicht regelbare KF 4 einsetzt, um bei den geringeren Leistungen des Batteriegerätes eine ausreichende ZF-Verstärkung sicherzustellen.



Bild 363. Maßstab 1 : 2

1. Höchstwerte max.	
U_a	150 V
U_{g2}	150 V
N_a	0,7 W
N_{g2}	0,2 W
R_{g1}	2,5 M Ω
2. Norm. Betriebswerte	
U_f	2 V
I_f	0,05 A
bei U_a	90 135 V
und U_{g2}	90 135 V
U_{g1}	-0,5 -0,5 V
I_a	1 2 mA
I_{g2}	0,3 0,6 mA
S	0,5 0,65 mA/V
μ	1000 850
R_i	2 1,3 M Ω
3. Max. Regelwerte	
bei U_{g1}	-10 -15 V
I_a	0,015 mA
S	0,002 mA
R_i	10 M Ω
4. Kapazitäten	
$C_{g/a}$	0,006 pF

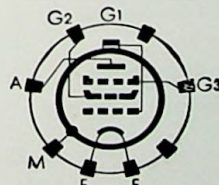


Bild 364.
Sockelschaltung
für KF 3

Bild 366. Schaltbild
für KF 3, regelbare
Hochfrequenzstufe
mit Handregelung

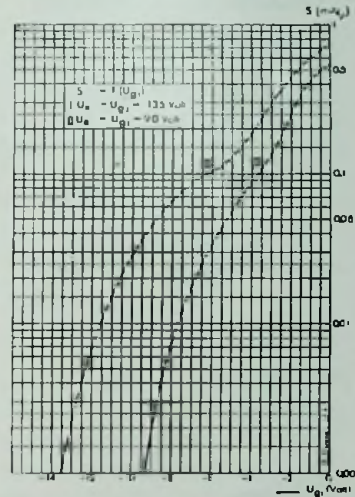
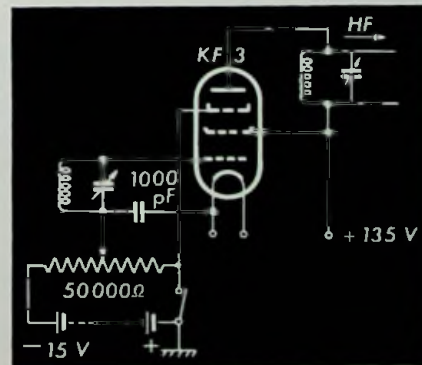


Bild 365. Zusammenhang zwischen
Steilheit S und Vorspannung des
HF-Steuergitters U_{g1}



KF 4

2 Volt = direkt



Bild 367. Maßstab 1 : 2

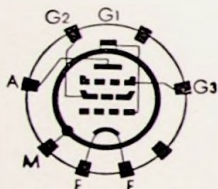


Bild 368. Sockelschaltung für KF 4

Zur Erzielung guten Rückkopplungseinsatzes ist, ebenso wie bei der KC 1, eine Überbrückung des Heizfadens mit einem Potentiometer zweckmäßig (Bild 370). Notwendig ist es, die Schirmgitterspannung durch einen Vorwiderstand auf den richtigen Wert herabzusetzen. In jedem Fall ist auf einen weich gefederten Sockel zu achten (s. Bild 357).

Hochfrequenzpentode / Fünfpol-Schirmröhre

Anwendung: Hochfrequenz- oder Zwischenfrequenzverstärkung, Empfangsgerichtung mit gleichzeitiger Niederfrequenzverstärkung, Niederfrequenzverstärkung (Widerstandskopplung).

Eigenschaften: Kleiner Heizstromverbrauch (65 mA). Gute Verstärkungseigenschaften wie KF 3, jedoch ohne Regelgitter, auch für Kurzwellen und bei 90 V Anodenspannung.

Vorläufertyp: KF 7 (abweichende Daten, Anode an Kolbenkappe angeschlossen).

Hinweise für die Verwendung:

Die Röhre KF 4 eignet sich daher hervorragend als Verstärkerröhre in nicht regelbaren Hochfrequenz- oder Zwischenfrequenzstufen.

Ebenso ist sie als Empfangsgerichter mit nachfolgender Widerstandskopplung zu verwenden. Als Gittergleichrichter vor der Endstufe kann die KF 4 nur in Verbindung mit den Endpentoden Verwendung finden. Für die Gegentaktestufe (KC3 + KDD1) würde sich eine zu hohe NF-Verstärkung ergeben.

1. Höchstwerte max.

U_a	150 V
U_{g2}	150 V
N_a	0,5 W
N_{g2}	0,25 W
R_{g1}	1,5 M Ω

2. Norm. Betriebswerte

U_f	2 V
I_f	0,065 A
bei U_a	90 135 V
und U_{g2}	90 135 V
U_{g1}	-0,5 -0,5 V
I_a	1,2 2,6 mA
I_{g2}	0,4 1,0 mA
S	0,7 0,8 mA/V
μ	900 800
R_i	1,3 1 M Ω

3. Kapazitäten

$C_{g/a}$	0,006 pF
-----------	----------

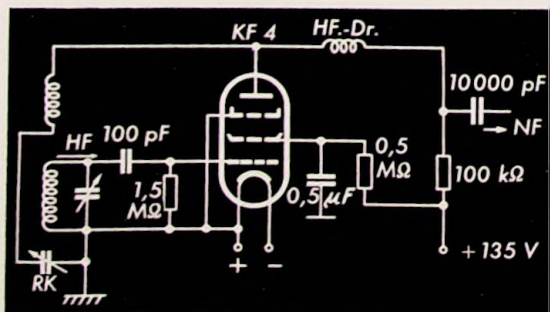


Bild 369. Schaltbeispiel für KF 4, Gittergleichrichtung mit Rückkopplung und NF-Widerstandsverstärkung

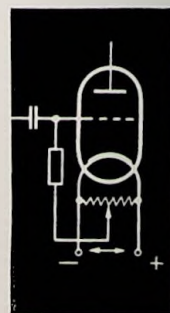


Bild 370. Einstellpotentiometer für die Gleichrichterstufe zur Erzielung eines guten Rückkopplungseinsatzes

Oktode / Achtpolröhre

Anwendung: Regelbare Mischröhre für Überlagerungsempfänger mit gleichzeitiger Erzeugung der Hilfsschwingung.

Eigenschaften: Kleiner Heizstromverbrauch (130 mA), geringer Platzbedarf. Gute Mischverstärkung auch bei 100 V Anodenspannung. Regelmöglichkeit 1:150 (Steilheitsänderung) mit kleinem Regelspannungsbedarf (12 V).

Aufbau: Direkt geheizt, Sechsgitter-Oszillatormischsystem. Mit Ausnahme der direkt geheizten Kathode vollkommen gleicher Aufbau wie AK 2.

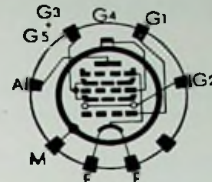


Bild 371. Sockelschaltung für KK 2



KK 2
2 Volt = d rekt

Bild 372. Maßstab 1 : 2

Hinweise für die Verwendung: Die KK 2 ist ohne weiteres auch für den Kurzwellenbereich zu verwenden, doch empfiehlt es sich in diesem Fall, auf die Regelung zu verzichten. Es ist auch zweckmäßig für Kurzwellen, die Schirmgitterspannungen auf 90 V zu erhöhen, um eine sichere Erzeugung der Hilfsschwingung zu gewährleisten. Wegen der geringeren Verstärkung der Mischstufe wird es sich im allgemeinen empfehlen, eine nicht regelbare ZF-Stufe zu verwenden und vor die Mischröhre eine besondere HF-Stufe zu schalten, die regelbar ausgebildet wird (KF 3).

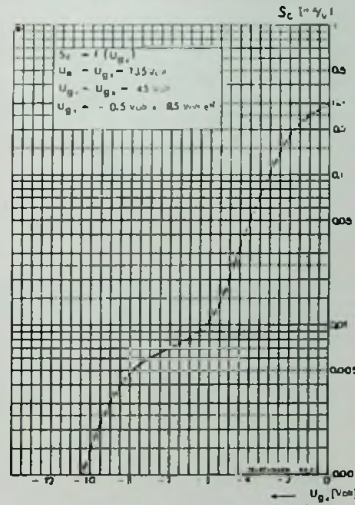


Bild 373. Zusammenhg. zwischen Mischteilheit (S_c) u. Vorspannung am HF-Steuergeritter (U_{g4})

1. Höchstwerte max.	
U_a	150 V
U_{g2}	150 V
$U_{g3} = U_{g5}$	100 V
N_a	0,5 W
N_{g2}	0,6 W
$N_{g3} + N_{g5}$	0,4 W
R_{g1}	0,1 M Ω
R_{g4}	2,5 M Ω
2. Norm. Betriebswerte	
U_f	2 V
I_f	0,13 A
bei U_a	90 135 V
und U_{g2}	90 135 V
und $U_{g3} = U_{g5}$	45 45 V
U_{g1}	0 0 V
U_{g4}	-0,5 -0,5 V
I_a	0,7 0,7 mA
I_{g2}	1,3 2,1 mA
$I_{g3} + I_{g5}$	0,6 0,7 mA
S_c	0,3 0,3 mA/V
R_i	2 2,5 M Ω
3. Max. Regelwert	
bei U_g	-12 V
I_a	0,015 mA
S_c	0,002 mA/V
R_i	10 M Ω
4. Kapazitäten	
$C_{g4/a}$	0,07 pF
$C_{g1/4}$	0,12 pF
$C_{g2/4}$	0,35 pF
$C_{g2/k}$	8,7 pF

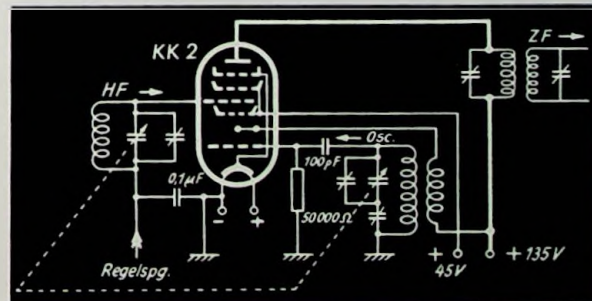


Bild 374. Prinzipschaltbild für KK 2

KL 1

2 Volt = direkt



Bild 375. Maßstab 1 : 2

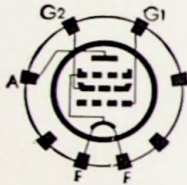


Bild 376. Sockelschaltung für KL 1, KL 2

Endpentode / Fünfpol-Endröhre

Anwendung: Endröhre mit 1,5 Watt Anodenbelastung für einfache A-Verstärkung oder Gegentakt-A-Schaltung.

Eigenschaften: Endröhre kleiner Sprechleistung (max. etwa 0,4 Watt), aber guter Eigenverstärkung. Geringer Heizstromverbrauch (150 mA).

Aufbau: Direkt geheizt, 3-Gitter-Verstärkersystem; Horizontal aufbau. Steuergitter G_1 , Schutzgitter G_2 und Anode A an Sockelkontakte angeschlossen. Bremsgitter G_3 im Innern der Röhre mit Heizfadenmittelpunkt verbunden. Glaskolben mit Innenspiegel, Außenkontaktsockel (8 polig), Sonderausführung mit Stiftsockel (5 polig) für deutschen Volksempfänger VE 301 B 2 (Sockelschaltung wie RE 134).

Hinweise für die Verwendung: Die Endröhre KL 1 ist für kleine Batterie-Empfänger bestimmt, bei denen es in erster Linie auf einen möglichst geringen Heizstromverbrauch ankommt. Sie vermag eine Sprechleistung von 0,2—0,4 Watt abzugeben. Wird eine größere Ausgleichsleistung verlangt, so muß man entweder eine stärkere Endpentode (KL 2) oder die Gegentaktendstufe verwenden.

In Verbindung mit der Pentode KF 4 und Widerstandskopplung läßt sich ein sehr einfacher, billiger und leistungsfähiger Einkreisempfänger aufbauen.

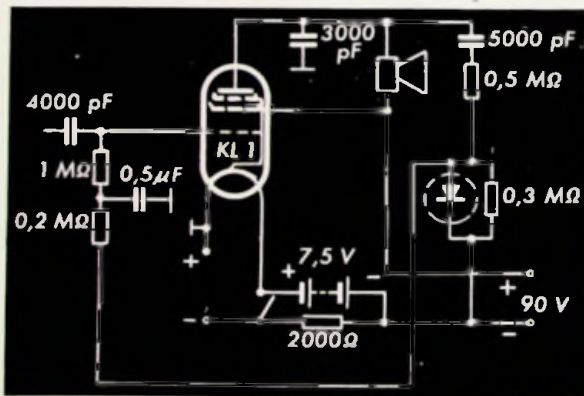


Bild 377. Schaltbeispiel für KL 1, Endstufe mit Anodenstrom-Sparschaltung

KL 2

2 Volt = direkt

Endpentode Fünfpol-Endröhre

Anwendung, Eigenschaften, Aufbau und Sockelschaltung wie KL 1, jedoch etwas größere Steilheit und größere Sprechleistung.

Endpentode KL 4 s. Nachtrag S. 276.

	KL 1	KL 2
1. Höchstwerte max.		
U_a	150 V	150 V
U_{g2}	100 V	150 V
N_a	1,5 W	2,5 W
N_{g2}	0,3 W	0,5 W
R_{g1}	1,5 MΩ	1 MΩ
2. Norm. Betriebswerte		
U_f	2 V	2 V
I_f	0,15 A	0,265 A
bei		
U_a	90 135 V	90 135 V
und		
U_{g2}	90 100 V	90 135 V
U_{g1}	-4,5 -6 V	-7,5 -12 V
I_a	8 8 mA	11 18 mA
I_{g2}	1,2 1,2 mA	0,9 2 mA
S	1,7 1,7 mA/V	1,8 2 mA/V
R_i	0,08 0,1 MΩ	30 30 kΩ
\mathcal{R}_a	14 14 kΩ	6 6 kΩ
\mathcal{R}^*	0,2 0,4 W	0,35 0,8 W
$U_{g1 \text{ eff}}$	3,0 4,2 V eff.	5,0 8,0 V eff.
$U_{g2 \text{ eff}}$	1,2 1,2 V eff.	1,6 1,4 V eff.
* bei 10 % Klirrfaktor		

DIE RÖHREN DER V-REIHE „SPARSTROMRÖHREN“

X

Die V-Röhren wurden zunächst als stromsparende Spezialtypen für den Bau von kleinen Geräten mit 2 oder 3 Verstärkerröhren entwickelt, die zum Anschluß an beide Stromarten, nämlich Gleich- und Wechselstrom sowohl an 220- als auch an 150-, 125- und 100-Volt-Netzen, geeignet sein sollen. Es besteht zwar die Möglichkeit, solche Empfänger empfangs- und leistungsmäßig vollkommen gleichwertig mit den bereits vorhandenen Röhren der C-Reihe bzw. nunmehr auch mit E-Röhren (Vorstufen) zu bauen, doch ergibt sich bei Verwendung dieser Röhren die Notwendigkeit, einen großen Teil der Heizspannung durch Vorwiderstände zu vernichten. Dies ergibt bei einem Empfangsgerät, bei dem von vornherein auf möglichst große Wirtschaftlichkeit beim Betrieb Wert gelegt wird, einen als unerwünscht empfundenen hohen Leistungsbedarf des Empfängers. Die Forderung nach möglichst geringem Gesamtverbrauch des Empfängers, d. h. nach möglichst geringen Betriebskosten, spielt aber bei kleinen und billigen Empfangsgeräten eine besonders große Rolle.

Man hat dieses Problem bisher zum Teil auch durch sogenannte Stromsparschaltungen zu lösen versucht, bei denen die wirksamen Anodenspannungen bei Ortsempfang bzw. bei gewünschter kleiner Lautstärke mit Hilfe eines Umschalters herabgesetzt werden. Dadurch ergibt sich zwar ein geringerer Leistungsbedarf im Anodenkreis, doch wird der Verbrauch im Heizkreis, der besonders beim Allstromgerät ins Gewicht fällt, dabei nicht verringert.

Die Spannung, die im Heizkreis eines solchen Empfängers durch Vorwiderstände vernichtet werden muß und damit der unerwünschte Verlust im Heizkreis, sind natürlich um so größer, je kleiner die bei Reihenschaltung der Röhren erforderliche Nutzspannung ist. Betrachtet man von diesen Überlegungen ausgehend die Heizspannungsbedingungen der V-Röhren, so zeigt sich, daß die gewählte Fadenspannung von 55 bzw. von 110 V oder 90 V (größere Heizleistung der Endröhre VL 4 und der Verbundröhre VCL 11) eine äußerst glückliche Lösung darstellt. Einmal ergeben sich bei einer Heizleistung von 2,5 bzw. 5 Watt Drahtstärken, die fabrikationstechnisch noch sicher beherrscht werden, und in bezug auf die Reihenschaltung bieten sich äußerst günstige Möglichkeiten sowohl für 110 als auch 150 und 220 V Betriebsspannung. Der wegen der Reihenschaltung notwendige einheitliche Heizstrom wurde mit 50 mA festgelegt. Auf diese Weise ist es möglich, die Heizspannungen der Röhren durch entsprechendes Hintereinander- oder Parallelschalten stets so zu kombinieren, daß im ungünstigen Falle eine Spannung von 55 oder bei der VCL 11 von 90 V, d. h. bei einem Strom von 50 mA eine Leistung von 2,75 bzw. 4,5 Watt zu vernichten ist.

Die Eigenart der V-Röhren, die ihre Verwendung besonders in kleinen Geräten vorteilhaft macht, erkennt man am besten an einem Beispiel, das den Verlust im Vorwiderstand des Heizkreises eines Zweiröhren-Empfängers bei Bestückung mit V- bzw. C-Röhren gegenüberstellt (Bild 378).

Beispiel: Ein Einkreisempfänger soll mit den Röhren CF 7, CL 4, CY 1 bzw. mit den Röhren VF 7, VL 4, VY 1 bestückt werden. Bei Verwendung der C-Röhren ergibt sich für die in Reihe geschalteten Röhren eine notwendige Heizspannung von $13+33+20 = 66$ V, bei Verwendung der V-Röhren eine notwendige Heizspannung von $55+110+55 = 220$ V. Während also bei den V-Röhren die erforderliche Heizspannung mit der Netzspannung übereinstimmt und demnach kein Vor-

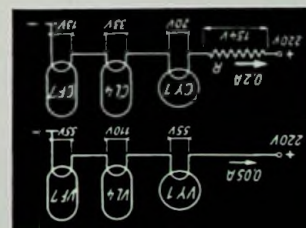


Bild 378. Vergleich zwischen dem Heizleistungsbedarf gleicher Empfänger mit V- bzw. C-Röhren

widerstand notwendig ist, muß bei Verwendung der C-Röhren eine Spannung von $220 - 66 = 154 \text{ V}$ vernichtet werden. Dies entspricht bei einem Heizstrom von 200 mA einem Leistungsverlust von $154 \times 0.2 = 31 \text{ Watt}$.

Allgemeine Schaltungsfragen. Ist die Art des zu bestückenden Empfängers gegeben, so wird es sich zunächst darum handeln, die Schaltung des Heizkreises festzulegen, wobei gegebenenfalls auf eine einfache Umschaltungsmöglichkeit von 220 auf 150 und 110 V bzw. auch auf 240 und 125 V Rücksicht zu nehmen ist. Auch für die Skalenbeleuchtung, sofern eine solche als notwendig erachtet wird, muß eine den besonderen Verhältnissen entsprechende Lösung gefunden werden: Werden die Beleuchtungslampen im Heizkreis eingeschaltet, so müssen sie gegen den hohen Einschaltstromstoß gesichert werden, da andernfalls eine Überlastung bzw. Lebensdauerverminderung zu erwarten ist. Schließlich muß die zweckmäßigste Lösung für die Schaltung des Netzteiles gefunden werden.

Ist die Verwendung eines dynamischen Lautsprechers erwünscht, so spielt, wenn ein permanentdynamischer Lautsprecher nicht in Betracht kommt, auch die Frage der günstigsten Dimensionierung und Schaltung der Feldwicklung des Lautsprechers eine Rolle. **Schaltbeispiele für den Heizkreis.** Für die praktische Schaltung des Heizkreises sollen zwei Schaltbeispiele gegeben werden. Die Schaltung des Einröhrenempfängers (VCL 11 + VY 2) ist auf S. 195 zu finden.

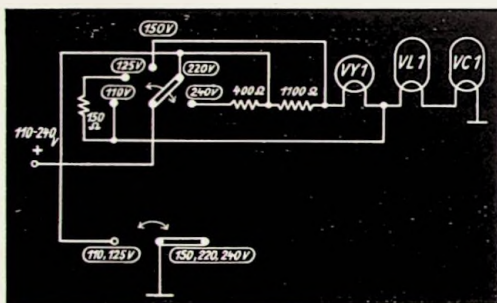


Bild 379. Schaltung des Heizkreises eines Empfängers VC 1, VL 1, VY 1 mit Umschaltung für verschiedene Netzspannungen



Bild 380. Heizkreis eines Empfängers VF 7 VL 4 mit Umschaltung für verschiedene Netzspannungen

a) **Einkreisempfänger VC 1, VL 1, VY 1.** Bild 379 gibt die Umschaltordnung des Heizkreises für die Netzspannungen 110 , 125 , 150 , 220 und 240 V . Es können zwei Einzelschalter oder ein Doppelschalter mit 5 Kontakten verwendet werden. Die Röhren werden, wie oben dargelegt, in Reihe bzw. parallel geschaltet, wobei die überschüssigen Spannungen durch entsprechend bemessene Vorwiderstände vernichtet werden.

b) **Ein- bzw. Mehrkreisempfänger (VF 7, VL 4, AZ 1 oder VY 1).** Die Schaltung des Heizkreises für diesen Empfänger zeigt Bild 380. Verwendet man an Stelle der AZ 1 die VY 1, so wird diese einfach an Stelle des $1100\text{-}\Omega$ -Widerstandes eingeschaltet.

Schaltung des Netzteiles: Für die Netzgleichrichterstufe besteht die Möglichkeit, entweder die VY 1 vorzusehen (Bild 381) und gegebenenfalls bei Gleichstromanschluß durch einen Widerstand zu ersetzen oder die 4-V -Gleichrichterröhre AZ 1 in Verbindung mit einem Spartransformator zu verwenden, der bei Gleichstromanschluß als Siebdrossel benutzt wird. Eine solche Spartransformatorschaltung zeigt Bild 382. In Bild 382 ist die Schaltung des Anodenkreises für Wechselstromanschluß und die notwendige Umschaltung für Gleichstromanschluß angegeben. Die Netzspannung wird an einen kleineren oder größeren Teil der Transformatorwicklung gelegt, so daß sich in allen Fällen an der ganzen Wicklung die gleiche Wechselspannung ergibt, die etwa 350 V beträgt. Diese Wechselspannung wird durch die AZ 1, deren beide Anoden parallel geschaltet sind, gleichgerichtet und durch die Lautsprecher-Feldwicklung in Verbindung mit einem Siebkondensator $8 \mu\text{F}$ gesiebt. Die beiden Beleuchtungslampen ($2 \times 10 \text{ V}$, $0,05 \text{ A}$) kann man

z. B. an eine entsprechende Anzapfung der Transformatorwicklung legen, die die notwendige Spannung von 20 V ergibt. Diese Schaltung bietet also den Vorteil, daß die Empfängerröhren unabhängig von der Netzspannung stets mit der gleichen vollen Betriebsspannung versorgt werden.

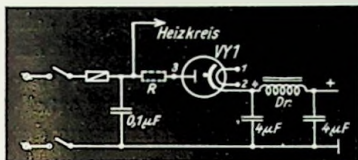


Bild 381. Schaltung des Netzteil mit Gleichrichterröhre VY 1

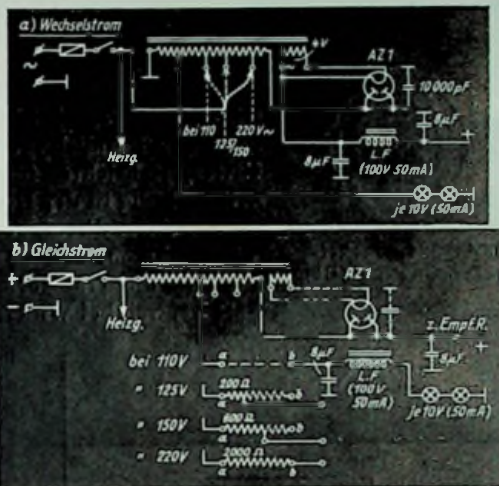


Bild 332. Netzteil eines V-Röhren-Empfängers mit Spartransformatorspannung (AZ 1)

Bei Gleichstromanschluß (Bild 382 unten) kann das Lautsprecherfeld nicht als Siebdrossel verwendet werden, weil es eine Spannung von 100 V benötigt. Es wird daher an die 110-V-Anzapfung der Spartransformatorwicklung angeschlossen und in Reihe dazu werden die beiden Beleuchtungslämpchen geschaltet. Je nach der vorhandenen Netzspannung werden noch entsprechend bemessene Vorwiderstände dazwischengeschaltet (a—b). Die vorgeschaltete Transformatorwicklung in Verbindung mit dem Kondensator $8 \mu\text{F}$ ergibt eine ausreichende Siebwirkung für Störfrequenzen. Die Reihenschaltung des Lautsprecherfeldes mit den Beleuchtungslampen ist natürlich nur möglich, wenn beide für den gleichen Strom (50 mA) vorgesehen sind. Für die Empfängerröhren erfolgt die Siebung durch die volle Transformatorwicklung in Verbindung mit dem zweiten $8 \mu\text{F}$ -Kondensator. Die Gleichrichterröhre AZ 1 kann ohne weiteres im Gerät bleiben, weil die Heizspannungswicklung stromlos ist. Bei dieser Schaltung müssen natürlich sogenannte bipolare Kondensatoren verwendet werden, weil einfache Elektrolytkondensatoren der Gefahr einer Beschädigung ausgesetzt sind, wenn man den Netzstecker verkehrt einsteckt.

Die Schaltung der Beleuchtungslampen. Die einfachste Lösung für die Einschaltung der Beleuchtungslampen ergibt sich dann, wenn ein Teil der Spannung des Heizkreises durch einen Vorwiderstand vernichtet werden muß. An Stelle dieses Vorwiderstandes schaltet man dann 2 Beleuchtungslampen zu je 10 Volt, die für einen Strom von 50 mA dimensioniert sind, in Reihe mit einem hierfür besonders entwickelten Urdoxwiderstand (Osram-Type U 35/0,05), der bei einem Spannungsbedarf von 35 Volt für einen Strom von 50 mA bemessen ist (Bild 383). Der Urdoxwiderstand schützt die Beleuchtungslampen vor dem Einschaltstromstoß. Daneben ergeben sich noch andere Lösungen unter Verzicht auf einen Urdoxwiderstand dadurch, daß man die Beleuchtungslampen durch irgendeine automatische Vorrichtung nur für den Augenblick der Abstimmung einschalten läßt; gegebenenfalls kann man auch eine Trockenbatterie vorsehen. Zumeist wird aber, da es sich bei den mit V-Röhren bestückten Empfängern um ausgesprochene Spartypen handelt, von vornherein auf die Skalenbeleuchtung verzichtet.

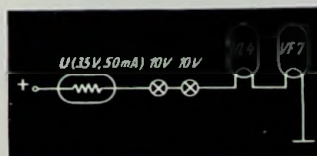


Bild 383. Heizkreis mit Urdoxwiderstand

Triode-Endtetrode VCL 11 (Dreipol-Vierpolendröhre, Verbundröhre)

Die VCL 11 stellt die Verbindung einer zur Gittergleichrichtung bzw. NF-Verstärkung bestimmten Triode mit einer als Endröhre vorgesehenen Tetrode dar. Das Bremsgitter ist bei dieser Röhre weggelassen, und die Unterdrückung der Sekundärelektronen wird ähnlich wie bei der AL 5 (großer Abstand Anode — Schirmgitter) erreicht. Die VCL wurde für einen einfach aufzubauenden und sparsam arbeitenden Einkreis-1-Röhren-Empfänger entwickelt, in erster Linie für den „Deutschen Klempfänger“. Ein Schaltbeispiel für die Verwendung der VCL 11 wird in Bild 388 gegeben, wobei der Triodenteil als Gittergleichrichter in Widerstandskopplung arbeitet. Die erzielbare Sprechleistung beträgt ca. 0,8 Watt, dazu sind für das Gitter der Endstufe 3,0 V eff. notwendig, so daß man z. B. mit einer etwa zehnfachen Gleichrichterverstärkung im Triodenteil eine Eingangsspannung von ca. 0,3 V eff. HF (30 % moduliert) benötigt. Mit Hilfe der Rückkopplung kann man eine entsprechende Empfindlichkeitserhöhung (ca. 1:10) erzielen. Die VCL 11 besitzt den neuen 8poligen Stiftsockel mit Führungsstift.

Beim Aufbau der Schaltung ist auf möglichst gute Abschirmung Wert zu legen, um einerseits Brummbeeinflussungen insbesondere mit Rücksicht auf die hohe Heizspannung zu verhindern und andererseits unerwünschte Kopplungen zwischen Ausgang und Triodenteil auszuschalten. In erster Linie ist dies durch eine entsprechende und gegebenenfalls abgeschirmte Leitungsführung zu erreichen.

Als Netzgleichrichter für einen mit der VCL 11 aufgebauten Empfänger benutzt man die indirekt geheizte Gleichrichteröhre VY 2 (s. S. 198). Zur Unterdrückung störender Rückwirkungen verbinde man jedoch den Siebkondensator des Netzteiles unmittelbar mit der Kathode der VCL 11.

Der Heizspannungsbedarf der VCL 11 beträgt 90 Volt.

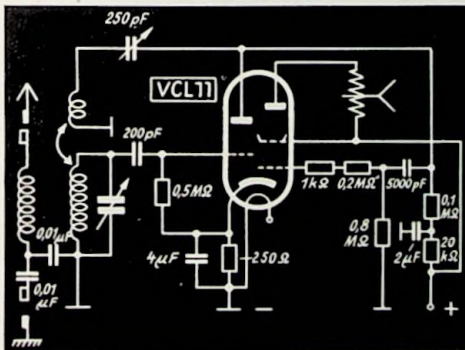


Bild 388. Schaltbeispiel für VCL 11, Einröhrenempfänger mit Gittergleichrichtung, Rückkopplung, Widerstandskopplung und magnetischem Lautsprecher (zur Vermeidung von Störschwingungen muß zwischen Anode und Gitter der Endröhre eine Kapazität von 20 — 30 pF geschaltet werden)

VCL 11

50 mA \cong indirekt



Bild 386. Maßstab 1 : 2

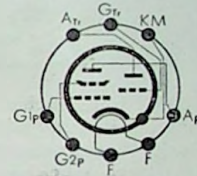


Bild 387. Sockelschaltung für VCL 11

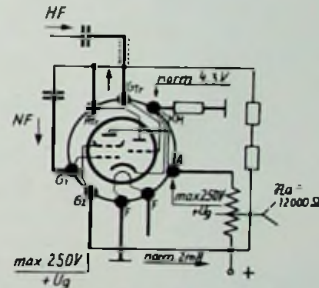


Bild 389. Sockelanschlüsse zu Bild 388

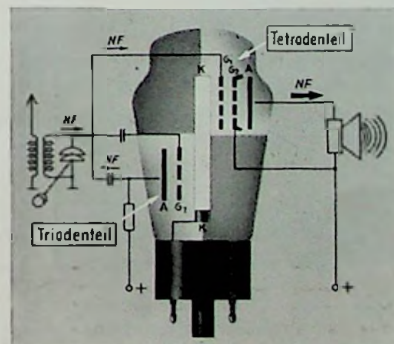


Bild 388a. Prinzipschaltung der VCL 11

VF 7

50 mA \approx indirekt



Bild 390. Sockelschaltung für VF 7

Hochfrequenzpentode (Fünfpolröhre) VF 7

Die VF 7 entspricht der Paralleltypen CF 7. Der Besonderheit der V-Reihe entsprechend wird ihre Verwendung jedoch ausschließlich für Gittergleichrichtung in Betracht kommen, und zwar entweder im Einkreis-2-Röhren-Empfänger mit nachfolgender Endpentode VL 1 bzw. VL 4 oder im Mehrkreis-3-Röhren-Empfänger mit vorgeschalteter HF-Stufe. In Verbindung mit der VL 1 ist es zweckmäßig, Drosselkopplung wegen der dadurch erzielbaren höheren Verstärkung anzuwenden, insbesondere dann, wenn der Empfänger mit Umschalt-

möglichkeit für 100 V vorgesehen ist. Widerstandskopplung ist dann zweckmäßig, wenn in der Endstufe die VL 4 eingesetzt ist. Der kleinere Gitterwechselspannungsbedarf dieser Hochleistungsendröhre läßt eine Übersteuerung der VF 7 als Gittergleichrichter nicht befürchten. Transformatorkopplung ist in Verbindung mit der VF 7 nicht möglich. Bezüglich Außenwiderstand, Schirmgittervorwiderstand usw. gelten die gleichen Überlegungen wie für AF 7/CF 7. Die Schallplattenverstärkung erfolgt am einfachsten über das Schirmgitter der VF 7, das beim Abschalten des Tonabnehmers automatisch durch eine Steckvorrichtung über den Entkopplungskondensator mit Chassis verbunden wird. Technische Daten s. S. 199. Sockelanschlüsse wie AF 7.

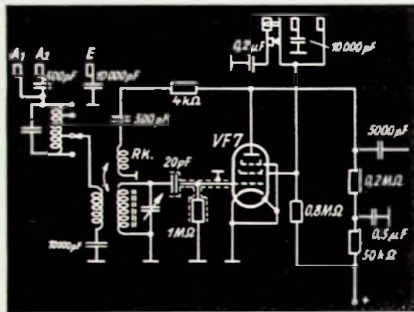


Bild 391. Schaltbeispiel für VF 7, Gittergleichrichtung mit Widerstandskopplung, Tonabnehmeranschluß am Schirmgitter, Rückkopplung (RK.) und Sperrkreis

VL 1

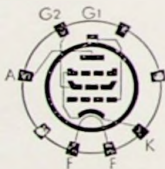


Bild 392. Sockelschaltung für VL 1

Endpentode (Fünfpol-Endröhre) VL 1

Die VL 1 kommt in erster Linie für kleinere Empfänger in Betracht, da sie durch die Entwicklung der VL 4, die ihr gegenüber als Hochleistungsröhre viele Vorzüge aufweist, etwas in den Hintergrund gerückt ist und hauptsächlich für Sparempfänger Verwendung finden wird. Betrachtet man in solchen Fällen die mit der VL 1 erzielbare Sprechleistung von etwa 1,6 Watt als ausreichend, dann bietet zweifellos ihr geringerer Anodenstrombedarf einen Vorteil. Ihre Steilheit von etwa 2,2 mA/V macht es jedoch notwendig, daß zur vollen Aussteuerung eine Gitterwechselspannung von 10 V eff. zur Verfügung steht, also etwa der doppelte Wert, den die VL 4 zur vollen Aussteuerung benötigt. Bei 100 V Betriebsspannung kann man nur mit einer Sprechleistung von 0,3 Watt rechnen. Es ist jedoch keinerlei Umschaltung des Außenwiderstandes notwendig. Der Kathodenwiderstand wäre für 200 V Betriebsspannung mit 500 Ω , für 100 V mit 1000 Ω zu bemessen und müßte demnach umgeschaltet werden. Um dies zu vermeiden, kann man jedoch einen Mittelwert von 800 Ω wählen und auf die Umschaltung verzichten. Technische Daten s. S. 199. Sockelanschluß ähnlich CL 4 (andere Betriebswerte).

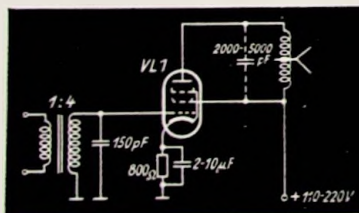


Bild 393. Schaltbeispiel für VL 1, Transformatorankopplung, magnetischer Lautsprecher

Hochleistungs-Endpentode VL 4 (Fünfpol-Endröhre)

Die VL 4 ist eine Paralleltype zur CL 4 und besitzt mit Ausnahme der den andersartigen Heizbedingungen angepaßten Heizwendel gleichen Aufbau und gleiche technische Daten. Die Verwendung der VL 4 ermöglicht die Benutzung der verzerrungsarmen Widerstandskopplung, ohne daß der vorgeschaltete Gittergleichrichter übersteuert wird, und sichert eine ausreichende Leistungsreserve zur einwandfreien Wiedergabe der Lautstärkespitzen. Sie kommt daher in erster Linie für Empfänger in Betracht, die einen gewissen Aufwand und Leistungsbedarf zulassen. Bei der Betriebsspannung von 110 V ergibt sich natürlich auch bei dieser Röhre, die in erster Linie für 220 V entwickelt wurde, eine wesentlich kleinere Sprechleistung (s. CL 4). Man wird jedoch stets die Spartransformatorschaltung (s. S. 193) anwenden, so daß dieser Nachteil eigentlich nur bei Gleichstromanschluß (110 V) Bedeutung hat. Es ist jedoch nicht notwendig, den Außenwiderstand oder den Kathodenwiderstand bei Änderung der Betriebsspannung umzuschalten. Die Gittervorspannung soll durch einen Kathodenwiderstand automatisch erzeugt werden. Zur Vermeidung von Ultrakurz-Störschwingungen soll ein Schutzwiderstand vorgesehen werden. Diese Schutzwirkung kann man z. B. durch Einschalten eines Widerstandes von 50 bis 100 Ω in die Anoden- bzw. auch in die Schirmgitterleitung erzielen.

Bild 396 zeigt eine praktisch erprobte Schaltung für die VL 4 mit Gegenkopplung. Die UKW-Siebung erfolgt durch einen 100- Ω -Widerstand in der Anodenzuleitung. Außerdem besteht die Zuführung zur Gitterkappe aus dünnem Widerstandsdraht (ca. 5 Ω). Die Gegenkopplungsspannung wird an der Sekundärseite des Ausgangsübertragers abgegriffen und über den Gitterableitwiderstand an das Gitter der VL 4 geführt.

In die Schutzgitterzuleitung kann ein Vorwiderstand (ca. 4 k Ω) eingeschaltet werden, der in Verbindung mit einem Entkopplungskondensator (1 μ F) mitunter eine bessere Entbrummung ermöglicht. Als Lautsprecher wird man wegen des hohen Anodenstromes der VL 4 wohl ausschließlich einen dynamischen Typ verwenden. Technische Daten s. S. 199. Sockelanschlüsse wie CL 4.

Im übrigen gelten für die VL 4 alle in der Beschreibung der CL 4 (s. S. 156) angeführten Hinweise insbesondere bezüglich Leistung bei Anschluß an 110-V-Netz, Verwendung in Gegentakt-Schaltung, Betrieb als indirekt geheizte Triode usw.

Zu beachten ist, daß der Heizspannungsbedarf der VL 4 110 V beträgt.

VL 4

50 mA \approx indirekt



Bild 394. Maßstab 1 : 2

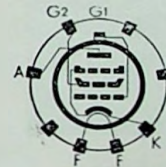


Bild 395. Sockel-schaltung für VL 4

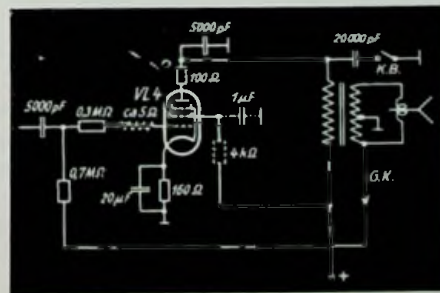


Bild 396. Schaltbeispiel für VL 4 mit Gegenkopplung (G. K.), Klangblende (K. B.), UKW-Siebung

VY 1

50 mA \cong indirekt

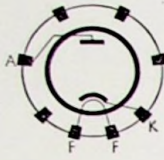


Bild 397.
Sockelschaltung
für VY 1

Einweggleichrichter VY 1

Die VY 1 kann mit einem Gleichstrom von max. 60 mA belastet werden und wird damit für alle innerhalb der V-Reihe praktisch vorkommenden Bestückungsfälle ausreichen. Es sei jedoch an dieser Stelle nochmals auf die auf S. 192 angedeuteten Möglichkeiten und Vorteile der Anodenstromversorgung bei Wechselstromanschluß unter Verwendung der AZ1 hingewiesen. Bei größeren Siebkondensatoren ist es notwendig, vor die Anode der VY 1 einen Schutzwiderstand zu schalten, der eine Überlastung der Gleichrichterröhre im Augenblick des Einschaltens

verhindert. Er soll für 220 Volt Netzspannung betragen: 125 Ω für 32 μ F, 75 Ω für 16 μ F, 0 Ω für 8 μ F.

Ist der Ersatz der VY 1 durch einen Widerstand für Gleichstromanschluß vorgesehen, so müssen sogenannte bipolare Siebkondensatoren verwendet werden. Eine Schaltung mit der VY 1 ist auf S. 193 angegeben. Technische Daten s. S. 199.

VY 2

50 mA \cong indirekt



Bild 398.
Maßstab 1 : 2

Einweggleichrichter VY 2

Diese Röhre ist als Netzgleichrichter für die Verbundröhre VCL 11 vorgesehen und besitzt daher nur eine max. zulässige Strombelastung von 20 mA. Bezüglich ihrer Verwendung gelten ähnliche Überlegungen wie für die VY 1. Die Schaltung kann nach Bild 400 vorgenommen werden. Da die VY 2 ca. 30 Volt und die VCL 11 ca. 90 Volt Heizspannung benötigen, so können beide Röhren in Reihe geschaltet, bei 110 Volt direkt an das Netz gelegt werden, während bei 125, 150, 220 und 240 Volt ein entsprechend bemessener Vorwiderstand (R_v) notwendig ist, z. B. 2200 Ω für Anschluß an 220 Volt. Dieser Vorwiderstand wird wegen der notwendigen Belastungsfähigkeit (z. B. 5,5 Watt bei 220 Volt) zweckmäßig als Drahtwiderstand ausgeführt.

Die Schaltung der VY 2 kann auch nach dem auf Seite 192 angegebenen Schaltbild (Bild 381) mit Siebdrossel an Stelle des Siebwiderstandes nach Bild 400 vorgenommen werden. Dabei ist der Spannungsabfall wesentlich geringer und die für die Empfänger-Röhren zur Verfügung stehende Betriebsspannung entsprechend höher.



Bild 399. Sockel-
schaltung für VY 2

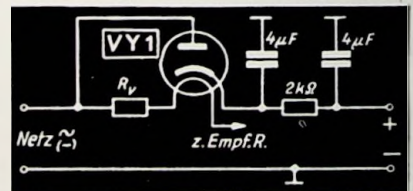


Bild 400.
Schaltbeispiel für VY 1 und VY 2,
Netzgleichrichtung mit Siebung

Tabelle V. Technische Daten der V-Röhren

1. Grenzwerte	VC1	VCL11		VF7	VL1	VL4	VY1	VY2	
		Triode	Tetrode						
U_a	250	250		250	250	250			V
U_{g2}	—	—	250	125	250	250			V
N_a	1,5	0,8	4	1	5	9			W
$N_{g2}0$	—	—	0,5	0,3	1	2			W
R_{g1}	1,5	1,5	0,7	1,5	0,7	1			MΩ
$U_{f/s}$	175	150		175	175	315	550	550	V
$R_{f/s}$	20 000	800		20 000	5000	5000			Ω
2. Betriebswerte									
U_f	55	90		55	55	110	55	30	V
I_f	50	50		50	50	50	50	50	mA
bei U_a	200 100	(U_b) 200	200	200 100	200 100	200 100			V
U_{g2}	— —	—	200	100	200 100	200 100	max. entnehmbar Gleichstr.		V
U_{g1}	-2 -1,7	—	-4,5	-2	-14 -5,5	-8,5 -4			V
I_a	6 1,6	0,9	12	3	25 13	45 21	60	20	mA
I_{g2}	—	—	1,3	1,0	3,5 1,9	6 3			mA
S	3 2	—	5	2,1	2,2 2	8 6,5			mA/V
D	2,3 2,3	1,5	(D_2) 4	—	—	—			%
R_j	14,5 21,4	—	60	2 0,7	50	45			kΩ
R_a	—	(R_a) 200	17	—	8	4,5			kΩ
R_k	—	315		—	500 370	170	max. zulässig. Trafosp.		Ω
R_l	—	—	0,8	—	1,6 0,3	4 0,6			W
$U_{g1\text{eff}}$	—	—	3,0	—	10 3,6	5 1,9	250	250	V _{eff.}
$U_{g1\text{eff}}$	—	—	0,4	—	2,8 1,25	0,4 0,6			V _{eff.}
3. Kapazitäten									
$C_{g/a}$	2			0,003					pF
C_c	4,2			6,8					pF
C_a	4,4			7,4					pF

Die Röhren VCL 11 und VY 2 dienen nur zur Bestückung des Deutschen Kleinempfängers (DKE).

XI ÄLTERE RÖHRENTYPEN

1. Ueberholte Typen der A-, C-, E-, F- und K-Reihe

Im Rahmen der A-, C-, E- und K-Reihe sind einige Röhrentypen vorhanden, die durch die Entwicklung verbesserter Nachfolgetypen als überholt zu betrachten sind und beim Neubau eines Empfängers zweckmäßig nicht mehr verwendet werden sollen, da die Benutzung der entsprechenden Nachfolgetypen mehr oder weniger vorteilhafter ist. In einigen Fällen handelt es sich lediglich um Änderung der Sockelung, während in anderen Fällen, in erster Linie bei den Endröhren, die Nachfolgetype größere Sprechleistung bzw. höhere Verstärkung bietet.

Die Röhren der B-Reihe (180 mA Heizstrom) wurden für Gleichstrom-Netzempfänger entwickelt und sind durch die Röhren der C-Reihe bzw. neuerdings durch die Vorröhren der „Harmonischen Serie“ überholt, die sowohl mit Gleichstrom als auch mit Wechselstrom geheizt werden können.

Die alten Röhren der E-Reihe, kenntlich durch eine Kennziffer im Gegensatz zu den Röhren der „Harmonischen Serie“, die stets zwei Kennziffern besitzen, wurden ausschließlich für die Verwendung im Auto-Empfänger, und zwar für Anschluß an eine 6-Volt-Batterie entwickelt. Für Anschluß an 12-Volt-Batterien standen entsprechende Vergleichstypen der C-Reihe zur Verfügung. Da die Röhren der „Harmonischen Serie“ für 6,3 Volt bemessen sind, so können sie ohne weiteres auch für Auto-Empfänger verwendet werden, und zwar sowohl für 6,3 Volt- als auch wegen der Möglichkeit der Reihenschaltung (200 mA) für 12-Volt-Batterien (13 V).

a) A-Reihe für 4 Volt Wechselstromheizung

- AB 1** **AB 1, Duodiode.** Gleiche technische Daten wie AB 2, jedoch kleinere Kopplungskapazität (s. S. 124), 5poliger Stiftsockel mit Kolbenanschluß einer Anode (Bild 401). Ältere Ausführung mit 4-Watt-Kathode, neuere Ausführung mit Schnellheizkathode (S-Bi). Nachfolgetype: **AB 2** bzw. **EB 11**.
- AK 1** **AK 1 Oktode.** Gleiche technische Daten wie AK 2, jedoch 7poliger Stiftsockel (Bild 402). Nachfolgetype: **AK 2** bzw. **ECH 11**.
- AL 1** **AL 1 Endpentode.** Direkt geheizt, gleiche technische Daten wie RES 964 (s. S. 211 bzw. Endröhren-Vergleichstabelle). Sockelschaltung wie **KL 1** (8poliger Außenkontaktsockel). Nachfolgetype: **AL 4** bzw. **EL 11**.
- AL 2** **AL 2 Endpentode.** Indirekt geheizt, Kolbenanschluß des Steuergitters, technische Daten siehe Endröhren-Vergleichstabelle S. 52, Sockelschaltung wie **VL 1** (8poliger Außenkontaktsockel). Nachfolgetype: **AL 4** bzw. **EL 11**.

b) B-Reihe für 180 mA Gleichstromheizung

- BB 1** **BB 1 Duodiode.** Aufbau, Verwendung und Sockelschaltung wie **AB 1**, U_f ca. 16 V. Nachfolgetype: **CB 2** bzw. **EB 11**.
- BCH 1** **BCH 1 Triode-Hexode.** Aufbau, Sockelschaltung und Verwendung wie **ACH 1**. Technische Daten wie **ACH 1**, jedoch $U_{aH} = 200$ Volt, $U_{aTr} = 100$ Volt, $U_{g2} = U_{g4} = 50$ Volt, U_{g3} ca. 10 Volt, U_f ca. 24 V. Nachfolgetype: **CCH 1** bzw. **ECH 11**.
- BL 2** **BL 2 Endpentode.** Indirekt geheizt. Technische Daten s. Endröhren-Vergleichstabelle S. 52, Sockelschaltung s. Bild 403. Nachfolgetype: **CL 2** bzw. **CL 4**.

c) C-Reihe für 200 mA Gleich- oder Wechselstromheizung (Allstromröhren)

- CB 1** **CB 1 Duodiode.** $U_f = 13$ V, sonst Aufbau und Verwendung wie **AB 1**. Sockelschaltung s. Bild 404 (5poliger Außenkontaktsockel), Kolbenanschluß einer Anode. Nachfolgetype: **CB 2** bzw. **EB 11**.

CL 1 Endpentode. Indirekt geheizt. Technische Daten s. Endröhren-Vergleichstabelle S. 52. Sockelschaltung wie VL 1 (8poliger Außenkontaktsockel), mit Kolbenanschluß des Steuergitters. Nachfolgetype: **CL 4.** **CL 1**

CL 2 Endpentode. Indirekt geheizt. Technische Daten s. Endröhren-Vergleichstabelle S. 52. Schirmgitterspannung $U_{g2} = 100$ Volt, daher besonders für 110-Volt-Netze geeignet (Sprechleistung ca. 1,7 Watt!). Sockelschaltung wie VL 1 (8poliger Außenkontaktsockel). Nachfolgetype: **CL 4.** **CL 2**

d) Röhren der E-Reihe (Autoröhren, eine Kennziffer) für 6,3 Volt Batterie-Heizung
Cu-Bi-Röhren mit I_f ca. 0,24 A, übrige Röhren I_f ca. 0,4 A.

EB 2 Cu-Bi Duodiode bzw. **EB 1.** EB 2 Cu-Bi mit Kupferkathode, Aufbau, Verwendung und Sockelschaltung wie AB 2. EB 1 als Vorläufertype, Sockelschaltung wie CB 1. Nachfolgetype: **EB 11** bzw. **EBC 11.** **EB 2 Cu-Bi**
EB 1

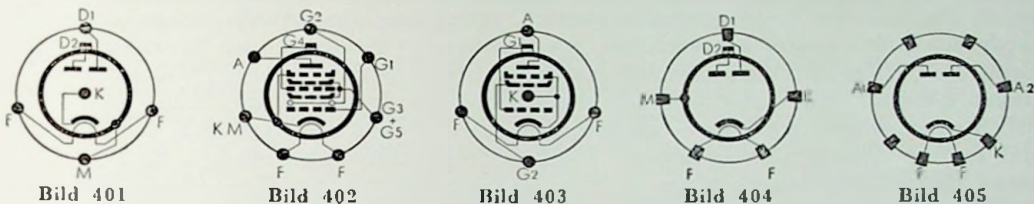


Bild 401 bis 405. Sockelschaltungen für S. 200/201.

EBC 1 Duodiode-Triode. Aufbau, Verwendung, Sockelschaltung und technische Daten wie ABC 1. Nachfolgetype: **EBC 11.** **EBC 1**

EC 2 Triode. Aufbau, Verwendung und Sockelschaltung wie AC 2. Nachfolgetype: **EBC 11** bzw. **EF 12.** **EC 2**

EF 3 Cu-Bi Regelpentode mit Kupferkathode bzw. **EF 1** als Vorläufertype. EF 3 Cu-Bi in Aufbau, Verwendung und Sockelschaltung wie AF 3, jedoch $U_{g1} = -2,5$ Volt. EF 1 mit gleicher Sockelschaltung, jedoch anderen Daten. Nachfolgetype: **EF 11** bzw. **EBF 11.** **EF 3 Cu-Bi**
EF 1

EF 7 Cu-Bi HF-Pentode mit Kupferkathode bzw. **EF 2** als Vorläufertype. EF 7 Cu-Bi in Aufbau, Verwendung und Sockelschaltung wie AF 7, jedoch $U_{g1} = -1,5$ Volt. EF 2 als Vorläufertype, mit gleicher Sockelschaltung, jedoch anderen Daten. Nachfolgetype: **EF 12** bzw. **EFM 11.** **EF 7 Cu-Bi**
EF 2

EH 1 Hexode. Aufbau, Verwendung und Sockelschaltung wie AH 1. Nachfolgetype: **ECH 1** bzw. **EF 13.** **EH 1**

EK 1 Oktode. Aufbau, Verwendung und Sockelschaltung wie AK 2. Nachfolgetype: **ECH 11.** **EK 1**

EL 1 Cu-Bi Endpentode mit Kupferkathode bzw. **EL 1** als Vorläufertype. EL 1 Cu-Bi mit genau gleichen technischen Daten wie CL 1 (s. Endröhren-Vergleichstabelle S. 52), Sockelschaltung wie VL 1 (8poliger Außenkontaktsockel), Kolbenanschluß des Steuergitters. EL 1 mit gleichen Daten und gleicher Sockelschaltung, jedoch 2,5 Watt Heizleistung. Nachfolgetype: **EDD 11.** **EL 1 Cu-Bi**
EL 1

EZ 1 Cu-Bi Zweiweggleichrichter mit Kupferkathode bzw. **EZ 1** als Vorläufertype mit größerer Heizleistung. Sockelschaltung s. Bild 405. Nachfolgetype: **EZ 11.** **EZ 1 Cu-Bi**
EZ 1

FZ 1 Zweiweggleichrichter wie EZ 1, jedoch für 13 Volt Heizspannung. Sockelschaltung s. Bild 405. Nachfolgetype: **EZ 11.** **FZ 1**

e) Röhren der K-Reihe für 2-Volt-Batterieheizung

Hier sind nur zu erwähnen die Duodiode **KB 1** mit direkter Heizung, die Regelpentode **KF 7** und die HF-Pentode **KF 8**. Beide Pentoden mit Kolbenanschluß der Anode. Sie sind nur in sehr kleinen Stückzahlen auf dem Markt und durch die Röhren **KB 2** bzw. **KBC 1** und **KF 3** bzw. **KF 4** ersetzt. **KB 1**
KF 7
KF 8

2. Röhren mit Ziffernbezeichnung: (RE 034 bis RENS 1894)*

Die durch Ziffern gekennzeichneten Röhrentypen (RE 034 bis RENS 1894) sowie die Gleichrichterröhren RGN 354 bis RGN 4004 sind heute durchweg als überholt zu betrachten, sofern sie nicht für Spezialzwecke Verwendung finden. Die entsprechenden zeitgemäßen Typen, die man an ihrer Stelle verwendet, sind aus der Tabelle auf S. 222 zu entnehmen.

Es sei jedoch ausdrücklich darauf hingewiesen, daß es mit geringen Ausnahmen nicht möglich ist, in einem älteren Empfänger an Stelle einer alten Röhre einfach eine entsprechende Buchstabenröhre einzusetzen. Abgesehen davon, daß die neuen Röhren in ihren Betriebsdaten wesentliche Abweichungen zeigen, ist ihre Verstärkungsfähigkeit meist bedeutend größer, so daß Verstärkungseffekte auftreten, die mit den vorhandenen Schaltungsmitteln vielfach nicht zu beherrschen sind und Möglichkeiten zu mancherlei Störeffekten bieten. Es sollte stets erwogen werden, ob es nicht besser ist, einen grundlegenden neuen Aufbau des Empfangsgerätes unter Verwendung eines vollkommen neuen und modernen Röhrensatzes vorzunehmen, wobei neben der Benutzung hochwertiger Schaltelemente die bei den einzelnen Röhren angegebenen Gesichtspunkte Berücksichtigung finden können. Um einige Beispiele zu nennen, erfordern z. B. die neuen Endröhren neben einer Änderung der Gittervorspannung einen Umbau des Netzteiles, vielfach auch eine andere Lautsprecheranpassung. Die Hochfrequenzpentoden machen die bei früher verwendeten Hochfrequenzröhren notwendige Neutralisierung überflüssig und sind zweckmäßig mit hochwertigen Abstimmkreisen zu koppeln, um entsprechende Verstärkung und Trennschärfe zu erzielen. Im Überlagerungsempfänger bzw. in größeren Geräten wird man heute ausschließlich an Stelle der früher üblichen Gitter- oder Anodengleichrichtung eine Diode verwenden. Bei der NF-Verstärkung bevorzugt man die Widerstandskopplung an Stelle der früher üblichen Drossel- oder Transformatorkopplung usw.

In den folgenden Einzelbeschreibungen der älteren Röhren sind die wichtigsten Gesichtspunkte für die Auswechslung älterer gegen neuere Typen unter „zeitgemäße Nachfolgetype“ angeführt.

Die Röhren der 180-mA-Serie (1814—1894) unterscheiden sich von den Paralleltypen für 4-V-Heizung nur durch die Heizdaten z. T. auch durch kleine Abweichungen in den Betriebsdaten (s. Tabellen). Sie werden daher gemeinsam mit den 4-V-Röhren besprochen.

034 Triode — Dreipolröhre

RE 034 RE 034s

Anwendung: Empfangsgleichrichtung, NF-Verstärkung. Für Batteriestromheizung. Auch als Serienröhre für Gleichstromheizung lieferbar (RE 034s). Betriebswerte s. Tabelle.

Aufbau und Verwendung: Direkt geheizt, Eingitter-Verstärkersystem, 4poliger Stiftsockel. Besonders für Widerstandskopplung, sowohl als reiner NF-Verstärker als auch in Gittergleichrichterschaltung geeignet. Der Außenwiderstand R_a wird für NF-Verstärkung max. mit $1\text{ M}\Omega$, für Gittergleichrichtung mit Rückkopplung zur Erzielung günstiger Rückkopplungseigenschaften mit $0,1\text{--}0,2\text{ M}\Omega$ gewählt.

Zeitgemäße Nachfolgetype: Beim Neubau eines Batteriegerätes sind Röhren der K-Serie (2 V Heizung, Außenkontaktsockel) zu empfehlen — Eingitterröhre KC 1 oder Pentode KF 4. Die KF 4 ist etwa zwei Trioden gleichwertig, so daß man einen sehr leistungsfähigen Zweiröhrenempfänger (KF 4 + KL 1) bauen kann. Die K-Röhren erfordern geringe Heizleistung und ermöglichen die Verwendung leicht tragbarer Stromquellen. Eine Auswechslung im vorhandenen Empfangsgerät ist nicht zweckmäßig, besser ist die Umstellung des ganzen Empfängers auf K-Röhren.

074 Triode — Dreipolröhre

RE 074 RE 074n RE 074ns

Anwendung: Empfangsgleichrichtung, NF-Verstärkung, HF-Verstärkung. Für Batterieheizung. RE 074, (RE 074n). Auch als Serienröhre für Gleichstromheizung lieferbar (RE 074ns). Betriebswerte s. Tabelle.

*) Technische Daten und Sockelschaltungen s. S. 210 bis 212.

Aufbau und Verwendung: Direkt geheizt, Eingitter-Verstärkersystem, 4poliger Stiftsockel. Insbesondere zur Empfangsgleichrichtung in Audionschaltung und als NF-Verstärker mit Transformator­kopplung (1 : 4) geeignet. Widerstandskopplung ist wegen großen Durchgriffes nicht zu empfehlen. Die Sonderausführung (RE 074n) besitzt nur halbe Gitter-Anoden-Kapazität und ist besonders für neutralisierte HF-Stufen geeignet. In Verstärkerstufen (HF oder NF) arbeitet man zweckmäßig mit negativer Gittervorspannung (2 bis 4 Volt), deren Höhe sich nach der jeweiligen Anodenspannung richtet.

Zeitgemäße Nachfolgetype: Es gilt das gleiche wie für die RE 034; in HF-Stufen wird jedoch ausschließlich die Verwendung der Pentode KF 4 bzw. der Regelpentode KF 3 in Betracht kommen.

Doppelgitterröhre — Vierpolröhre

RE 074d 074d

Anwendung: In Raumladegitterschaltung zur Gittergleichrichtung und NF-Verstärkung. In Doppelgittersteuerung zur Mischverstärkung im Überlagerungsempfänger bei gleichzeitiger Erzeugung der Oszillatorschwingung. Für Batterieheizung.

Aufbau und Verwendung: Direkt geheizt, Zweigitter-Verstärkersystem, 4poliger Stiftsockel mit Seitenklemme. Erstes Steuergitter an Seitenklemme angeschlossen. In Raumladegitterschaltung (s. Schaltbild) ergibt sich mit geringen Betriebsspannungen (max. 20V) eine verhältnismäßig gute Verstärkung. Bei HF-Verstärkung bzw. NF-Verstärkung mit Widerstandskopplung ist allerdings wegen des großen Durchgriffes keine befriedigende Verstärkung zu erwarten. Als Mischröhre ähnlich wie die Paralleltipe für Wechselstromheizung (REN 704d) zu verwenden (s. Schaltbild S. 149), wobei mit einer Anodenspannung von 100 V gearbeitet wird.

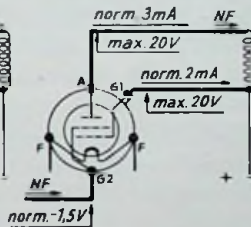
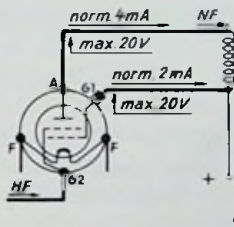
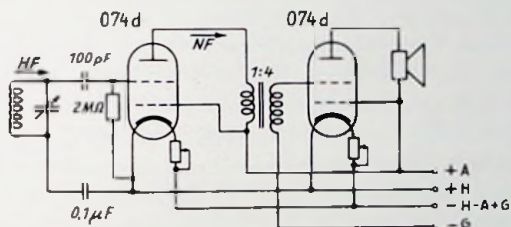


Bild 407. Schaltbeispiel für Gittergleichrichtung und NF-Verstärkung in Raumladegitterschaltung (2 RE 074d)

Bild 408. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten für Gittergleichrichtung (RE 074d)

Bild 409. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten für NF-Verstärkung (RE 074d)

Zeitgemäße Nachfolgetype: Röhren der K-Reihe für 2 Volt-Heizung (s. a. RE 034), als Mischröhre KK 2 (Außenkontaktsockel, hohe Mischverstärkung und Trennschärfe, weitgehende Trennung von Oszillator und HF-Teil). Eine Auswechslung im vorhandenen Gerät ist wegen der grundsätzlich anderen Arbeitsweise nicht möglich.

Triode — Dreipolröhre

RE 084 RE 084s 084

Anwendung: Empfangsgleichrichtung, NF-Verstärkung. Für Batterieheizung. Auch als Serienröhre für Gleichstromheizung lieferbar (RE 084s). Betriebswerte s. Tabelle.

Aufbau und Verwendung: Direkt geheizt, Eingitter-Verstärkersystem, 4poliger Stiftsockel. Als leistungsfähige Batterieröhre z. T. auch in Empfängern mit Wechselstromheizung verwendet. Bei Widerstandskopplung wählt man $R_a = 0,1 - 0,2 \text{ M}\Omega$. Mitunter wegen ihrer guten Leistung auch als neutralisierter HF-Verstärker verwendet, obgleich die hohe Gitter-Anoden-Kapazität (4,5 pF) starke Pfeifneigung verursacht. In Verstärkerstufen arbeitet man mit negativer Gittervorspannung (1,5—4), deren Höhe sich nach der jeweiligen Anodenspannung richtet.

Zeitgemäße Nachfolgetype: Es gilt das gleiche wie für die RE 034.

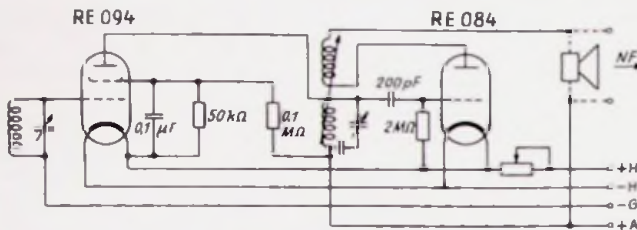


Bild 410. Schaltbeispiel für HF-Verstärkung und Gittergleichrichtung (RE 094 und RE 084)

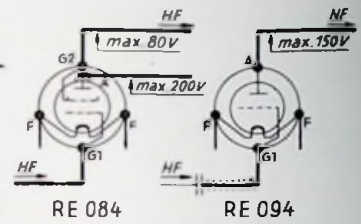


Bild 411. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten (RE 084)

Bild 412. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten (RE 094)

094 Vierpolröhre — Schirmgitterröhre

RE 094 RE 094s

Anwendung: HF-Verstärkung für Batterieheizung. Auch als Serienröhre für Gleichstromheizung lieferbar (RE 094s). Betriebswerte s. Tabelle.

Aufbau und Verwendung: Direkt geheizt, 4poliger Stiftsockel. Anode an Kolbenkappe angeschlossen, Außenmetallisierung im Innern der Röhre mit der Kathode verbunden. Praktisch erzielbare Verstärkungen bis zu 70fach. Maßnahmen zur Verhinderung von Sekundäremission: Schirmgitterspannung max. 80 V, muß stets 25—30 V unter den unteren Spitzen der Anodenwechselspannung liegen und über einen Spannungsteiler zugeführt werden. Der Innenwiderstand (0,4 MΩ) bedingt naturgemäß eine Dämpfung von Schwingungskreisen, die direkt in der Anodenzuleitung liegen (Anzapfung!).

Zeitgemäße Nachfolgetype: Pentode KF 4 bzw. die Regelpentode KF 3 (Außenkontaktssockel, kleiner Heizleistungsbedarf, mehrfach höherer Innenwiderstand und kleinere Gitter-Anoden-Kapazität). Als Pentode ist ihre Verstärkungseigenschaft und ihr Aussteuerbereich wesentlich größer. Bezüglich Auswechslung im vorhandenen Gerät s. u. RE 034.

114 Endtriode — Dreipolendröhre

RE 114 RE 114s

Anwendung: Endverstärkung (Lautsprecherröhre) mit 3 Watt max. zulässiger Anodenbelastung für Einfach- oder Gegentaktschaltung. Für Batterie- und Wechselstromheizung geeignet. Auch als Serienröhre für Gleichstromheizung (RE 114s) lieferbar. Betriebswerte s. Endröhren-Vergleichstabelle.

Aufbau und Verwendung: Eingitter-Verstärkersystem, direkt geheizt, 4poliger Stiftsockel. In erster Linie für Batterieempfänger vorteilhaft, weil nur eine Anodenspannung von 150 V erforderlich ist. Erzielbare Sprechleistung nur bei geringen Ansprüchen ausreichend. Bei kleineren Anodenspannungen Gittervorspannung entsprechend herabzusetzen (U_{g1} ca. — 10 V bei $U_a = 100$ V), um Aussteuerbereich zu sichern. Im Wechselstromnetzempfänger ist Brummpotentiometer notwendig. Im allgemeinen ist eine NF-Vorstufe erforderlich (RE 034 bei Widerstandskopplung, RE 074 bei Transformatorkopplung bzw. REN 904 im Netzempfänger).

Zeitgemäße Nachfolgetype: KL 1 bzw. KL 2 (bei 135 V Betriebsspannung Sprechleistungen von max. 0,4—0,8 Watt, bedeutend höhere Eigenverstärkung (Außenkontaktssockel, Heizspannung 2 V). Bei höheren Ansprüchen an Lautstärke und Klangreinheit bei lauter Wiedergabe Gegentaktendstufe mit Treiberröhre KC 3 + KDD 1 verwenden (max. Sprechleistung ca. 2 Watt). Für Wechselstromempfänger, bei dem man auf ein Höchstmaß von Leistung und Klangreinheit Wert legt, verwendet man die Hochleistungs-Endtriode AD 1.

Anstatt einer Auswechslung der RE 114 im vorhandenen Batteriegerät gegen eine Endröhre der K-Reihe ist eine Umstellung des ganzen Empfängers auf K-Röhren zweckmäßiger (neue Sockelung). Die Auswechslung im Netzempfänger gegen eine leistungsfähigere Triode (z. B. AD 1) erfordert einen entsprechend leistungsfähigen Netzteil; Neubau bzw. Neukauf eines Empfängers mit modernen Röhren daher vorteilhafter.

Endtriode — Dreipolendröhre

RE 134 RE 134s 134

Anwendung: Endverstärkerröhre mit 3 Watt max. zulässiger Anodenbelastung für Einfach- und Gegentaktschaltung. Für Batterie- und Wechselstromheizung geeignet. Auch als Serienröhre für Gleichstromheizung (RE 134s) lieferbar. Betriebswerte s. Endröhren-Vergleichstabelle.

Aufbau und Verwendung: Eingitterverstärkersystem, direkt geheizt, 4 poliger Stiftsockel. Sowohl für Batterieempfänger (kleiner Heizleistungsbedarf!) als auch für Wechselstromempfänger zu verwenden. In letzterem Falle ist ein Brummpotentiometer erforderlich. Bei Anschluß eines dynamischen Lautsprechers muß ein Übertrager mit entsprechendem Übersetzungsverhältnis dazwischengeschaltet werden. Die RE 134 kann durch einen vorgeschalteten Gittergleichrichter im allgemeinen nicht angesteuert werden, ohne daß

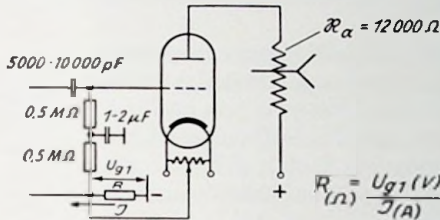


Bild 413. Schaltbeispiel für Wechselstromheizung mit Widerstandsankopplung und halbautomatischer Gittervorspannung (RE 134)

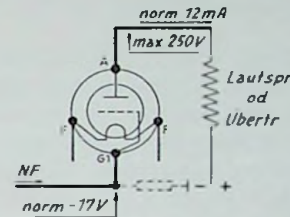


Bild 414. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten (RE 134)

der Gleichrichter übersteuert wird. Eine NF-Vorstufe ist erforderlich, wobei die Anwendung der Widerstandskopplung möglich ist. Auch als Senderöhre kleiner Leistung (Meßsender, Amateursender usw.) gut verwendbar.

Zeitgemäße Nachfolgetype: Es gilt das gleiche wie für die RE 114.

Anstatt einer Auswechslung im vorhandenen Batteriegerät gegen eine Endröhre der K-Reihe ist eine Umstellung des ganzen Empfängers auf K-Röhren zweckmäßiger (neue Sockelung). Dagegen kann die RE 134 sehr einfach durch die Pentode RES 164d ersetzt werden (fast dreifache Empfindlichkeit — etwa doppelte max. Sprechleistung). Die Seitenklemme (Schutzgitter) ist an 80 V Gleichspannung anzuschließen und die Gittervorspannung entsprechend abzuändern. Die Auswechslung gegen eine leistungsfähigere Triode (z. B. AD 1) erfordert einen entsprechend leistungsfähigen Netzteil und einen dynamischen Lautsprecher.

Endpentode — Fünfpolendröhre

RES 164 RES 164d RES 164s 164

Anwendung: Endverstärkerröhre mit 3 Watt max. zulässiger Anodenbelastung für Einfach- und Gegentaktschaltung. Für Batterie- oder Wechselstromheizung geeignet. Auch als Serienröhre für Gleichstromheizung lieferbar (RES 164s). Betriebswerte siehe Endröhren-Vergleichstabelle.

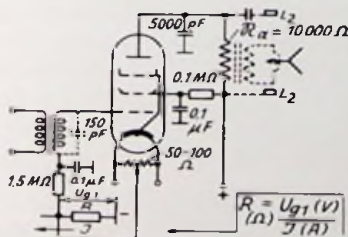


Bild 415. Schaltbeispiel für Wechselstromheizung mit Transformatorankopplung und halbautomatischer Gittervorspannung (RES 164)

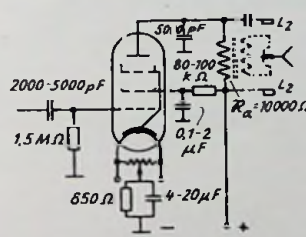


Bild 416. Schaltbeispiel für Wechselstromheizung mit Widerstandsankopplung und automatischer Gittervorspannung (RES 164)

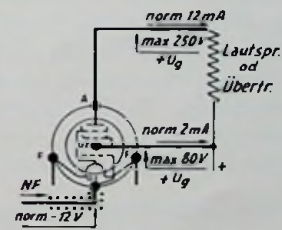


Bild 417. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten (RES 164) . . . stör anfällig (Leitung möglichst kurz)

Aufbau und Verwendung: Direkt geheizt, Dreigitter-Verstärkersystem, 5poliger Stiftsockel (RES 164) bzw. 4poliger Stiftsockel mit Seitenklemme (RES 164d), Schutzgitter an Mittelstecker (RES 164) bzw. Seitenklemme (RES 164d) angeschlossen. Bremsgitter im Innern der Röhre mit Heizfadenmittelpunkt verbunden. Die RES 164 wird auch heute noch in kleinen Empfängern verwendet, weil sie bei geringem Verbrauch eine in vielen Fällen ausreichende Sprechleistung erzielen läßt. Der geringe Leistungsbedarf erfordert nur einen einfachen Netzteil (Einweggleichrichtung z. B. mit Gleichrichterröhre RGN 354) mit billigem Netztransformator. Brummpotentiometer (ca. 50—100 Ω) ist notwendig.

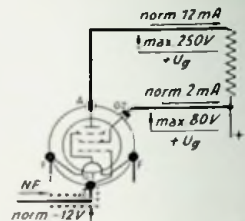


Bild 418. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten (RES 164d)

Die höchstzulässige Schutzgitterspannung beträgt 80 V. Die Schutzgitterspannung kann durch einen Vorwiderstand mit Parallelkondensator auf den zulässigen Höchstwert herabgesetzt werden. Bei Verwendung eines dynamischen Lautsprechers ist die Zwischenschaltung eines Ausgangsübertragers mit entsprechendem Übersetzungsverhältnis unbedingt erforderlich. Die RES 164 kann mit einer vorgeschalteten Eingitterröhre (z. B. REN 904 bzw. AC 2), die als Gittergleichrichter geschaltet ist, bei Transformatorkopplung (1 : 4) gut angesteuert werden. Eine Pentode (RENS 1284 bzw. AF 7) als Gittergleichrichter ermöglicht Widerstandskopplung, wobei man allerdings hart an der Übersteuerungsgrenze der Gleichrichterkurve arbeitet.

Zeitgemäße Nachfolgetype: Beim Neubau eines Empfängers wird man, sofern nicht die oben erwähnten Gründe für die RES 164 sprechen, die Hochleistungsendröhre AL 4 bzw. EL 11 wählen, die eine etwa dreimal so große max. Sprechleistung und vierfach höhere Verstärkung ergibt. Eine Auswechslung im vorhandenen Empfänger erfordert den Austausch der Sockelfassung, Umdimensionierung des Kathodenwiderstandes und Ausgangsübertragers bzw. Einbau eines dynamischen Lautsprechers sowie einen entsprechend leistungsfähigen Netzteil (Gleichrichterröhren RGN 354, 564 und 504 in keinem Falle verwendbar) mit ausreichend bemessenem Netztransformator. In Batteriegeräten benutzt man heute zweckmäßig die stromsparenden Röhren der K-Reihe (2 Volt-Heizung).

174 d Endpentode — Fünfpolendröhre RES 174d

Anwendung: Endverstärkung (Lautsprecherröhre) mit 3 Watt max. zulässiger Anodenbelastung für Einfach- und Gegentaktschaltung. Für Batterie- oder Wechselstromheizung geeignet. Betriebswerte s. Endröhren-Vergleichstabelle.

Aufbau und Verwendung: Direkt geheizt, Dreigitter-Verstärkersystem, 4poliger Stiftsockel mit Seitenklemme, Schutzgitter an Seitenklemme angeschlossen. Bremsgitter im Innern der Röhre mit Heizfadenmittelpunkt verbunden. Die Schutzgitterspannung darf max. 150 V betragen. Dies ergibt den Vorteil, daß bei 150 V Betriebsspannung keine besonderen Schaltmittel zur Herabsetzung der Schutzgitterspannung notwendig sind bzw. daß die Röhre für Batterieempfänger gut geeignet ist. Auch als Ersatz einer Eingitterröhre in älteren Empfängern gut zu verwenden. Es ist dann lediglich die Seitenklemme an eine Gleichspannung von 150 V anzuschließen und die Gittervorspannung zu ändern. Bei Verwendung im Wechselstromnetzempfänger ist ein Brummpotentiometer notwendig, die Anodenspannung darf max. 250 V betragen. Im übrigen gelten die gleichen Überlegungen wie für die RES 164.

Zeitgemäße Nachfolgetype: s. u. RES 164.

304 Endtriode — Dreipolendröhre RE 304

Anwendung: Endverstärkerröhre (Lautsprecherröhre) mit 5 Watt max. zulässiger Anodenbelastung, für Einfach- oder Gegentaktschaltung. Für Batterie- und Wechselstromheizung geeignet (Betriebswerte s. Vergleichstabelle).

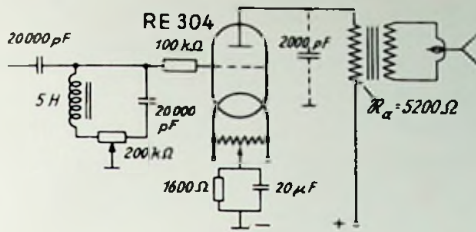


Bild 419. Schaltbeispiel für Wechselstromheizung. Endstufe mit dynamischem Lautsprecher, Klangblende für Höhen- und Tiefenentzerrung und Brummpotentiometer (RE 304)

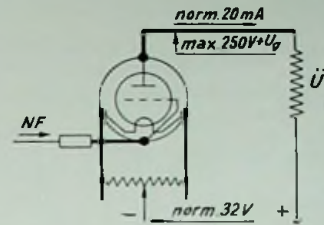


Bild 420. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten (RE 304)

Aufbau und Verwendung: Eingitter-Verstärkersystem, direkt geheizt, 4 poliger Stiftsockel. Sowohl in Batterieempfängern als auch in Wechselstromnetzempfängern zu verwenden. Gegentaktschaltung ($2 \times$ RE 304) kann mit Vorteil benutzt werden (erzielbare max. Sprechleistung mehr als zwei Watt). Bei Wechselstromheizung ist ein Brummpotentiometer erforderlich. Bei Verwendung eines dynamischen Lautsprechers Ausgangsübertrager mit entsprechendem Übersetzungsverhältnis zwischen Endröhre und Schwingspule schalten. Die RE 304 kann wegen ihres großen Gitterwechselspannungsbedarfes von einem vorgeschalteten Gittergleichrichter nicht angesteuert werden (s. a. RE 604). Die Bemessung des Netzgleichrichterteiles richtet sich nach dem zusätzlichen Anodenstrombedarf der Vorstufen, da für die Versorgung der RE 304 allein auch die Gleichrichterröhre RGN 354 gerade ausreichen würde.

Zeitgemäße Nachfolgetype: Für Wechselstromempfänger, Hochleistungs-Endtriode AD 1 (Außenkontaktsockel, Anodenbelastung 15 Watt, fast vierfache max. Sprechleistung). Für Batterieempfänger gilt das gleiche wie für RE 114. Eine Auswechslung gegen moderne Röhren im vorhandenen Gerät würde Austausch der Sockelfassung, Änderung der Lautsprecheranpassung und der Gitterspannung erfordern. Im Wechselstromempfänger wäre ein Umbau des Netzteiles, im Batterieempfänger eine Umstellung auf 2 V Heizung notwendig. Neubau bzw. Neukauf eines Empfängers mit modernen Röhren daher meist zweckmäßiger.

Endpentode — Fünfpolendröhre

RES 374 374

Anwendung: Endverstärkung (Lautsprecherröhre) mit 6 Watt max. zulässiger Anodenbelastung für Einfach- und Gegentaktschaltung. Für Batterie- oder Wechselstromheizung geeignet. Betriebswerte s. Endröhren-Vergleichstabelle.

Aufbau und Verwendung: Direkt geheizt, Dreigitter-Verstärkersystem, 5 poliger Stiftsockel. Schutzgitter an Mittelstecker angeschlossen, Bremsgitter im Innern der Röhre mit Heizfadennittelpunkt verbunden. Geringe Verstärkungseigenschaften (notw. Gitterwechselspannung ca. 20 V eff.). Die Anodenspannung darf max. 300 V, die Schutzgitterspannung dagegen nur max. 200 V betragen. Schutzgitterspannung muß über Vorwiderstand (ca. 80 kΩ), besser noch über Spannungsteiler zugeführt werden. Bezüglich der Vorstufen s. u. RE 304. Eine entsprechende NF-Vorverstärkung ist stets notwendig. Bei Verwendung eines dynamischen Lautsprechers ist die Zwischenschaltung eines Ausgangsübertragers erforderlich. Als Netzgleichrichter ist die Röhre RGN 354 nicht ausreichend.

Zeitgemäße Nachfolgetype: AL 4 bzw. EL 11 (40% höhere max. Sprechleistung und fast zehnfache Verstärkung). Bezüglich Umbau vorhandener Endstufen s. u. RES 164. Es ist jedoch besonders darauf zu achten, daß die NF-Verstärkung verzehnfacht wird. Entsprechende Anpassung des Vorverstärkerteiles daher notwendig, wenn nicht von vornherein der Neukauf bzw. Neubau eines Empfängers mit modernen Röhren zweckmäßiger erscheint.

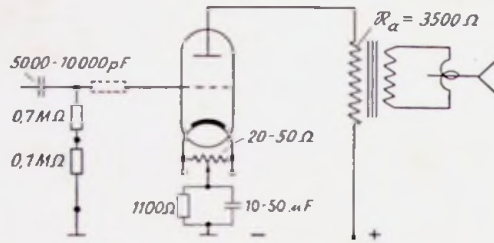


Bild 421. Einzelschaltung für Wechselstromheizung mit Widerstandsankopplung und automatischer Gittervorspannung (RE 604)

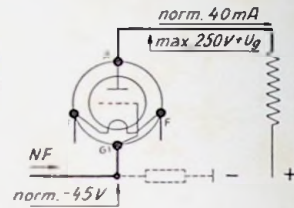


Bild 422. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten (RE 604)

604 Endtriode — Dreipolendröhre

RE 604

Anwendung: Endverstärkerröhre (Lautsprecherröhre) mit 10 Watt max. zulässiger Anodenbelastung für Einfach- oder Gegentaktschaltung. Für Batterie- und Wechselstromheizung geeignet. Betriebswerte s. Endröhren-Vergleichstabelle.

Aufbau und Verwendung: Eingitter-Verstärkersystem, direkt geheizt, 4poliger Stiftsockel. Besonders in Gegentaktschaltung viel verwendet (erzielbare Sprechleistung bei $2 \times$ RE 604 mehr als drei Watt). Bei Verwendung eines dynamischen Lautsprechers ist die Zwischenschaltung eines Ausgangsübertragers mit entsprechender Übersetzung notwendig. Die RE 604 kann durch einen vorgeschalteten Gittergleichrichter nicht angesteuert werden. Eine NF-Vorstufe ist erforderlich, wobei Widerstandskopplung benutzt werden kann. Zur Niederfrequenz-Vorverstärkung kann eine Triode (REN 904, REN 914 bzw. AC 2) verwendet werden. Der Netzteil muß entsprechend leistungsfähig bemessen sein, die Verwendung der Gleichrichterröhren RGN 354, 564 und 504 ist nicht möglich.

Zeitgemäße Nachfolgetype: Für Wechselstromempfänger die Hochleistungs-Endtriode AD 1 (Außenkontaktsockel, bei 15 Watt Anodenbelastung etwa zweieinhalbmal größere max. Sprechleistung, 25% höhere Eigenverstärkung). Wegen höherer Anoden- und Heizleistung ist ein entsprechend dimensionierter Netzteil nötig (RGN 2004). Für Batteriegeräte: Endröhren der K-Reihe (2 Volt-Heizung) verwenden (s. u. RE 134). Eine Auswechslung gegen die AD 1 im vorhandenen Gerät bedingt Austausch der Sockelfassung, Änderung der Gittervorspannung (Kathodenwiderstand) und der Lautsprecheranpassung (Übertrager). Es ist ferner zu prüfen, ob der Netzteil in der Lage ist, den höheren Anoden- und Heizstrombedarf zu decken.

704d Doppelgitterröhre — Vierpolröhre

REN 704d

(1817d) **Anwendung:** Mischstufe im Überlagerungsempfänger bei gleichzeitiger Erzeugung der Oszillatorschwingung. Betriebswerte s. Tabelle. (Paralleltype REN 1817 d).

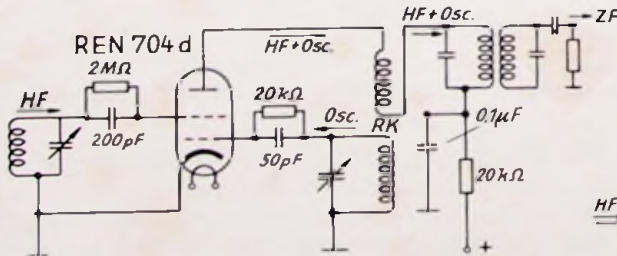


Bild 423. Mischstufe (REN 704d)

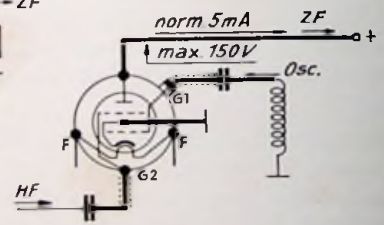


Bild 424. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten (REN 704d)

Tabelle VI. Nicht mehr im Handel befindliche Telefunken-Röhren

Typen- bezeichnung	Heiz- span- nung Volt U _f	Heiz- strom Amp. I _f	Anoden- Spannung Volt U _a	Steil- heit mA/V Volt S	Durchgriff % D	Innerer Wider- stand Ohm R _i	Sockelart	Ver- wendungs- zweck	Bemerkungen
RE 11	2,8	0,5	50-70	0,15	12	55000	Tel.	AHNE	
RE 054	3,5	0,06	40-200	0,02	3	—	Eur.	AN	Ersatztype RE 034
RE 58	5,0	1,0	40-100	0,3	12	28000	Am.	AHNE	
RE 061	1,1	0,06	40-100	0,3	14	22000	Eur.	AHN	
RE 062, 062i	1,7	0,06	40-100	0,5	10	20000	Eur./Tel.	AHN	
RE 064, 064i	3,5	0,06	40-100	0,45	10	20000	Eur./Tel.	AHN	Ersatztype RE 074
RE 71	2,8	0,5	50-70	0,15	12	55000	engl. frz.	AHN	
„A“	3,5	0,5	30-75	0,2	10	50000	engl. frz.	AHN	
„C“	3,0	0,5	30-75	0,2	10	50000	Tel.	AHN	
RE 072 d	1,7	0,07	2-20	0,65	22,5	7000	Eur.	AHN	U _{g2} = U _a
RE 073 d	3,0	0,07	4-15	0,5	30	6000	Eur.	AHN	U _{g2} = U _a
RE 75	1,1	0,06	40-100	0,3	14	22000	Eur.	AHN	
RE 78, 79	2,5	0,07	40-80	0,3	12-14	25000	Tel.	AHN	
RE 82	3,0	0,07	4-12	0,3-0,6	35	7000	Spez.	AHN	U _{g2} = U _a
RE 83	2,5	0,2	50-100	0,4	18-22	10000	Tel.	AHNE	
RE 84	1,5	0,25	50-100	0,4-0,5	30	7000	Tel.	ANE	
RE 86	1,5	0,25	50-100	0,4-0,5	7-8	28000	Tel.	AHN	
RE 87	2,0	1,1	220	7,0	4	3570	Spez.	E	U _{g2} = 80 V
RE 88	1,5	0,25	50-100	0,4-0,5	30	7000	Am.	ANE	
RE 89	2,5	0,2	50-100	0,4	18-22	10000	Tel.	AHNE	
RE 95	1,5	0,25	50-100	0,4-0,5	30	7000	engl. frz.	ANE	
RE 96	1,5	0,25	50-100	0,4-0,5	7-8	28000	engl. frz.	AHN	
RE 97	3,5	0,5	80-220	0,8	20	6000	Eur.	NE	
RE 122	1,9-2,0	0,15	70-120	1,0	20	5000	Eur.	E	
RE 124	3,8-4,0	0,15	40-150	2,0	20	2500	Eur.	E	Ersatztype RE 114
RE 144	3,5	0,17	50-120	0,65	10	17000	Eur.	AHNO	
RE 152, 152i	1,7	0,15	70-120	0,8	20	6000	Eur./Tel.	NE	
RE 154, 154i	3,5	0,17	70-120	0,65	20	8000	Eur./Tel.	NE	Ersatztype RE 114
RE 209	3,5	0,5	80-220	0,8	20	6000	Eur.	NE	
RE 212	3,0	0,07	4-15	0,5	30	6000	Eur.	AHN	
RE 352	1,9-2,0	0,3	40-200	2,0	10	5000	Eur.	E	
RE 354	3,5	0,35	220	1,6	9-12	5000	Tel.	AHN	
RE 454	3,5	0,45	100-200	6,0	7	2500	Eur.	E	
RE 504, 504i	3,5	0,5	80-220	0,8	20	6000	Eur./Tel.	NE	
RES 044	3,5-4,0	0,06	100-200	0,4	0,2	700000	Eur.	H	U _{g2} = 60 V
RES 664 d	3,8-4,0	0,6	400	3,5	1,2	25000	Eur.	E	U _{g2} = 200 V
REZ 264 s	3,5	0,3	40-220	2,5	11	4000	Spez.	AHN	Doppelröhre
REZ 404	3,8-4,0	0,2	40-120	1,2	10	8000	Spez.	AHN	Doppelröhre
REN 501	1,0	0,5	100-200	0,02	3	150000	Eur.	AN	bei R _a = 1 MΩ
REN 511	1,0	0,5	60-120	0,5	10	20000	Eur.	AHN	
REN 601	1,0	0,6	40-150	1,2	15	5600	Eur.	E	
REN 804	4,0	1,0	200	2,3	6	7000	Eur.	AHN	Ersatztype REN 904
REN 1004	4,0	1,0	200	1,5	3	22000	Eur.	AHN	Ersatztype REN 904
REN 1104	4,0	1,0	200	1,5	10	7000	Eur.	AHN	Ersatztype REN 904
REN 1822	20,0	0,18	200	2,5	16	2500	Eur.	E	Sprechleistg. 0,2 W
REN 2204	3,5-4,0	2,2	100-200	3,0	10	3500	Eur.	E	
RENS 1274	4,0	1,0	200	2,0	0,14	350000	Eur.	H	U _{g2} = 100 V
RENZ 2104	3,5-4,0	1,1	40-200	1,5	10	7000	Spez.	AHN	Doppelröhre
RGN 1304	3,8-4,0	1,0		max. 500 V eff. — 100 mA			Eur.	EW	Ersatztype RGN 1404
RGN 1500	—	—		max. 2×300 V eff. — 100 mA			Eur.	VW	Edelgasgleichrichter ohne Heizung
RGN 1504	3,5-4,0	1,5		max. 2×300 V eff. — 75 mA			Eur.	VW	
RGN 1054	4,0	1,0		max. 2×300 V eff. — 75 mA			Eur.	VW	Ersatztype RGN 1054
RGN 2005	5,0	2,0		max. 2×300 V eff. — 125 mA			Eur.	VW	
RGN 2504	4,0	2,5		max. 2×500 V eff. — 180 mA			Eur.	VW	

A = Audionstufe
H = Hochfrequenzstufe
N = Niederfrequenzstufe

E = Endstufe
O = Oszillator
U_{g2} = Raumladung- oder Schirmgitterspannung

Am. = Amerikasockel
Tel. = Telefunkensockel
Eur. = Europasockel

RENS 1819	RENS 1820	REN 1821	RENS 1823 d	RENS 1824	REN 1826	RENS 1834	RENS 1854	RENS 1884	RENS 1894			
H°	HAW	ANW	EP	M+O	DNW	H°	DW	HAW	H°			
9	9	7	14	10	8	10	12	13	13			
==	==	==	==	==	==	==	==	==	==			
20	20	20	20	20	20	20	20	20	20			
0,18	0,18	0,18	0,18	0,18	0,18	0,18	0,18	0,18	0,18			
							W					
200	200	200	200	200	200	200	200	200	200			
				-3			80					
				200 18			-2 -7					
60	60		200	100			80	40	100			
-2	-40	-2	-3	-18	-1,5	-3	-2	-15	-3,2	-2	-35	
4	< 0,01	4	6	20	3	6	3	< 0,015	0,29	3	4	< 0,01
0,9		1,9		8	1,8		2,8			1,1	1,8	
1	< 0,005	1	2,3	1,7	0,58 (3)	1,8	1,5			2,4	1,8	
			3			3,3						
400	> 10000	400	15	40	> 150 (4)	16	500			2000	1100	> 10000
0,4		0,35	0,5	0,65	0,1	0,5	0,35		10	0,5	0,35	
				11,5								
				10					320			
				1,7								
1	1	1,5	5	1	1,5	1	1	1	1	1	1,5	
250	250	250	200	250	250	250	250	250	250	250	250	
0,25	0,25		3	0,4			0,75	0,25	0,3	0,3	0,3	
100	100		200	120			150	150	150	150	150	
3 (7)	1,5	2	1	1,5	2		3 (7)	2	1,5	3 (7)	3 (7)	
< 0,004	< 0,003	2,5					< 0,002	< 0,003	< 0,006	< 0,006	< 0,006	

Gleichrichterröhren

Type	Verwendungs- zweck	U _f	J _f	Max. Trafo- spannung Volt	Max. entn. Gleich- strom mA	Sockel- schaltung Nr.
		Volt	Amp			
RGN 354	EW	4,0	0,3	250	25	16
RGN 504	ZW	4,0	0,5	2x250	30	17
RGN 564	EW	4,0	0,6	500	30	16
RGN 1054	ZW	Die RGN 1054 wird nicht mehr geliefert. Sie ist in allen Fällen durch die RGN 1064 zu ersetzen.				
RGN 1064	ZW	4,0	1,0	2x500	60	17
RGN 1404	EW	4,0	1,3	800	100	16
RGN 1503	ZW	2,5	1,5	2x300	75	17
RGN 2004	ZW	4,0	2,0	2x350	160	17
RGN 4004	ZW	4,0	4,0	2x350	300	17

Aufbau und Verwendung: Indirekt geheizt, Zweigitter-Verstärkersystem, 5poliger Stiftsockel mit Seitenklemme. Erstes Steuergitter an Seitenklemme, Kathode an Mittelstecker angeschlossen. Doppelgitterröhre ähnlich der RE 074d, wird als Spezialröhre in der Mischstufe verwendet. Das erste Steuergitter wird mit dem Oszillatorkreis, das zweite Steuergitter mit dem HF-Kreis verbunden. Die Oszillatorschwingung wird durch Rückkopplung am Anodenkreis in den Oszillatorkreis aufrecht erhalten. Die Erzeugung der ZF kommt durch Gleichrichtung (additive Mischung) zustande. Für Raumladegitterschaltung (transportable Geräte) kommt die REN 704d wegen ihres hohen Heizleistungsbedarfs nicht in Betracht.

Zeitgemüße Nachfolgetype: Beim Neubau eines Empfangsgerätes verwendet man eine moderne Mischröhre (multiplikative Mischung). Es kommen hierfür entweder die Verbundröhre ACH 1 bzw. ECH 11 oder die Oktode AK 2 in Betracht. (Hohe Mischverstärkung, weitgehende Trennung zwischen HF- und Oszillatorteil und Möglichkeit einer Verstärkungsregelung in der Mischstufe.) Eine Auswechslung im vorhandenen Gerät gegen moderne Röhren ist wegen der grundsätzlich anderen Wirkungsweise nicht möglich.

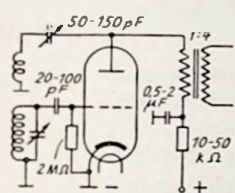


Bild 425. Schaltbeispiel für Gittergleichrichtung mit Transformator­kopp­lung (REN 904)

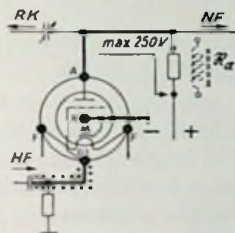


Bild 426. Sockel­an­schlüsse für Gitter­gleich­richtung mit normalen Betriebs­werten (REN 904)

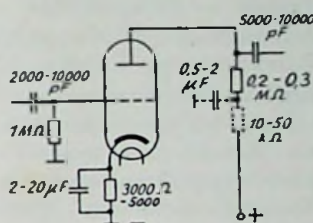


Bild 427. Schaltbeispiel für NF-Verstärkung mit Wider­stands­kopp­lung und automa­tischer Gittervorspannung (REN 904)

Triode — Dreipolröhre

REN 904 904 (1821)

Anwendung: Empfangsgleichrichtung, NF-Verstärkung, Oszillatorröhre. Für Wechselstromheizung. Betriebswerte s. Tabelle. (Paralleltype REN 1821.)

Aufbau und Verwendung: Indirekt geheizt, Eingitter-Verstärkersystem, 5poliger Stiftsockel, Außenmetallisierung im Innern mit der Kathode verbunden. Kathode an Mittelstecker angeschlossen. Für Gittergleichrichtung sowie zur NF-Verstärkung verwendet. Wenn auf den Empfangsgleichrichter direkt die Endröhre folgt, meist Transformator­kopp­lung (1:4), weil sonst die NF-Verstärkung nicht ausreicht, um die Endröhre ohne Übersteuerung des Gleichrichters auszusteuern (s. Schaltung im Volksempfänger VE 301 W). Bei geringeren Verstärkungsansprüchen kann auch Drosselkopp­lung verwendet werden. ($L = 200 - 500$ Henry), Widerstandskopp­lung nur in Verbindung mit einer Endröhre mit kleinem Gitterwechselspannungsbedarf (AL 4, wobei $R_a = \text{max. } 50 \text{ k}\Omega$) oder wenn zwischen Gittergleichrichter und Endröhre noch eine NF-Stufe geschaltet ist ($R_a = 0,1 - 0,2 \text{ M}\Omega$). In der NF-Stufe ist die Verstärkung bei Widerstandskopp­lung meist ausreichend. Kathodenwiderstand R_k für automatische Gittervorspannungserzeugung bei Transformator- oder Drosselkopp­lung ca. 600Ω , bei Widerstandskopp­lung $5000 - 6000 \Omega$ (Parallelkondensator $2 - 10 \mu\text{F}$, Elektrolyt, 6 V Betriebsspannung). Gitterableitwiderstand R_{g1} max. $2 \text{ M}\Omega$, Aussteuerbereich im normalen Arbeitspunkt max. $1,5 \text{ V eff.}$, praktisch erzielbare NF-Verstärkung ca. $15 - 20$ fach. Schließlich

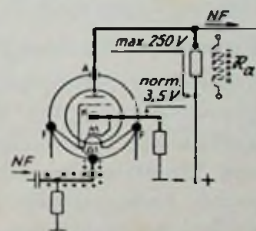


Bild 428. Sockel­an­schlüsse für NF-Verstärkung mit normalen Betriebs­werten. ... stör­an­fällig (Leitung möglichst kurz) (REN 904)

kann die 904 als getrennte Oszillatorröhre zur Erzeugung der Hilfsschwingung in Überlagerungsempfängern benutzt werden. Die REN 904 ist als Ersatztype in älteren Empfängern, die mit den nicht mehr lieferbaren Röhren REN 804, REN 1004 und REN 1104 bestückt sind, meist ohne weiteres zu verwenden. Schwierigkeiten können durch zu starke Rückkopplung (höhere Steilheit!) auftreten und müssen durch Herabsetzung der Rückkopplungseigenschaften (z. B. kleinere Anodenspannung) behoben werden.

Zeitgemäße Nachfolgetype: AC 2 bzw. EF 12 (Triodenschaltung); andere Sockelung, besonders höhere Steilheit, bei Drossel- oder Transformator-Kopplung günstigere Verstärkungseigenschaften und größeren Aussteuerbereich (max. 3 V eff.), kleinere Abmessungen, Schnellheizkathode, außerordentlich klingsicheren Aufbau, kleinere Gitter-Anoden-Kapazität, Steuergitter an Kolbenkappe (AC 2) bzw. an Sockelstift geführt (Stahlröhre EF 12). Eine Auswechslung im vorhandenen Gerät bedingt Austausch der Sockelfassung und Änderung des Kathodenwiderstandes zur Ausnutzung des größeren Aussteuerbereiches.

914 (1814) Triode — Dreipolröhre REN 914
Anwendung: Empfangsrichtung, NF-Verstärkung. Für Wechselstromheizung. Betriebswerte s. Tabelle. (Paralleltype REN 1814).

Aufbau und Verwendung: Indirekt geheizt, Eingitter-Verstärkersystem, Außenmetallisierung, im Innern der Röhre mit der Kathode verbunden. 5poliger Stiftsockel, Kathode an Mittelstecker angeschlossen. Als leistungsfähiger HF-Gleichrichter in kleineren Empfangsgeräten sowie zur NF-Widerstandsverstärkung zwischen Gleichrichter und Endröhre verwendet. Mitunter wird wegen der besseren Aussteuerfähigkeit und größeren Verstärkung bei Audionschaltung die Transformator-Kopplung (1 : 4) bevorzugt. Wegen des verhältnismäßig hohen Innenwiderstandes ist ein guter Transformator erforderlich. Der Primärwicklung des Transformators schaltet man zur Erzielung eines guten Frequenzganges zweckmäßig einen Widerstand (etwa 100 k Ω) parallel. Bei reiner NF-Verstärkung bevorzugt man die Widerstandskopplung ($R_a = 0,3 \text{ M}\Omega$). Max. zulässiger Gitterableitwiderstand $R_{g1} = 1 \text{ M}\Omega$ (bei Audionschaltung 2 M Ω). Für NF-Widerstandsverstärkung ist ein Kathodenwiderstand von ca. $R_k = 8000 \Omega$ erforderlich (Parallelkondensator Elektrolyt 2—20 μF). Bei günstiger Dimensionierung eine NF-Spannungsverstärkung in der Röhre bis zu 50fach erzielen. Als Oszillatorröhre ist die REN 914 nicht geeignet.

Zeitgemäße Nachfolgetype: Eingitterröhre AC 2 oder für größere Verstärkung Pentode AF 7 bzw. Stahlröhre EF 12 (andere Sockelung). Eine Auswechslung im vorhandenen Gerät wird neben dem notwendigen Austausch der Sockelfassung vielfach eine Schaltungsänderung notwendig machen. Neukauf bzw. Neubau eines Empfängers mit modernen Röhren daher vielfach zweckmäßiger.

924 (1826) Binode — Zweipol-Dreipolröhre REN 924

Anwendung: Empfangsrichtung mit nachfolgender NF-Verstärkung, Regelspannungserzeugung. Für Wechselstromheizung. Betriebswerte s. Tabelle.

Aufbau und Verwendung: Indirekt geheizt, getrenntes Einweg-HF-Gleichrichtersystem und Eingitter-Verstärkersystem, über gemeinsamer Kathode aufgebaut. 5poliger Stiftsockel, Außenmetallisierung im Innern mit der Kathode verbunden. Kathode an Mittelstecker angeschlossen. Diodenanode an Kolbenkappe geführt. Die REN 924 ist eine Verbundröhre; Diodensystem wird zur HF-Gleichrichtung, das Verstärkersystem zur darauffolgenden NF-Verstärkung verwendet. Weitgehende Trennung von Empfangsrichtung und NF-Verstärkung; gegenüber der Gittergleichrichtung verzerrungsmäßig günstige Gleichrichtung. Am Belastungswiderstand des Gleichrichters kann die Regelspannung zur automatischen Schwundregelung abgenommen werden. Für die Diode muß stets eine ausreichende HF-Eingangsspannung vorgesehen sein, d. h. die 924 ist nur in Empfängern zu verwenden, die eine vorgeschaltete HF-Verstärkung besitzen. Eine weitere NF-Verstärkung ist nach Möglichkeit zu vermeiden, weil sonst die

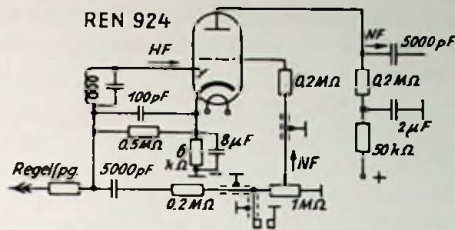


Bild 429. Schaltbeispiel für HF-Gleichrichtung und NF-Verstärkung mit Widerstandskopplung und Regelspannungserzeugung (REN 924)

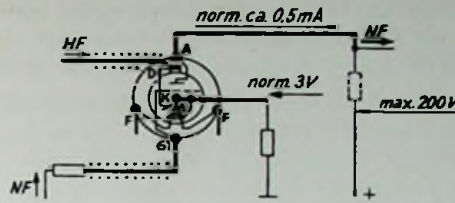


Bild 430. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten (REN 924)

Gleichrichtung u. U. stets im nichtlinearen Teil arbeitet und die erzielbaren Regelspannungen zu klein sind. Das Verstärkersystem gleicht dem der REN 904. Im allgemeinen ist Widerstandskopplung zu empfehlen (R_a max. $0,3 \text{ M}\Omega$), Kathodenwiderstand R_k ca. $10 \text{ k}\Omega$ (Parallelkondensator $2-10 \mu\text{F}$). (Paralleltyp REN 1826).

Zeitgemäße Nachfolgetype: Verbundröhre ABC 1 bzw. EBC 11. Es steht dabei stets eine Duodiode mit zwei Gleichrichterstrecken zur getrennten Empfangsgleichrichtung und Regelspannungserzeugung zur Verfügung. Die A-Röhren besitzen Schnellheizkathode, Außenkontaktsockel und Kolbenanschluß des Steuergitters. Einer Auswechslung im vorhandenen Gerät würden außer dem notwendigen Austausch der Sockelfassung und den erforderlichen Schaltungsänderungen zwar keine grundsätzlichen Bedenken entgegenstehen; Neubau bzw. Neukauf eines Empfängers mit modernen Röhren ist jedoch meist zweckmäßiger.

Endpentode — Fünfpolendröhre

RES 964 964 (AL 1)

Anwendung: Endverstärkerröhre (Lautsprecherröhre) mit 9 Watt max. zulässiger Anodenbelastung für Einfach- oder Gegentaktschaltung. Für Wechselstromheizung. Betriebswerte s. Endröhren-Vergleichstabelle. (AL 1 — elektrisch gleichwertig — Außenkontaktsockel).

Aufbau und Verwendung: Direkt geheizt, Dreigitter-Verstärkersystem, 5 poliger Stiftsockel, Schutzgitter mit Mittelstecker verbunden, Bremsgitter im Innern der Röhre mit dem Heizfadennittelpunkt verbunden. Leistungsfähige Endröhre, erfordert ausreichenden Netzteil (Gleichrichterröhre RGN 1064 bzw. AZ 1). Die Verwendung der Gleichrichterröhren RGN 354, 564 und 504 ist in keinem Falle möglich. Ein Brumpotentiometer (ca. 20Ω) ist nötig. In die Gitterzuleitung wird ein HF-Siebwiderstand ($0,1-0,3 \text{ M}\Omega$) eingeschaltet. Das Schutzgitter kann ohne Vorwiderstand direkt an max. 250 V gelegt werden. Für dynamischen Lautsprecher (wegen hohen Anodenstrom erforderlich) ist Zwischenschaltung eines Ausgangsübertragers mit entsprechendem Übersetzungsverhältnis notwendig. Im Überlagerungsempfänger kann die RES 964 zwar direkt von der Diode angesteuert werden, es ist jedoch darauf zu achten, daß die vor der Diode geschaltete Röhre nicht übersteuert wird. Zweckmäßiger ist eine NF-Vorstufe (AC 2

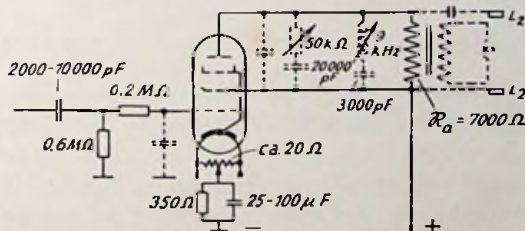


Bild 431. Schaltbeispiel für Widerstandsankopplung, automatische Gittervorspannung, mit Klangblende und 9-kHz-Sperre (RES 964)

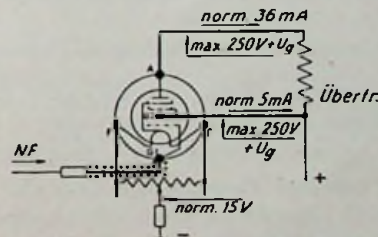


Bild 432. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten (RES 964)

bzw. ABC 1). In kleineren Empfängern ist als Vorstufe HF-Pentode (RENS 1284 bzw. AF 7) als Gittergleichrichter zweckmäßig. Drosselkopplung wird dabei wegen größerer Verstärkung und größerem Aussteuerbereich vorgezogen.

Zeitgemäße Nachfolgetype: Hochleistungsendröhre AL 4 bzw. EL 11 (bei gleicher Anodenbelastung ca. 30% höhere Sprechleistung und etwa dreifache Eigenverstärkung). Ein vorgeschalteter Gittergleichrichter wird auch bei Widerstandskopplung im verzerrungsarmen Gebiet der Richtkurve arbeiten. Bei Auswechslung gegen die AL 4 ist nur die Sockelfassung und der Kathodenwiderstand auszuwechseln. Netzteil und Ausgangsübertrager braucht man wegen der Übereinstimmung der Betriebsdaten nicht zu ändern. Etwas höherer Heizleistungsbedarf (Mindestheizspannung ca. 3,9 V). Im Empfänger mit verzögerter Schwundregelung macht die Auswechslung bei sonst unveränderter Schaltung der Vorstufen eine Herabsetzung der Verzögerungsspannung notwendig.

1204 (1820) Schirmgitter-HF-Röhre — Vierpol-Schirmröhre RENS 1204

Anwendung: HF- oder ZF-Verstärkung. Für Wechselstromheizung. Betriebswerte s. Tabelle. (Paralleltyp RENS 1820).

Aufbau und Verwendung: Indirekt geheizt, Zweigitter-Verstärkersystem, 5 poliger Stiftsockel, Anode an Kolbenkappe angeschlossen, Metallisierung im Innern der Röhre mit der Kathode verbunden und an Mittelstecker geführt. Wirkungsweise ähnlich der Batterieröhre RE 094. Die Schirmgitterspannung darf max. 60 V nicht überschreiten. Kathodenwiderstand normal ca. 500 Ω.

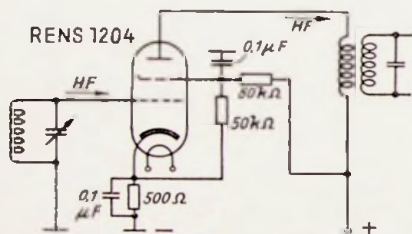


Bild 433. Schaltbeispiel für HF-Verstärkung (RENS 1204)

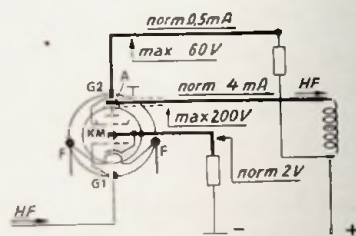


Bild 434. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten (RENS 1204)

Zeitgemäße Nachfolgetype: Pentode AF 7 bzw. EF 12 oder Regelpentode AF 3 bzw. EF 11 oder EBF 11 (andere Sockelung, Schnellheizkathode, höherer Innenwiderstand, größere Steilheit und kleinere Gitter-Anoden-Kapazität). Die Pentodeneigenschaft gibt ein Vielfaches an Verstärkung und Aussteuerbereich sowie höhere Trennschärfe. Eine Auswechslung in vorhandenen Geräten dürfte wegen der besseren Verstärkungs- und Trennschärfeeigenschaften auf Schwierigkeiten stoßen (Pfeifneigung). Besser ist der Neubau eines Gerätes unter Verwendung hochwertiger Kreise und moderner Röhren.

1214 (1819) Schirmgitter-Regelröhre — Vierpol-Regelröhre RENS 1214

Anwendung: Regelbare HF- oder ZF-Verstärkung. Für Wechselstromheizung. Max. erzielbare Steilheitsänderung etwa 1 : 100 bei 40 V Regelspannungsbedarf. Betriebswerte s. Tabelle. (Paralleltyp RENS 1819).

Aufbau und Verwendung: Indirekt geheizt, Zweigitter-Verstärkersystem, 5 poliger Stiftsockel. Anode an die Kolbenkappe angeschlossen. Außenmetallisierung im Innern der Röhre mit der Kathode direkt verbunden und an Mittelstecker geführt.

Als regelbare HF-Verstärkerröhre zu verwenden, bei der durch Änderung der Gitterspannung eine Verstärkungsänderung von Hand aus oder automatisch möglich ist. Schirm-

gitterspannung im unregulierten Zustand max. 100 V, muß durch einen Spannungsteiler erzeugt werden (Querstrom 2—3 mA).

Zeitgemäße Nachfolgetype: Regelpentoden AF 3 bzw. EF 11 oder EBF 11 (s. u. REN 1204).

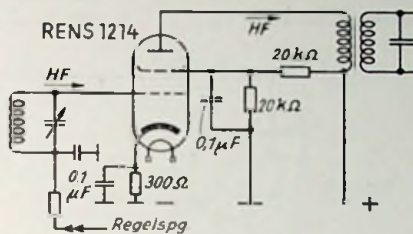


Bild 435. Schaltbeispiel für geregelte HF-Verstärkung (RENS 1214)

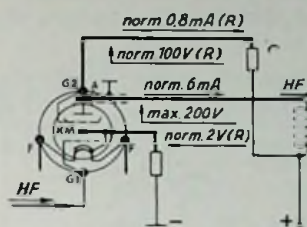


Bild 436. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten (RENS 1214)

Mischhexode — Sechspol-Mischröhre

RENS 1224 1224 (1824)

Anwendung: In nicht regelbaren Mischstufen. Für Wechselstromheizung. Betriebswerte s. Tabelle. (Paralleltyp RENS 1824.)

Aufbau und Verwendung: Indirekt geheizt, Viergitter-Verstärkersystem, 7poliger Stiftsockel, Steuergitter an Kolbenkappe angeschlossen. Außenmetallisierung im Innern der Röhre mit Kathode fest verbunden. Die Mischröhre 1224 kann als Vereinigung zweier Röhrensysteme betrachtet werden. Das untere System bewirkt eine HF-Verstärkung und ergibt eine entsprechende Beeinflussung des Elektronenstromes, der durch Schirmgitter G_2 zum oberen Teil gelangt. Gitter G_3 und G_4 erzeugen in Verbindung mit dem äußeren Oszillatorkreis die Hilfsschwingung. Gleichzeitig kommt die Mischung der beiden Frequenzen und damit die ZF zustande. Spannungen U_{G2} und U_{G3} müssen über Spannungsteiler zugeführt werden.

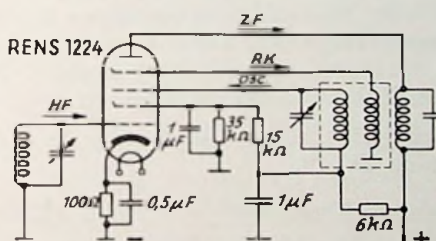


Bild 437. Schaltbeispiel für nicht geregelte Mischstufen (RENS 1224)

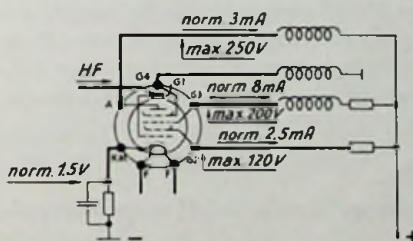


Bild 438. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten (RENS 1224)

Zeitgemäße Nachfolgetype: Die Verbundröhre ACH 1 bzw. Stahlröhre ECH 11 oder die Oktode AK 2. Bei diesen Röhren sind Oscillator und HF-Teil schaltungsmäßig weitgehend entkoppelt, und damit auch unter schwierigen Bedingungen einwandfreies Arbeiten ohne Rückwirkungsfahr gesichert. Außerdem höhere Mischverstärkung und Möglichkeit einer Verstärkungsregelung in der Mischstufe. Die A-Röhren besitzen Kolbenanschluß des Steuergitters, Schnellheizkathode und mit Ausnahme der ACH 1 andere Sockelung. Eine Auswechslung im vorhandenen Gerät gegen eine moderne Mischröhre ist wegen der grundsätzlich anderen Arbeitsweise nicht zu empfehlen.

Regelhexode — Sechspol-Regelröhre

RENS 1234 1234 (1834)

Anwendung: Regelbare HF- bzw. ZF-Verstärkung. Für Wechselstromheizung. Betriebswerte s. Tabelle. (Paralleltyp RENS 1834).

Aufbau und Verwendung: Indirekt geheizt, Viergitter-Verstärkersystem, 7 poliger Stiftsockel, Steuergitter an Kolbenkappe angeschlossen. Außenmetallisierung im Innern der Röhre mit Kathode fest verbunden. Als Regelröhre mit besonders wirksamer Verstärkungsregelung bei verhältnismäßig kleinem Regelspannungsbedarf. Z. B. läßt sich durch eine Änderung der Gittervorspannungen des ersten Gitters von -2 V auf -15 V und des

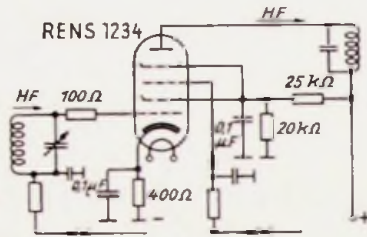


Bild 439. Schaltbeispiel für geregelte HF-Verstärkung (RENS 1234)

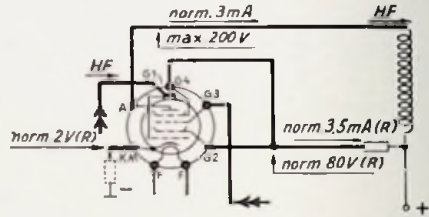


Bild 440. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten (RENS 1234)

dritten Gitters von -2 V auf -7 V eine Steilheitsänderung von ca. 1:2000 erzielen. Im Interesse einer möglichst verzerrungsfreien Regelung soll man dem zweiten Steuergitter nur die halbe Regelspannung zuführen (durch Spannungsteilung am Diodengleichrichter). Schirmgitterspannungen müssen über Spannungsteiler zugeführt werden, der für beide Schirmgitter gemeinsam sein kann. Die Schirmgitterspannung im herunterregulierten Zustand max. 125 V. In die Steuergitterzuleitung schaltet man einen Schutzwiderstand ($100\ \Omega$) gegen Störschwingungen.

Zeitgemäße Nachfolgetype: Regelhexode AH 1 (vierfacher Innenwiderstand, höhere Steilheit und damit höhere Anfangsverstärkung) Aufteilung der Regelspannung bei der AH 1 nicht notwendig, beide Gitter können gleiche Regelspannung bekommen (Kennlinie mit verzerrungsmäßig günstigerem Verlauf). Die AH 1 besitzt Schnellheizkathode, Außenkontaktsockel und Kolbenanschluß des Steuergitters. Eine Auswechslung im vorhandenen Empfangsgerät würde den Austausch der Sockelfassung und einige Schaltungsänderungen erfordern (Regelspannung, Steuergitteranschluß). Unter Umständen könnten sich durch die höhere Verstärkung der AH 1 Schwierigkeiten (Pfeifen) ergeben. Neubau bzw. Neukauf eines Empfängers mit modernen Röhren erscheint ratsamer.

Verwendet man die Röhren der „Harmonischen Serie“, so benutzt man für die Eingangsstufe zweckmäßig die rauscharme Regelpentode EF 13.

1254 (1854) Schirmgitter-Binode — Zweipolvierpol-Schirmröhre

RENS 1254

Anwendung: Empfangsgleichrichtung mit nachfolgender NF-Verstärkung, Regelspannungserzeugung. Für Wechselstromheizung. Betriebswerte s. Tabelle.

Aufbau und Verwendung: Indirekt geheizt, getrenntes Einweg-HF-Gleichrichtersystem und Zweigitter-Verstärkersystem über gemeinsamer Kathode aufgebaut, 6 poliger Stiftsockel, Anode an Kolbenkappe angeschlossen, Kathode mit der Außenmetallisierung verbunden. (Paralleltipe RENS 1854).

Verbundröhre ähnlich der REN 924 nur mit dem Unterschied, daß zwischen Anode und Steuergitter noch ein Schirmgitter eingefügt ist. Dadurch wesentlich höhere NF-Verstärkung, so daß Endröhren mit größerem Gitterwechselspannungsbedarf (Trioden) auch bei Widerstandskopplung angesteuert werden können. In Verbindung mit einer Endröhre großer Verstärkung ist die 1254 ungünstig, weil die Gleichrichtung stets im nichtlinearen Teil erfolgt und die erzielbaren Regelspannungen klein sind. Im übrigen s. REN 924. Schirmgitterspannung muß unbedingt über Spannungsteiler zugeführt werden, um Sekundäremission zu vermeiden. Notwendige Schirmgitterspannung je nach dem verwendeten Außenwiderstand. Bei $R_a = 0,3\text{ M}\Omega$ soll z. B. $U_{G_2} = 33\text{ V}$ bei 200 V

Betriebsspannung sein. Innenwiderstand nimmt bei kleinerem Außenwiderstand stark ab (angenähert $R_i = 10 R_a$). Max. zul. Gitterableitwiderstand $R_{g1} = 2 \text{ M}\Omega$. Die negative Spitze der Anodenwechselspannung darf nicht kleiner werden als etwa $U_{g2} + 25 \text{ V}$.

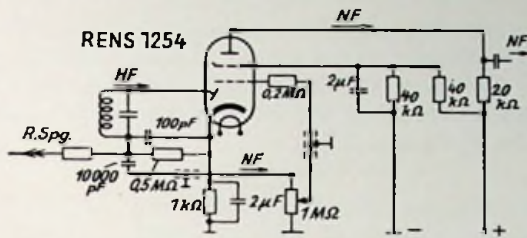


Bild 441. Schaltbeispiel für HF-Gleichrichtung, Regelspannungserzeugung und NF-Verstärkung mit Widerstandskopplung (RENS 1254)

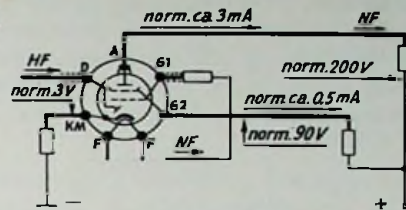


Bild 442. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten (RENS 1254)

Zeitgemäße Nachfolgetype: Für eine Endröhre mit kleinem Gitterwechselspannungsbedarf Verbundröhre ABC 1 bzw. EBC 11 oder EBF 11 + EFM 11. Für eine sehr unempfindliche Endstufe kann man AB 2 + AF 7 wählen (höhere Verstärkung durch Pentode AF 7). Dabei ist stets eine Doppelgleichrichterstrecke (Duodiode) zur getrennten Empfangsgleichrichtung und Regelspannungserzeugung vorhanden. Neue Röhren besitzen Schnellheizkathode, andere Sockelung und die A-Röhren Kolbenanschluß des Steuergitters. Eine Auswechslung im vorhandenen Empfangsgerät wäre mit wesentlichen Schaltungsänderungen verknüpft, so daß der Neukauf bzw. Neubau eines Empfängers mit modernen Röhren meist zweckmäßiger ist.

HF-Tetrode — Vierpol-Schirmröhre

RENS 1264 1264 (1818)

Anwendung: HF- oder ZF-Verstärkung. Für Wechselstromheizung. Betriebswerte s. Tabelle. (Paralleltyp RENS 1818.)

Aufbau und Verwendung: Indirekt geheizt, Zweigitter-Verstärkersystem, 5 poliger Stiftsockel, Anode an Kolbenkappe angeschlossen, zusammen mit der Außenmetallisierung an Mittelstecker geführt.

Als HF-Schirmgitterröhre (ohne Bremsgitter) in nicht regelbaren HF- oder ZF-Stufen zu verwenden. Der Innenwiderstand ist im Verhältnis zu modernen HF-Pentoden allerdings nicht besonders groß, so daß Anzapfung bzw. lose Ankopplung des Anodensperrekreises zu empfehlen ist, um die notwendige Trennschärfe zu erreichen. Schirmgitterspannung muß über Spannungsteiler (Querstrom 2—3 mA) zugeführt werden, um Sekundäremission zu verhindern. Kathodenwiderstand normal R_k ca. 600 Ω. Schirmgitterstrom normal ca. 0,7 mA. In einigen Fällen wurde die 1264 auch als Gittergleichrichter sowie als Mischröhre (additive Mischung) verwendet.

Zeitgemäße Nachfolgetype: Pentode AF 7 bzw. EF 12 (andere Sockelung, Schnellheizkathode, vierfacher Innenwiderstand, Kolbenanschluß des Steuergitters (AF 7) und kleinere Gitteranodenkapazität). Dadurch wesentlich höhere Verstärkung und Trennschärfe. Sekundäremission wird mit Sicherheit vermieden und Aussteuerbereich ist wesentlich größer. Eine Auswechslung im vorhandenen Empfangsgerät würde eine Auswechslung der Sockelfassung erfordern. Unter Umständen können wegen der höheren Verstärkung Schwierigkeiten auftreten (Pfeifen). Zu erwähnen ist der abweichende Steuergitteranschluß, durch den die Verwendung vorhandener Spulensätze mit an die Abschirmung angeschlossener Anodenkappe auf Schwierigkeiten stößt.

Hochfrequenzpentode — Fünfpol-Schirmröhre

RENS 1284 1284 (1884)

Anwendung: HF- oder ZF-Verstärkung, Empfangsgleichrichtung, NF-Verstärkung. Für Wechselstromheizung. Betriebswerte s. Tabelle. (Paralleltyp RENS 1884.)

Aufbau und Verwendung: Indirekt geheizt, Dreigitter-Verstärkersystem, 5 poliger Stiftsockel, Anode an Kolbenkappe angeschlossen, Bremsgitter im Innern der Röhre mit der Kathode direkt verbunden und zusammen mit der Außenmetallisierung an Mittelstecker geführt.

Für HF- bzw. ZF-Verstärkung (s. AF 7), zur Empfangsleichrichtung, insbesondere in kleineren Geräten (Zwei- und Dreiröhrenempfänger) wegen gutem Aussteuerbereich und hoher Verstärkung viel verwendet. Man bevorzugt Gittergleichrichtung. Für NF-Verstärkung gut geeignet, jedoch wegen hoher Verstärkung nur dann zweckmäßig, wenn in die Endstufe eine Triode eingesetzt ist. Im übrigen s. AF 7.

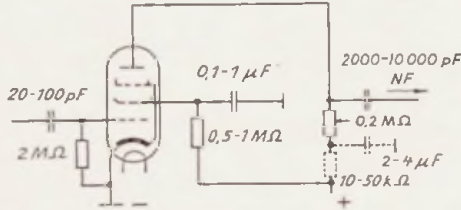


Bild 443. Schaltbeispiel für Gittergleichrichtung mit Widerstandskopplung (RENS 1284)

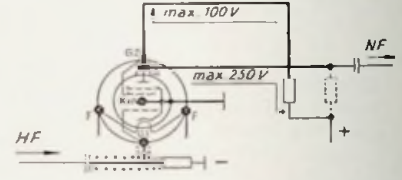


Bild 444. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten. ... stör anfällig (Leitung möglichst kurz) (RENS 1284)

Zeitgemäße Nachfolgetype: Pentode AF 7 bzw. EF 12 (andere Sockelung, Kolbenanschluß des Steuergitters (AF 7), kleinere Gitter-Anoden-Kapazität). Sonst im wesentlichen die gleichen Verstärkungseigenschaften, jedoch mit Schnellheizkathode ausgestattet. Eine Auswechslung im vorhandenen Empfangsgerät bedingt Austausch der Sockelfassung, im übrigen aber keine Umdimensionierung nötig. Zu erwähnen der Steuergitteranschluß an Kolbenkappe bzw. Sockel, durch die die Verwendung vorhandener Spulensätze mit an die Abschirmung angeschlossener Anodenkappe auf Schwierigkeiten stößt. Einen Vorteil kann dagegen bei Gittergleichrichtung u. U. die Möglichkeit der Unterbringung des Gitterblocks in der Abschirmkappe der AF 7 bzw. unter deren Bodenblech bei der EF 12 zur Vermeidung von kapazitiven Brummbeeinflussungen bieten.

1294 (1894)

Regelpentode — Fünfpolgeröhre

RENS 1294

Anwendung: Regelbare HF- oder ZF-Verstärkung. Für Wechselstromheizung. Max. erzielbare Steilheitsänderung ca. 1 : 400 bei 35 V Regelspannungsbedarf. Betriebswerte s. Tabelle. (Paralleltypen RENS 1894).

Aufbau und Verwendung: Indirekt geheizt, Dreigitter-Verstärkersystem, 5 poliger Stiftsockel. Anode an die Kolbenkappe angeschlossen. Bremsgitter im Innern der Röhre mit der Kathode direkt verbunden und zusammen mit der Außenmetallisierung an Mittelstecker geführt. Als regelbare Verstärkerröhre in HF- oder ZF-Stufen zu verwenden (s. Beschreibung der AF 3).

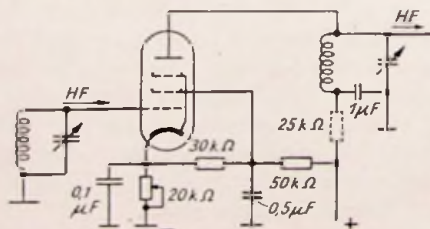


Bild 445. Schaltbeispiel für HF-Verstärkung mit Lautstärkeregelung von Hand (RENS 1294)

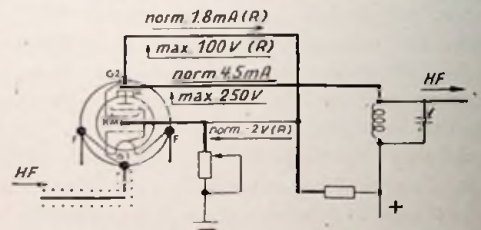


Bild 446. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten ... stör anfällig (Leitung möglichst kurz) (RENS 1294)

Zeitgemäße Nachfolgetype: Regelpentode AF 3 bzw. EF 11 oder EBF 11; andere Sockelung, E-Röhren andere Heizspannung, Steuergitter anders angeschlossen, kleinere Gitter-Anoden-Kapazität, Schnellheizkathode, günstiger Kennlinienverlauf für eine möglichst verzerrungsfreie Regelung (Steilheitsänderung max. ca. 1:900 mit 55 V Regelspannung) bzw. „gleitende“ Schirmgitterspannung. Auswechslung erfordert Austausch der Sockelfassung. Zu beachten ist der höhere Anodenstrombedarf der AF 3 und die etwas anderen Regelverhältnisse. Bei der AF 3 stößt die Verwendung eines vorhandenen Spulensatzes mit fest verbundener Anodenkappe auf Schwierigkeiten.

Endpentode — Fünfpolendröhre

RENS 1374d 1374 d
(1823 d)

Anwendung: Endverstärkerröhre (Lautsprecherröhre) mit 6 Watt max. zulässiger Anodenbelastung für Einfach- oder Gegentaktschaltung. Für Wechselstromheizung. Betriebswerte s. Endröhren-Vergleichstabelle (Paralleltype 1823 d).

Aufbau und Verwendung: Indirekt geheizt, Dreigitter-Verstärkersystem, 5 poliger Stiftsockel, Kathode mit Mittelstecker verbunden, Schutzgitter an Seitenklemme geführt. Bremsgitter im Innern der Röhre mit der Kathode verbunden.

Durch indirekte Heizung ist Brummpotentiometer überflüssig. Schutzgitterspannung kann gleich der Anodenspannung sein und max. $U_{g_2} = 250$ V betragen. Vielfach arbeitet man mit der max. zulässigen Anodenspannung von $U_1 = 250$ V, muß dann durch Vorwiderstand bzw. Spannungsteiler die Schutzgitterspannung entsprechend dem Spannungsabfall im Lautsprecher bzw. Übertrager herabsetzen. Bei Verwendung eines dynamischen Lautsprechers ist die Zwischenschaltung eines Übertragers mit entsprechendem Übersetzungsverhältnis notwendig. In kleineren Empfängern ist als Vorstufe Gittergleichrichter zu empfehlen. Bei Triode (REN 904, 914 bzw. AC 2) ist Widerstandskopplung wegen Übersteuerung des Gleichrichters nicht möglich. In Verbindung mit einer Pentode als Gittergleichrichter (RENS 1284 bzw. AF 7) kann Widerstandskopplung verwendet werden. Im Netzteil kann die Gleichrichterröhre RGN 354 nicht verwendet werden, weil die RENS 1374 d normal 24 mA Anodenstrom und etwa 10 mA Schutzgitterstrom benötigt.

Zeitgemäße Nachfolgetype: Hochleistungs-Endpentode AL 4 bzw. EL 11 (andere Sockelung, fast 50% höhere Sprechleistung und fast vierfache Verstärkung). Allerdings ist höherer Anoden- und Heizstrom erforderlich. Eine Auswechslung gegen die AL 4 erfordert Austausch der Sockelfassung, Änderung des Kathodenwiderstandes, Änderung der Lautsprecheranpassung (Übersetzungsverhältnis des Ausgangs-Transformators) und meist Umbau des Netzteiles. In Empfängern mit verzögerter Schwundregelung würde der kleinere Gitterwechselspannungsbedarf der AL 4/EL 11 bei unveränderter Schaltung der Vorstufen eine Herabsetzung der Verzögerungsspannung notwendig machen.

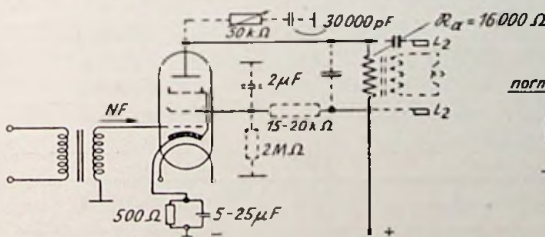


Bild 447. Schaltbeispiel für Transformatorankopplung mit automatischer Gittervorspannung und Klangblende (RENS 1374 d)

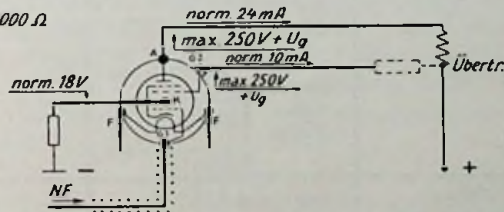


Bild 448. Sockelanschlüsse mit normalen Betriebswerten ... störanfällig (Leitung möglichst kurz) (RENS 1374 d)

Tab.VIII. Vergleichsübersicht zwischen neuen u. älteren Röhren

Der Vergleich bezieht sich nur auf den Verwendungszweck

Verwendungszweck	Röhrentart	Heizart	Ältere Typen	Zeitgemäße Röhren		
				A-C-K u. V-Reihe	„Harmonische Serie“	
Hoch- oder Zwischenfrequenzverstärkung	Eingitterröhren	Wechselstrom	904, 1004, 1104	nicht mehr üblich	—	
		Gleichstrom	074 ns, 1818			
		Batterie	074 n			
	Mehrgitterröhren	Wechselstrom	Regelr. 1214, 1234, 1274, 1294 — 1204, 1264, 1284	AF 3, AH 1	EF 11, EF 13 EBF 11	
		Gleichstrom	Regelr. 1819, 1834, 1894 — 044s, 094s, 1818, 1820, 1884	AF 7, VF 7 CF 3, CH 1	EF 12 EF 11, EF 13, EBF 11	
		Batterie	Regelr. KF 7 — 044, 094, KF 8	KF 3 KF 4	— —	
Mischstufe im Überlagerungsempfänger		Wechselstrom	704 d, 1204, 1224, 1264, 1284, AK 1	AH 1 + AC 2, ACH 1, AK 2	ECH 11	
		Gleichstrom	1817 d, 1818, 1820, 1824, 1884, BCH 1	CH 1 + CC 2, CK 1, CCH 1		
		Batterie	074 d, 094	KK 2		
Hochfrequenzgleichrichtung mit NF-Verstärkung bzw. einfache Diodengleichrichtung	Eingitter- u. Verbundröhren, Dioden	Wechselstrom	804, 904, 914, 924, 1004, AB 1	AC 2, ABC 1, AB 2	VC 1 EB 11, EBC 11 EBF 11 EF 12 (als Triode)	
		Gleichstrom	034s, 084s, 1814, 1821, 1826, BB 1, CB 1	CC 2, ABC 1, CB 2		
		Batterie	034, 074, 084, KB 1	KC 1, KB 2, KBC 1		
	Mehrgitter- u. Verbundröhren	Wechselstrom	1204, 1254, 1264, 1284	AF 7	VF 7 EF 12 EBF 11	
		Gleichstrom	094s, 1818, 1854, 1884	CF 7		
		Batterie	094, KF 8	KF 4		
Niederfrequenzverstärkung	Eingitterröhren	Wechselstrom	804, 904, 914, 1004, 1104	AC 2	VC 1 EF 12 (als Triode)	
		Gleichstrom	034s, 074s, 084s, 1814, 1821, 1826	CC 2		
		Batterie	034, 074, 084	KC 1, KBC 1		
	Mehrgitterröhren	Wechselstrom	1284	AF 7	VF 7 EF 12, EFM 11	
		Gleichstrom	1884	CF 7		
		Batterie	KF 8	KF 4		
Abstimm- anzeigeröhren mit NF-Verstärkung	Eingitterröhren	Wechselstrom	—	AM 2	—	
		Gleichstrom	—	C/EM 2	—	
	Mehrgitterröhren	Wechselstrom	—	—	—	
		Gleichstrom	—	—	EFM 11	
Endstufe	Eingitterröhren	Wechselstrom	114, 134, 304, 604, 614	AD 1	—	
		Gleichstrom	114s, 134s, 1822	—	—	
		Batterie	114, 134	KC 3 + KDD 1	EDD 11,	
	Mehrgitterröhren	Wechselstrom	164, 174 d, 374, 664, 964, 1374 d, AL 1, AL 2	AL 4, AL 5, (164)	VL 1 VL 4	EL 11 EL 12
		Gleichstrom	164s, 174 ds, 1823 d, BL 2, CL 1, CL 2	CL 4	VCL 11	CL 4
		Batterie	164, 174, d	KL 1, KL 2	—	
Netzgleichrichtung bei Wechselstromanschluß	Einweggleichrichtung	354, 564, 1404	AZ 1, (354), CY 1, CY 2, VY 1, VY 2	AZ 11		
	Zweiweggleichrichtung	504, 1054, 1064, 1503, 2004, 4004	AZ 1	AZ 11, AZ 12 EZ 11, EZ 12		

Obige Zusammenstellung soll eine rasche Uebersicht bieten, welche Röhre für einen bestimmten Verwendungszweck als zeitgemäß zu betrachten ist bzw. welche Type man an Stelle einer früher benutzten Röhre heute beim Neubau eines Empfängers verwendet. Bezüglich Auswechslung in vorhandenen Geräten sind jedoch die auf S. 202 gegebenen Richtlinien streng zu beachten.

Hinweise für die Röhrenprüfung

Da die Kennlinien in vielen Fällen als Unterlagen für die Untersuchung des Betriebszustandes der Röhren, d. h. zur „Röhrenprüfung“ dienen, sollen die wichtigsten Gesichtspunkte, die bei einem solchen Prüfungsvorgang zu beobachten sind, im folgenden kurz zusammengefaßt werden.

Die Röhrenprüfung selbst ist nicht nur eine rein elektrische, sondern muß sich auch auf den mechanischen Zustand der Röhre erstrecken, und zwar muß diese Untersuchung zuerst vorgenommen werden, um zu verhindern, daß durch irgendwelche mechanischen Fehler und dadurch hervorgerufene Elektrodenschlüsse Überlastungen des Röhrenprüfgerätes bzw. der empfindlichen Meßinstrumente auftreten.

I. Die mechanische Prüfung umfaßt

1. **Prüfung des Heizfadens.** Am sichersten erfolgt dies durch Einschalten eines Strommessers mit entsprechendem Meßbereich in den Heizkreis und Vergleich des gemessenen Heizstromes mit dem in den technischen Daten angegebenen Normalwert. Eine Prüfung mit Voltmeter, Glimmlampen und ähnlichem ist nicht vollkommen eindeutig.

2. **Elektrodenschlußprüfung bzw. Isolationsprüfung.** Diese Untersuchung soll möglichst mit eingeschalteter Heizung stattfinden. Anzustreben ist eine Prüfung, bei der jede Elektrode gegen alle übrigen Elektroden auf Schluß untersucht wird. Steht ein entsprechendes Ohmmeter oder eine Glimmlampenmeßbrücke zur Verfügung, so kann die Elektrodenschlußprüfung noch durch eine Isolationsprüfung erweitert werden. Eine solche Untersuchung bietet den Vorteil, daß auch Isolationsfehler, bei denen kein direkter Schluß vorhanden ist, festgestellt werden.

II. Die elektrische Prüfung bezweckt, die Arbeitsfähigkeit der als mechanisch einwandfrei festgestellten Röhre zu untersuchen. Es ist also zu prüfen, ob die Röhre die erforderlichen Betriebsströme besitzt und in der Lage ist, die notwendige Steuerwirkung hervorzurufen. Die Betriebsströme können durch die Ergiebigkeit der Kathode, die im Laufe der Zeit, insbesondere bei direkt geheizten Röhren, merklich nachläßt, unter den Normalwert sinken und damit die Arbeitsfähigkeit der Röhre beeinträchtigen.

Die Steuerfähigkeit einer Verstärkerröhre ist in erster Linie durch die Steilheit der Kennlinie gekennzeichnet, die jedoch auch durch Fehlerursachen beeinflusst werden kann, die sich z. B. auf den Anodenstrom nicht auswirken. Aus diesem Grunde kann eine Prüfung, die sich darauf beschränkt, den Anodenstrom in einem Punkt festzustellen und mit dem Normalwert zu vergleichen, kein vollkommen eindeutiges Urteil geben. Dazu ist es vielmehr notwendig, daß man mehrere Punkte der Kennlinie aufnimmt bzw. durch eine „Steilheitsmessung“ die tatsächliche Steuerfähigkeit des Gitters prüft. Am besten ist es, wenn man bei der Prüfung stets den normalen Arbeitspunkt zugrunde legt, wobei natürlich die zugehörigen Betriebsspannungen sorgfältig einzustellen sind. Bei den von der Industrie entwickelten Prüfgeräten ist es aus Gründen der Vereinfachung allerdings notwendig, von diesem Prinzip mehr oder weniger abzuweichen. Man arbeitet dann meist nach mitgelieferten Tabellen bzw. mit automatischen Steckkarten und dergleichen. Führt man die Untersuchung ohne ein hierfür bestimmtes Spezial-Prüfgerät durch, so ist es am besten, zwei oder drei Punkte der Kennlinie aufzunehmen, den Kennlinienverlauf aufzuzeichnen und mit der normalen Kennlinie zu vergleichen.

Bei Netzgleichrichterröhren ist die Prüfung nur dann einwandfrei, wenn der Gleichrichterröhre die vorgeschriebene Wechselspannung zugeführt wird, so daß sie den tatsächlichen Betriebsverhältnissen entsprechend arbeitet. Die Belastung der Gleichrichterröhre erfolgt dabei durch einen Regelwiderstand, mit dessen Hilfe der normale Betriebsgleichstrom eingestellt wird.

Bei Mehrgitterröhren ist es besonders wichtig, daß die Betriebsströme der einzelnen Elektroden getrennt gemessen werden, d. h. Anodenstrom und Schutz- bzw. Schirmgitterstrom gesondert, wobei den betreffenden Elektroden die vorgeschriebenen Einzel-

spannungen zugeführt werden müssen. Diese Spannungswerte sind für jede Röhre im Kennlinienfeld angegeben (z. B. AF 7: $I_a = f(U_{g1})$, $I_{g2} = f(U_{g1})$ bei $U_a = 100-250$ V, $U_{g2} = 100$ V, $U_{g3} = 0$), d. h. die Kennlinie gilt für Anodenspannungen von $U_a = 100$ bis 250 V bei einer Schirmgitterspannung $U_{g2} = 100$ V, wobei das Bremsgitter mit der Kathode verbunden ist ($U_{g3} = 0$).

Schließlich ist noch die sogenannte **Vakuumpfung** zu erwähnen, durch die eine Untersuchung der Röhre auf ein einwandfreies Vakuum vorgenommen wird. Diese Prüfung erfolgt elektrisch in der Weise, daß in die Gitterzuleitung ein Hochohmwiderstand (1 bis bis 2 M Ω) eingeschaltet wird. Bei schlechtem Vakuum ergibt der infolge des Vakuumfehlers auftretende Gitterstrom an diesem Widerstand einen Spannungsabfall, der die Gittervorspannung mehr oder weniger verlagert und dadurch den Anodenstrom über ein zulässiges Maß ändert. Diese Prüfmöglichkeit ist bei den meisten Prüfgeräten vorgesehen. Es ist darauf zu achten, daß die Prüfung bei negativer Gittervorspannung vorgenommen wird, um Fehlmessungen durch Gitterstrom zu vermeiden.

Es sei nochmals darauf hingewiesen, daß es sich bei den Untersuchungen der Verstärkerrohren um eine statische Prüfung der Röhre handelt und daß daher beim Arbeiten im Empfänger noch zusätzlich Fehler auftreten können. Solche Fehler sind auf Ursachen zurückzuführen, die durch die statische Prüfung nicht erfaßt werden, wie z. B. Störeffekte, durch Zusammenwirken zwischen Röhre und Schaltung usw.

Verzeichnis der auf Seite 225 bis 271 enthaltenen Kennlinien

Röhrentype	Bild-Nr.	Röhrentype	Bild-Nr.	Röhrentype	Bild-Nr.
RE 034	449	RENS 1854	485	C/EM 2	504/05
074 _n	450	1884	479	CY 1,2	528
074 _d	451	1894	480	EB 1	486
084	452	RGN 354, 504, 564,	528	EB 2 Cu-Bi	486
RES 094	453	1064, 1404, 2004, 4004		EBC 1	486/87/88
RE 114	454	AB 1	486	EC 2	489/90
134	455/56	AB 2	486	EF 3 Cu-Bi	494
RES 164 _d	457/58	ABC 1	486/87/88	EF 7 Cu-Bi	496/97
174 _d	459	AC 2	489/90	EH 1	495
RE 304	462/63	ACH 1	493	EK 1	506
RES 374	460	AD 1	491/92	EL 1 Cu-Bi	510
RE 604	464/65	AF 3	494	EB 11	486
REN 704 _d	461	AF 7	496/97	EBC 11	486, 530/31
904	466/67	AH 1	495	EBF 11	486, 532/33/46a
914	468	AK 1,2	506	ECH 11	534/35/47a
924	469/70	AL 1	471/72	EDD 11	536
RES 964	471/72	AL 2	498/99	EF 11	537
RENS 1204	473	AL 4	500/01	EF 12	538/39/40
1214	474	AL 5	502/03	EF 13	541/41a
1224	475	AM 2	504/05	EL 11	542/43
1234	476	AZ 1, 11	528/47	EL 12	544/45
1254	477	AZ 12	528/48/49	EZ 12	546
1264	478	BB 1	486	KBC 1	514/15
1284	479	BCH 1	507	KC 1	516
1294	480	BL 2	508	KC 3	517
1374 _d	482/83	CB 1,2	486	KDD 1	518
REN 1814	468	CBC 1	486/87/88	KF 3	519
1817 _d	461	CC 2	489/90	KF 4	520
RENS 1818	478	CCH 1	509	KK 2	521
1819	474	CF 3	494	KL 1	522/23
1820	473	CF 7	496/97	KL 2	529
REN 1821	481	CH 1	495	VC 1	524/25
RENS 1823 _d	484	CK 1	506	VF 7	496/97
1824	475	CL 1	510	VL 1	526/27
REN 1826	469/70	CL 2	511	VL 4	512/13
RENS 1834	476	CL 4	512/13	VY 1	528

Weitere Kennlinien stellt Telefunken auf Anforderung zur Verfügung (genaue Angabe der Röhrentype und gewünschten Kennlinienart unbedingt erforderlich).

RE 034

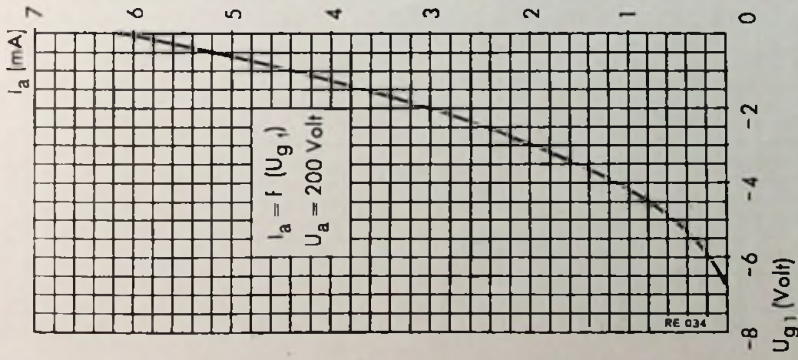


Bild 449

RE 074, RE 074 n

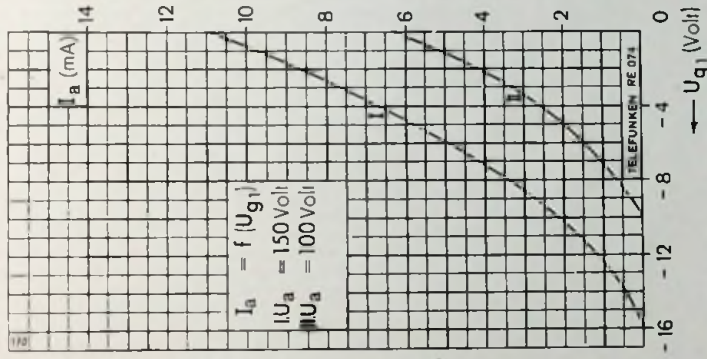
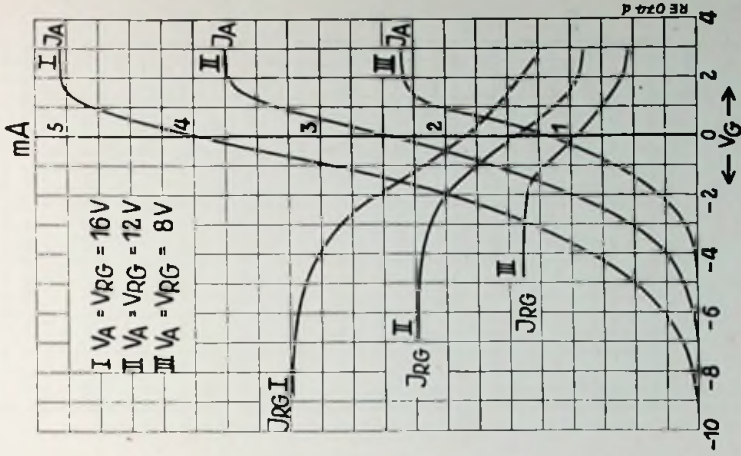


Bild 450

RE 074 d



V_A Anodenspannung
 $V_{RG} = U_{g2}$. Raumladegitterspannung
 $V_G = U_{g1}$. Steuergitterspannung

Bild 451

RE 084

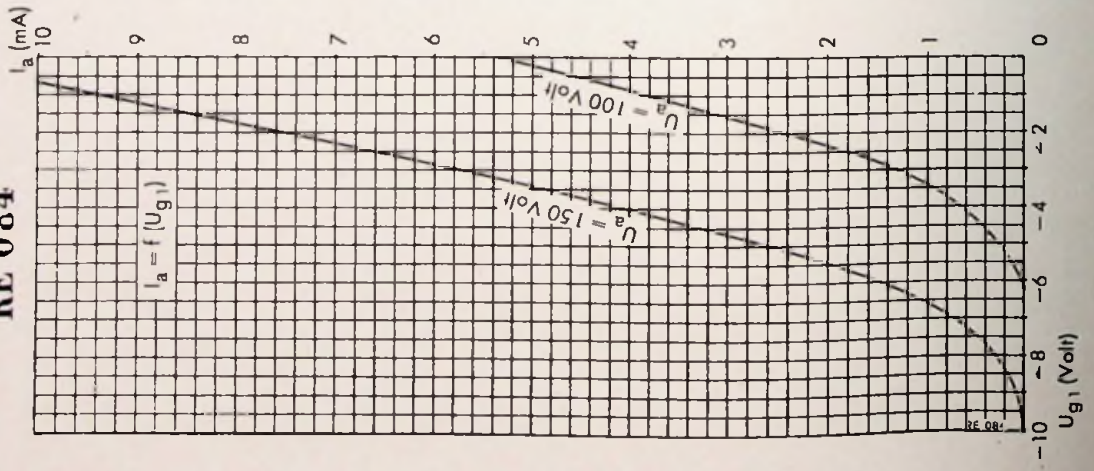


Bild 452

RES 094

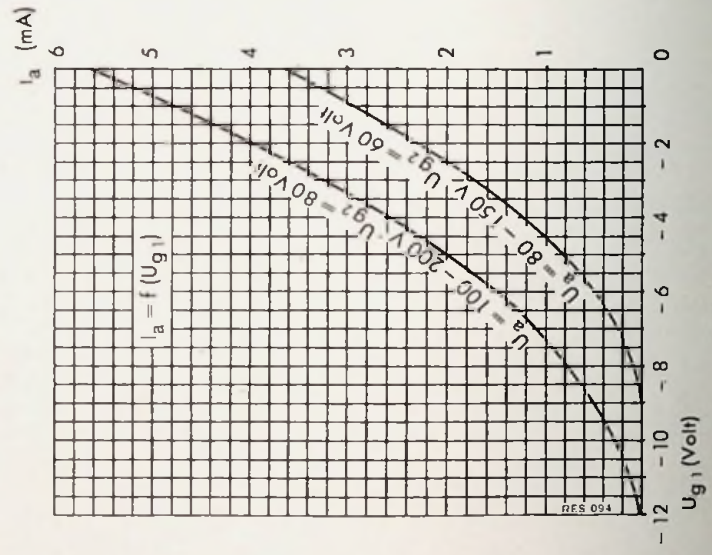


Bild 453

RE 114

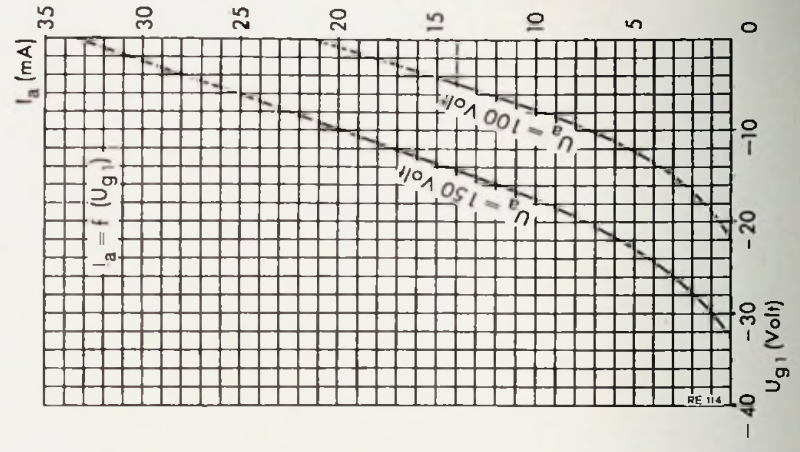


Bild 454

RE 134

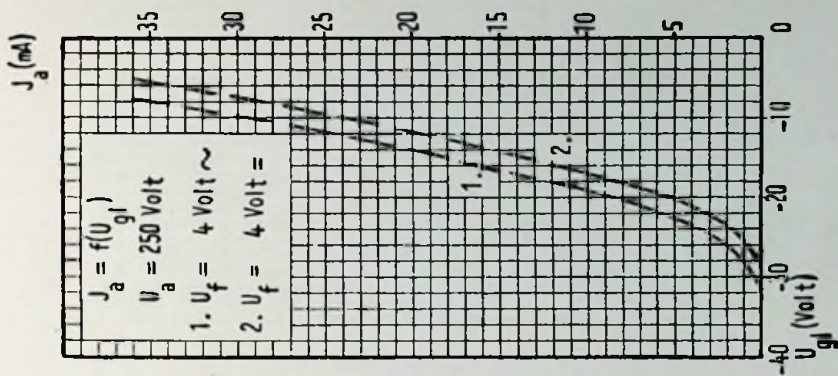


Bild 456

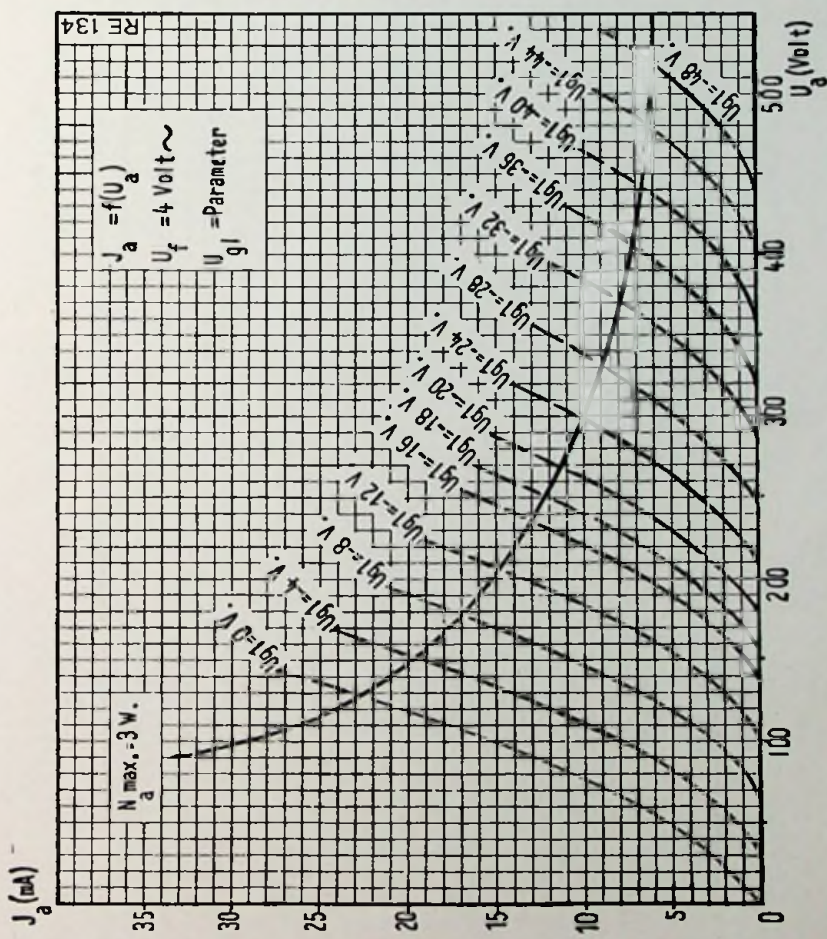


Bild 455

RES 164, RES 164d

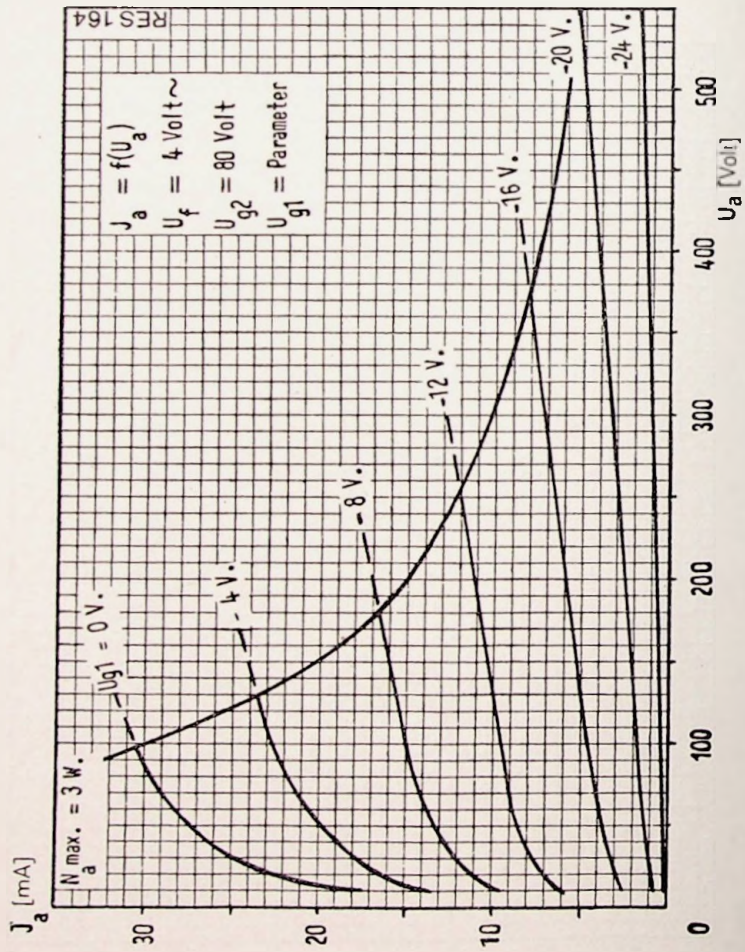


Bild 457

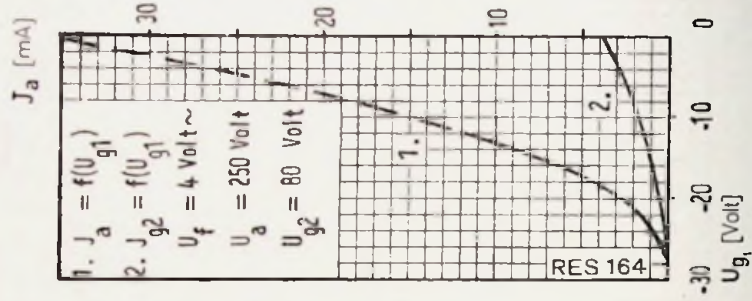


Bild 458

RES 174d

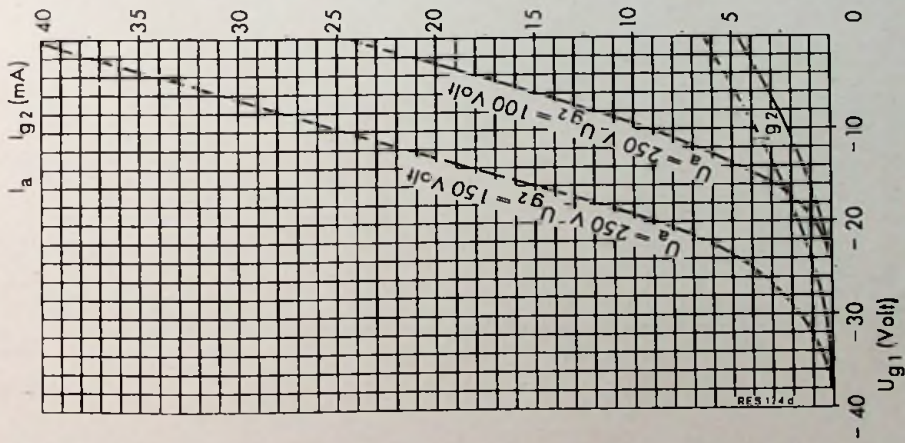


Bild 459

RES 374

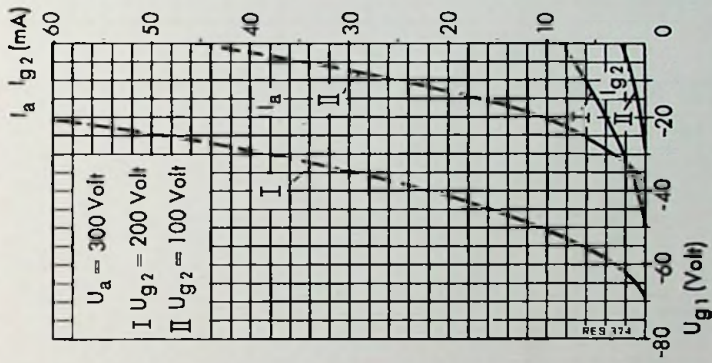


Bild 460

REN 704d, REN 1817d

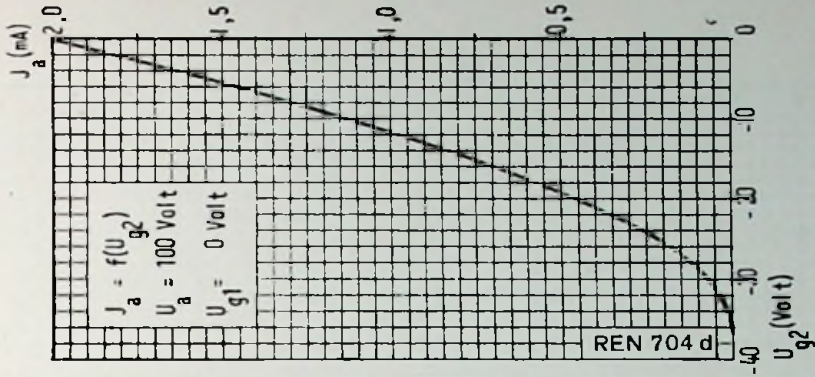


Bild 461

RE 304

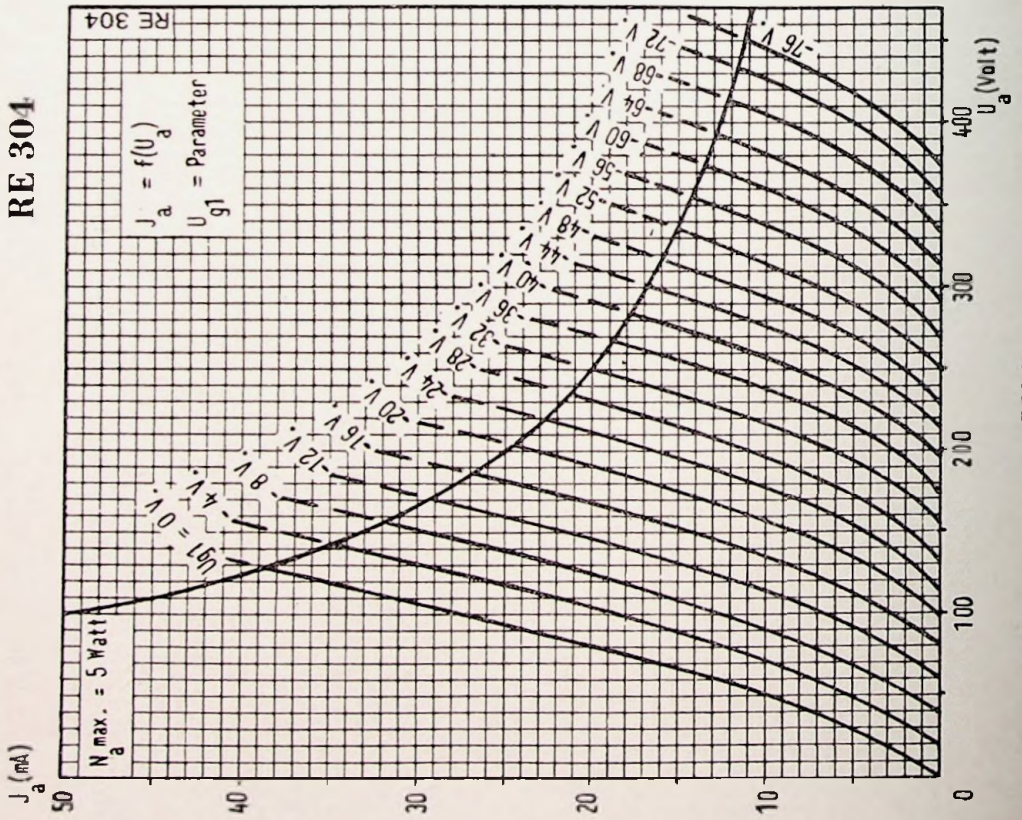


Bild 462

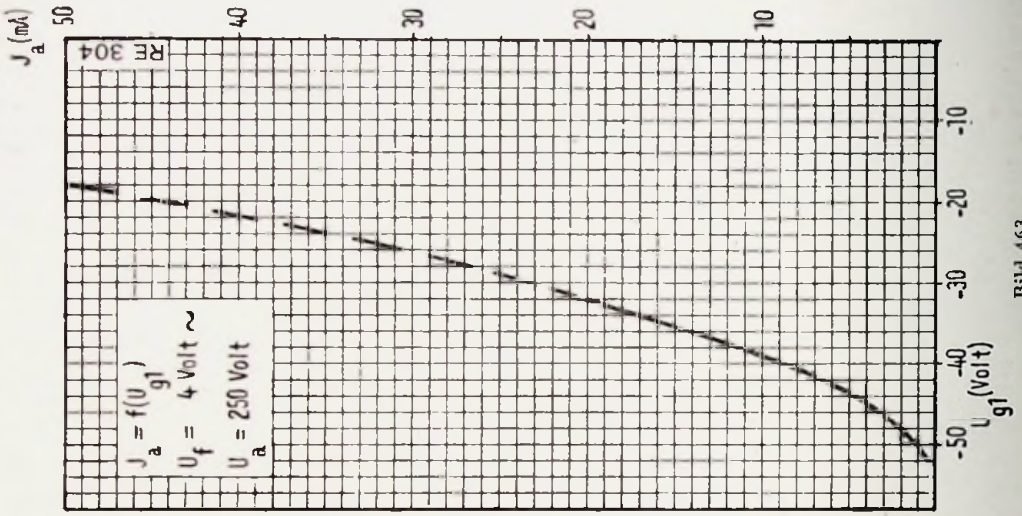


Bild 463

RE 604

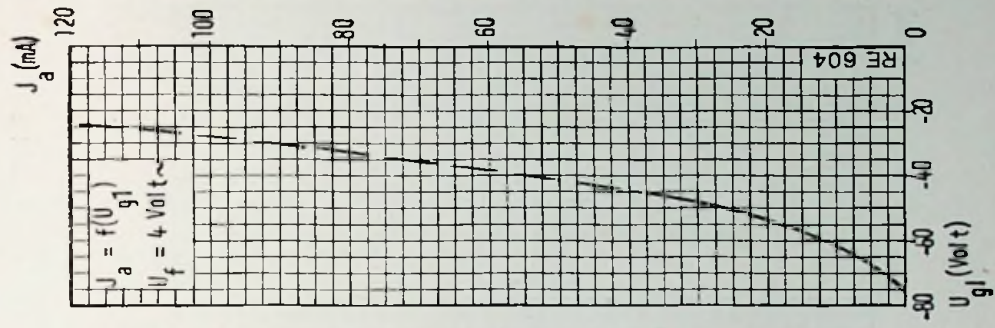


Bild 465

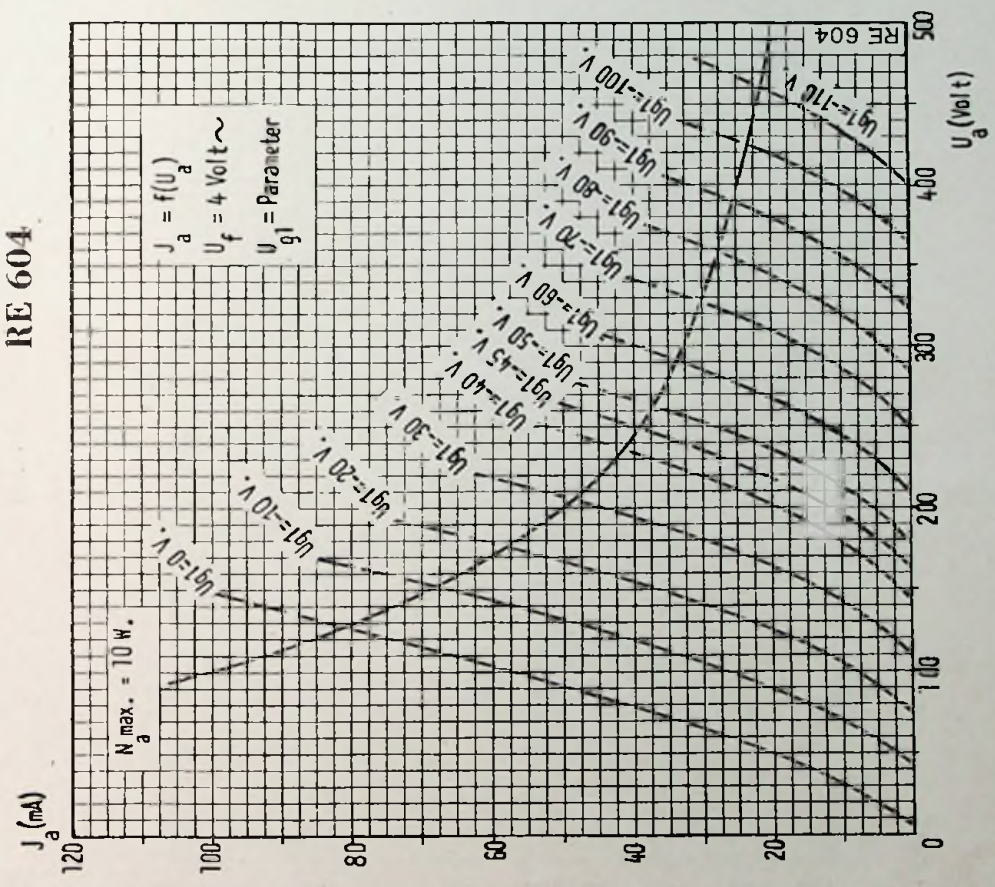


Bild 464

REN 904

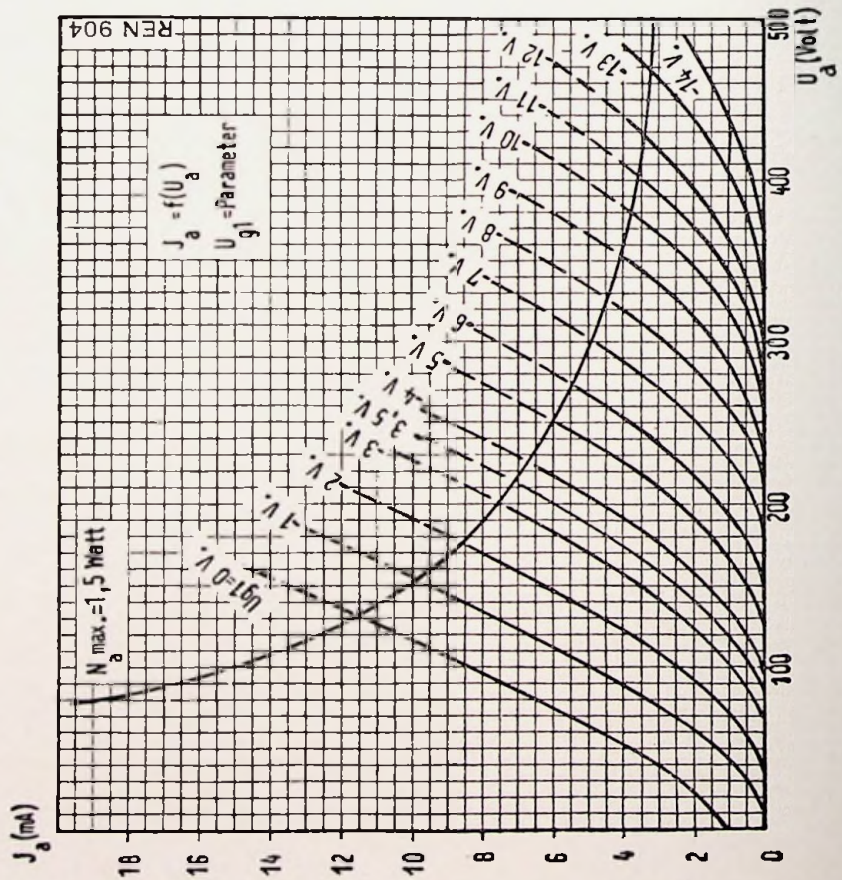


Bild 466

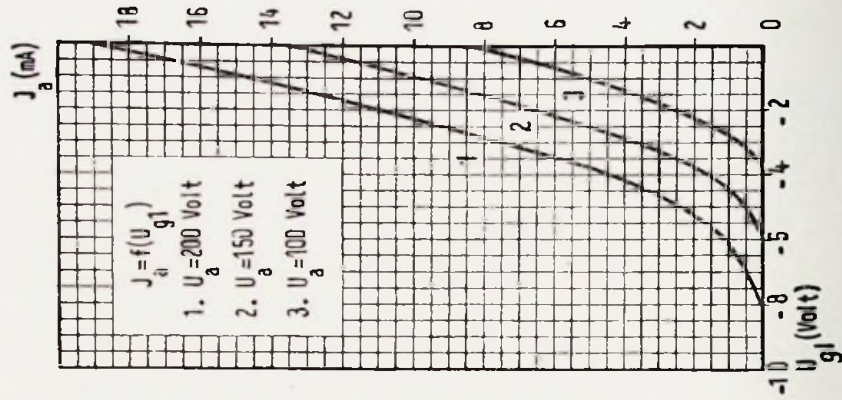


Bild 467

REN 914, REN 1814

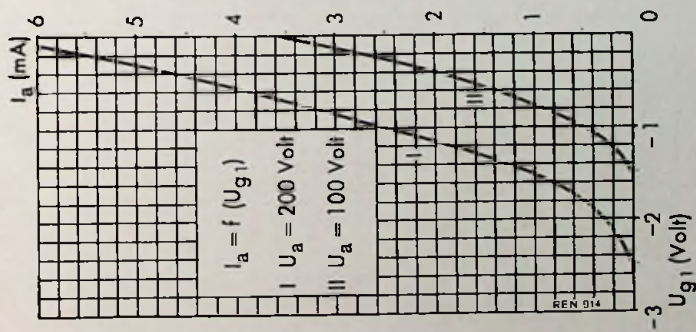


Bild 468

REN 924, REN 1826

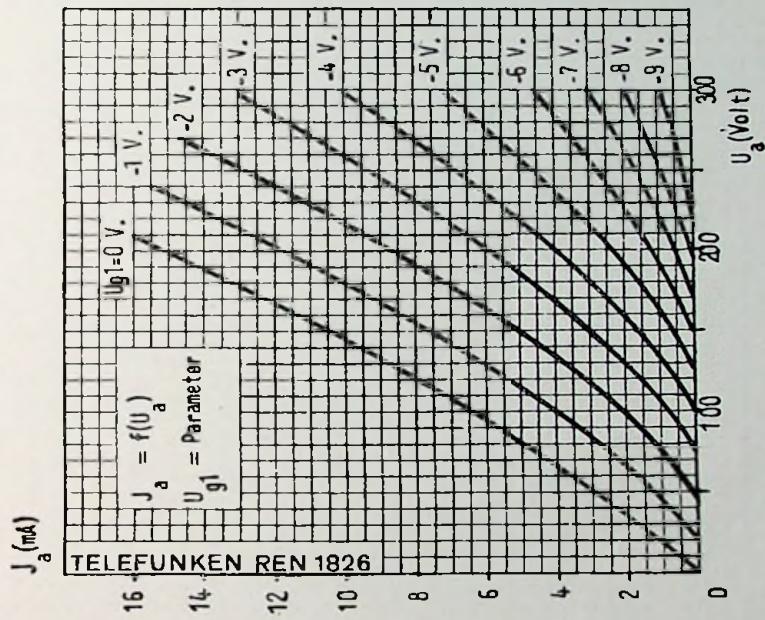


Bild 469

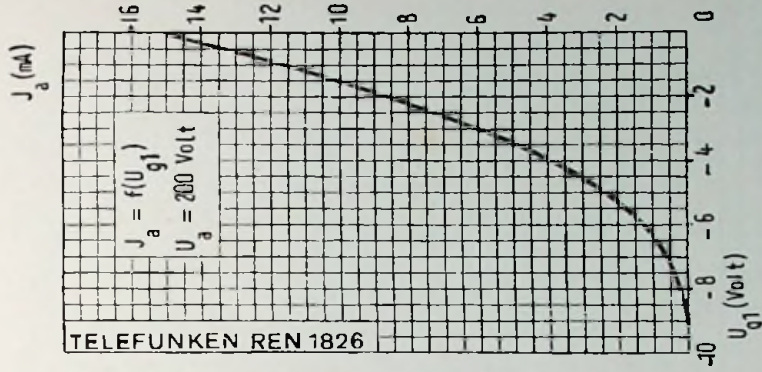


Bild 470

RES 964, AL I

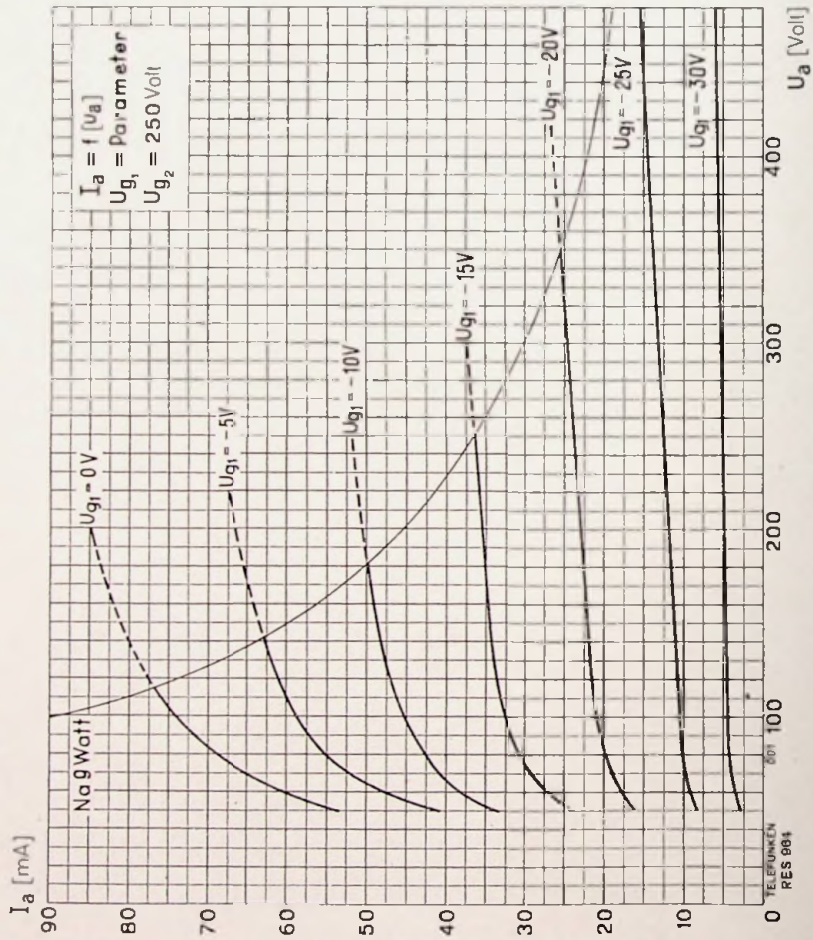


Bild 471

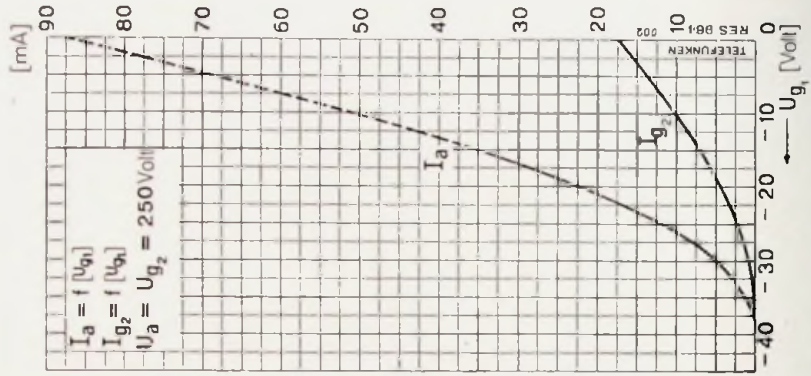


Bild 472

RENS 1204
RENS 1820

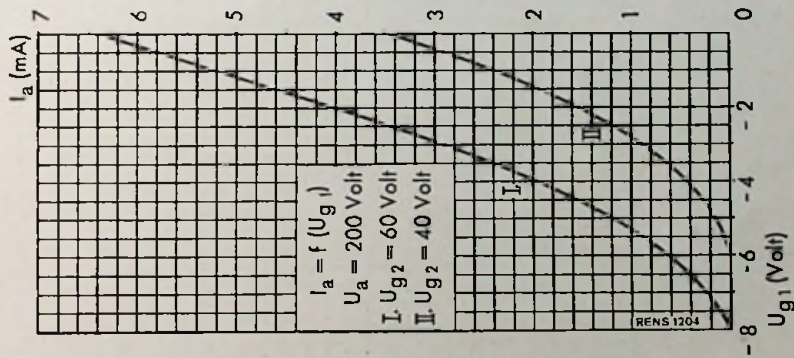


Bild 473

RENS 1214, RENS 1819

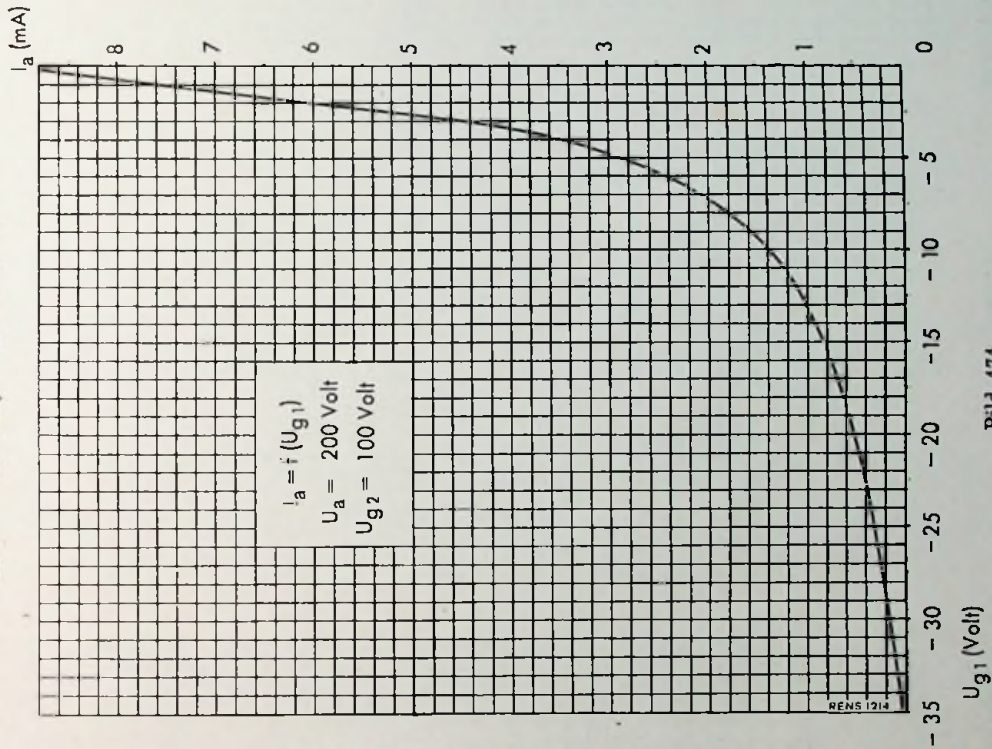


Bild 474

RENS 1224
RENS 1824

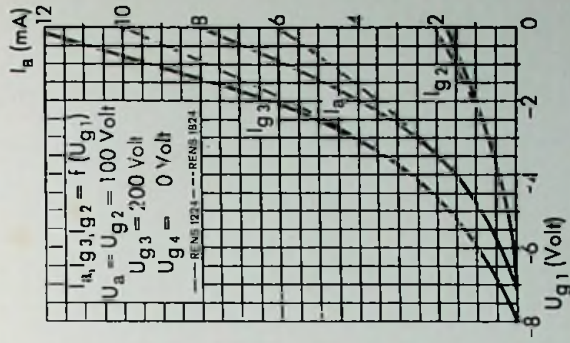


Bild 475

RENS 1234, RENS 1834

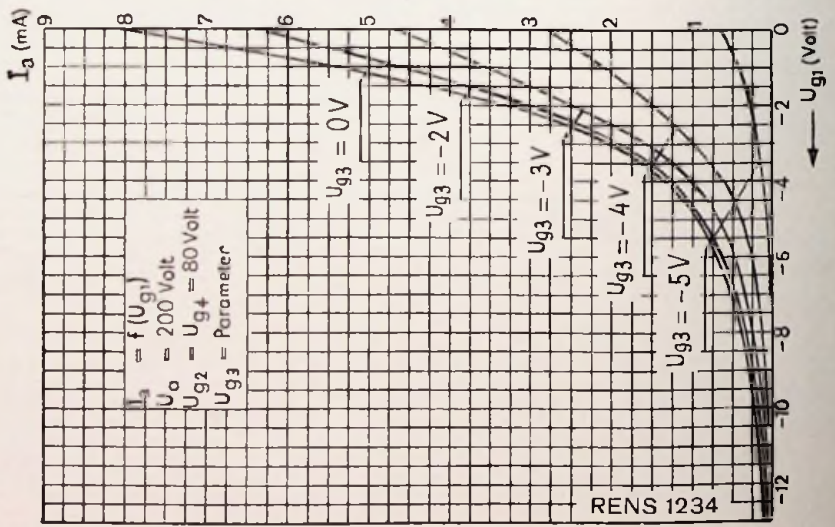


Bild 476

RENS 1254

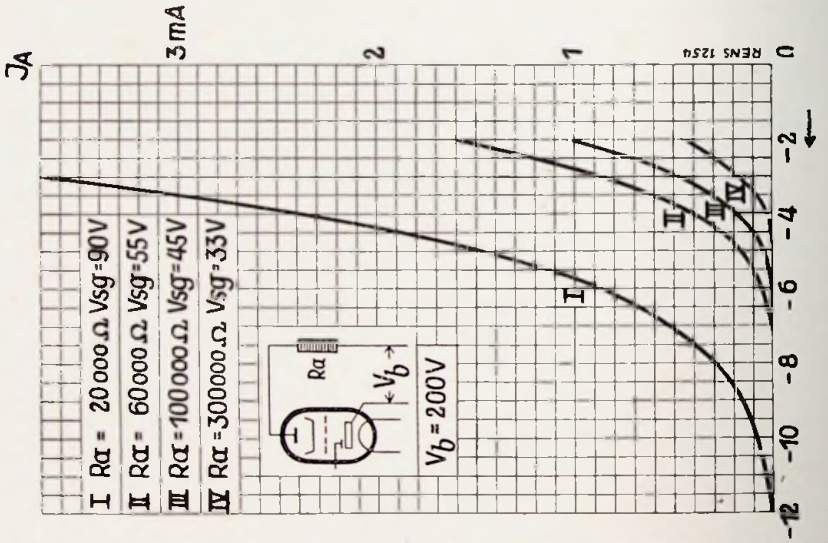


Bild 477

RENS 1264, RENS 1818

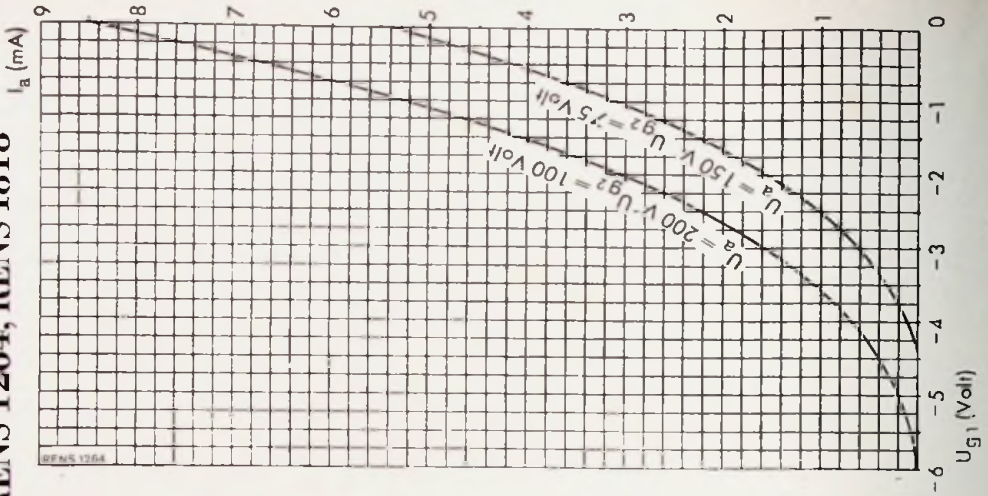


Bild 478

RENS 1284, RENS 1884 (mA)

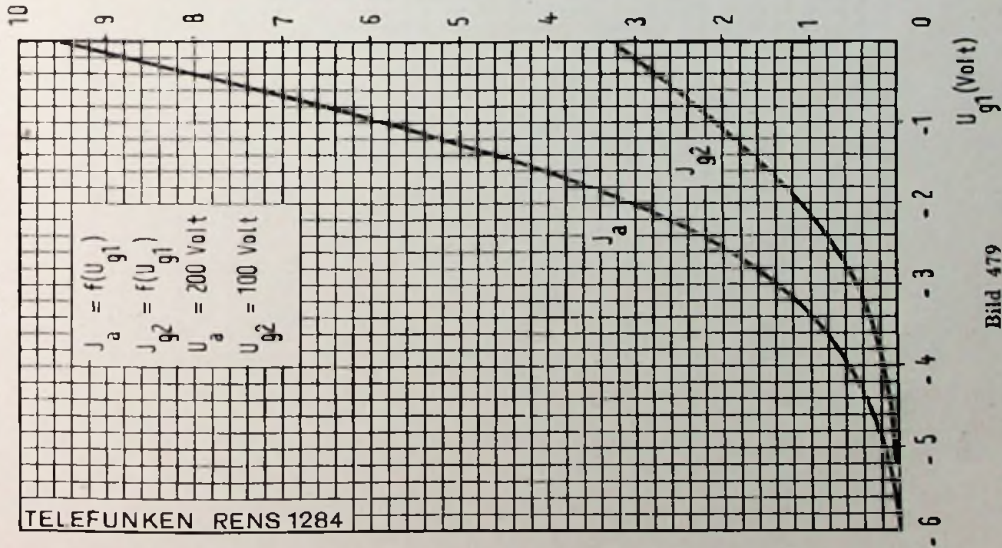


Bild 479

RENS 1294, RENS 1894

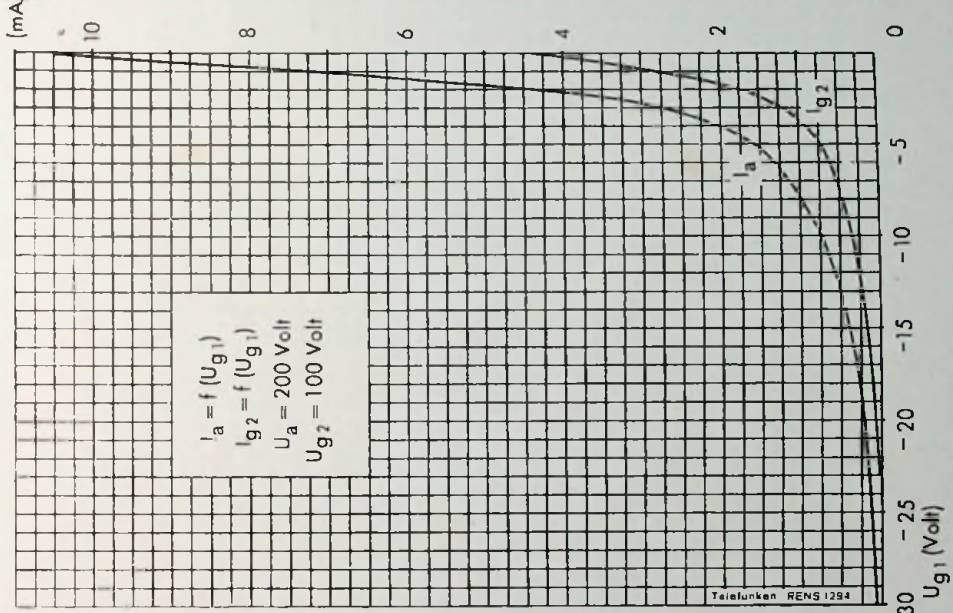


Bild 480

REN 1821

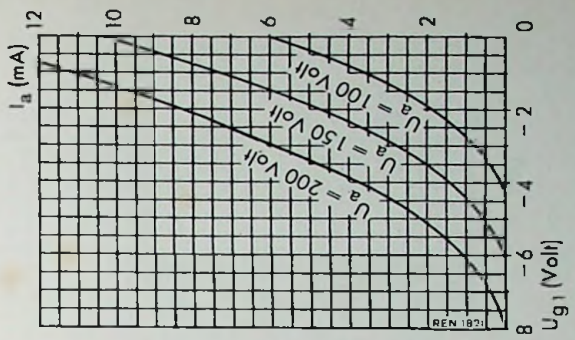


Bild 481

RENS 1374d

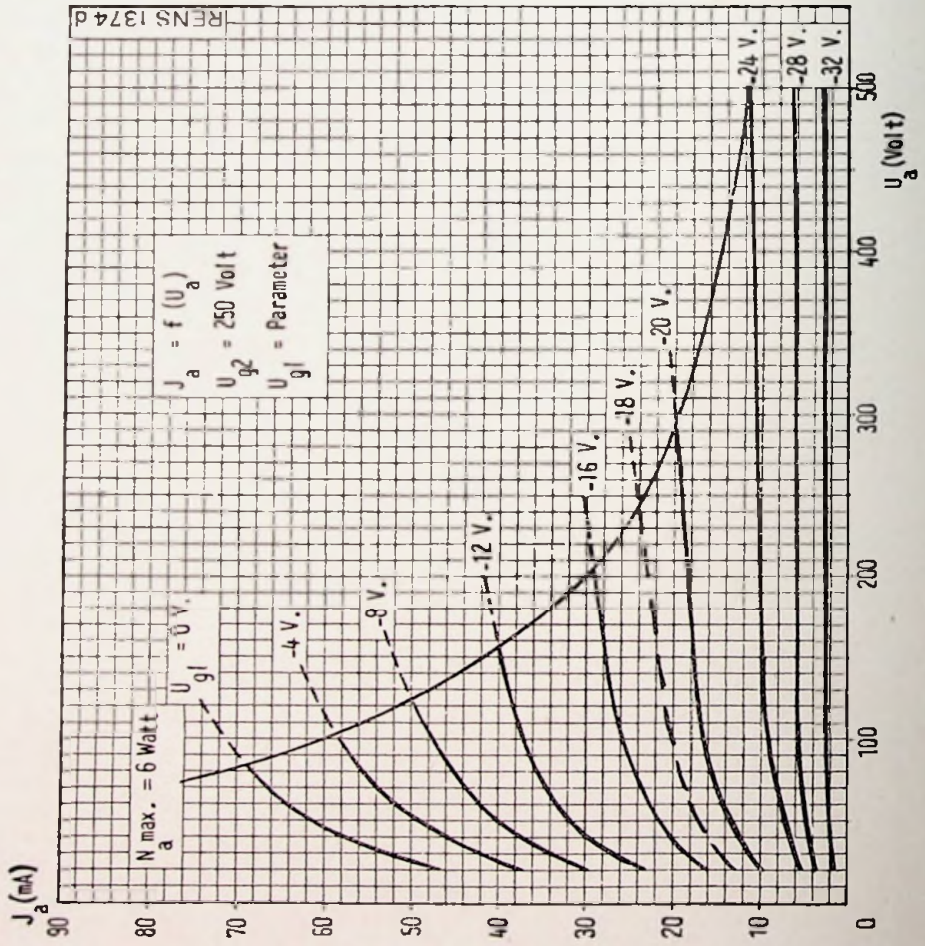


Bild 462

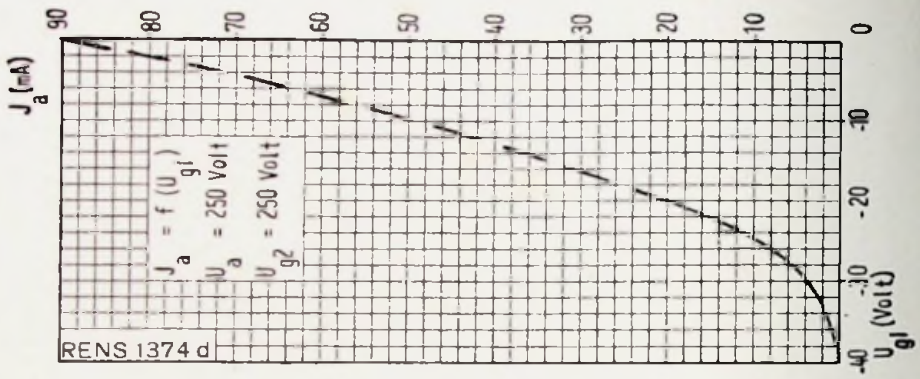
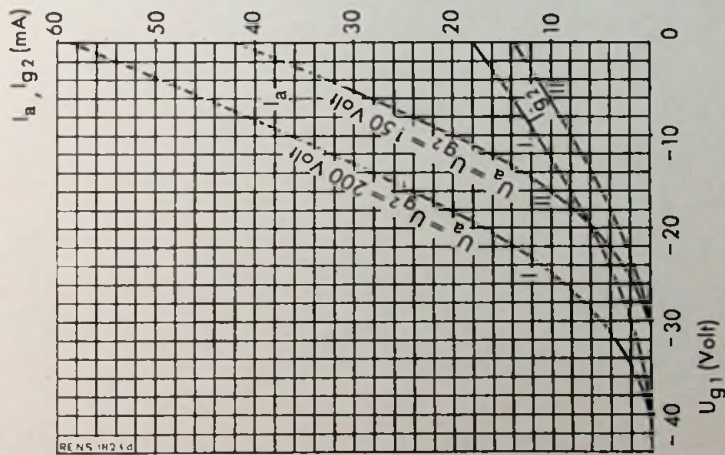


Bild 463

RENS 1823d



239

Bild 484

RENS 1854

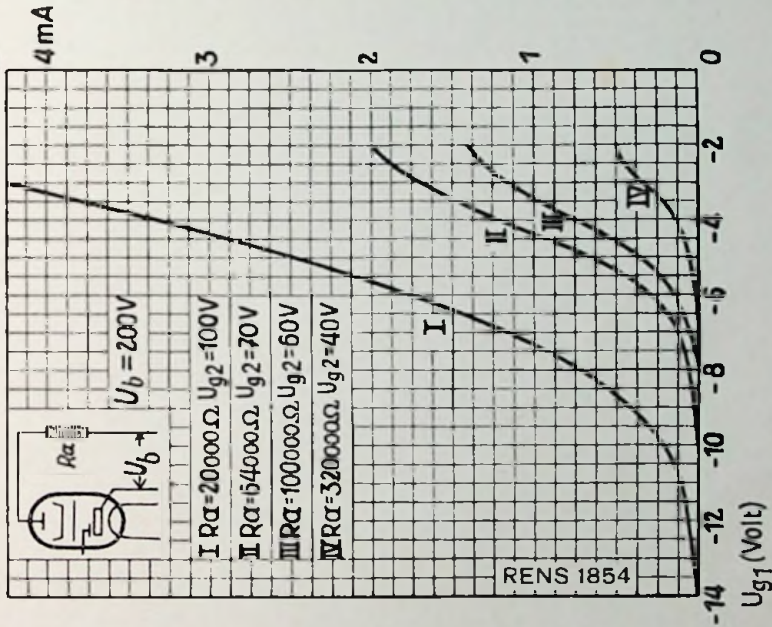


Bild 485

AB1, AB2, ABC1, BB1,
 CB1, CB2, CBC1,
 EB11, EBC1, EBF11
 (Diodenteil)

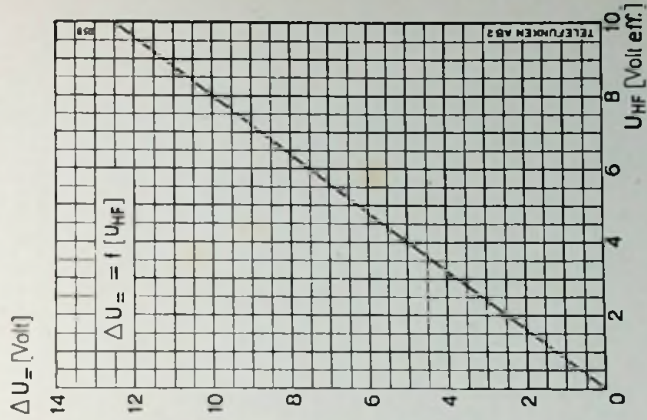


Bild 486

ABC 1, CBC 1, EBC 1

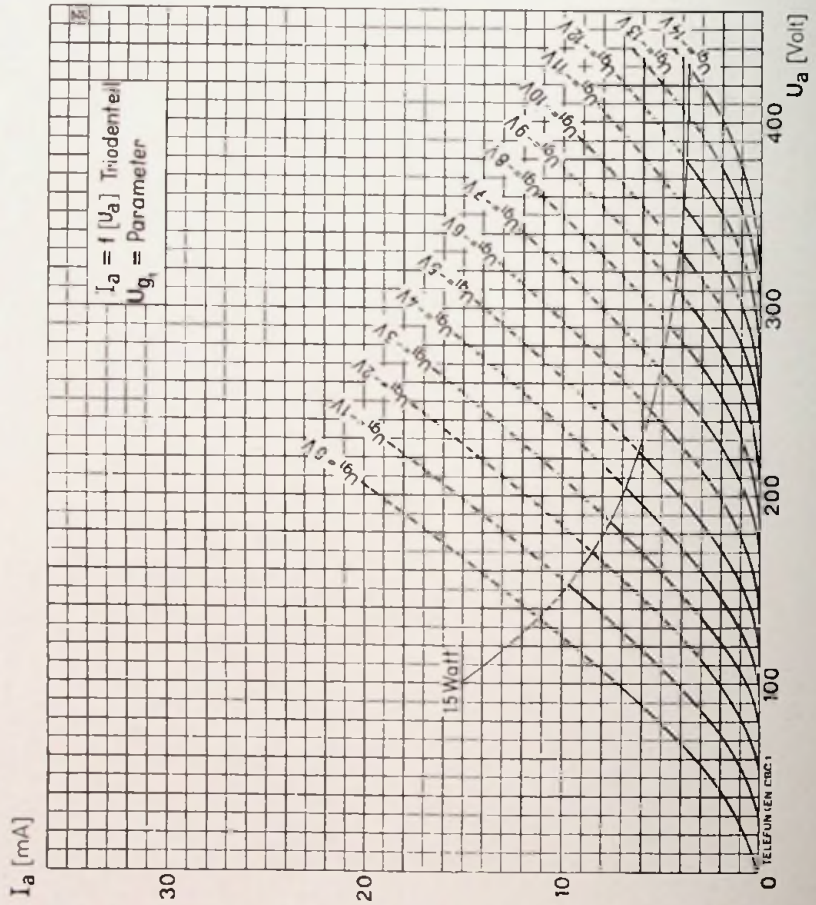
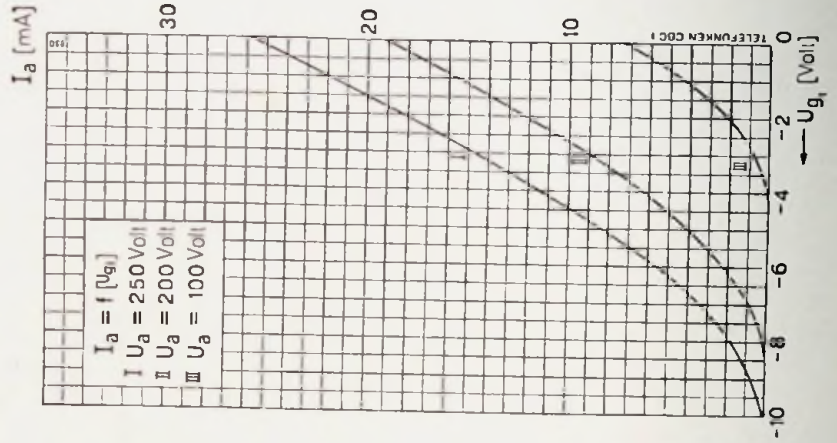


Bild 488

Bild 487

AC 2, CC 2, EC 2

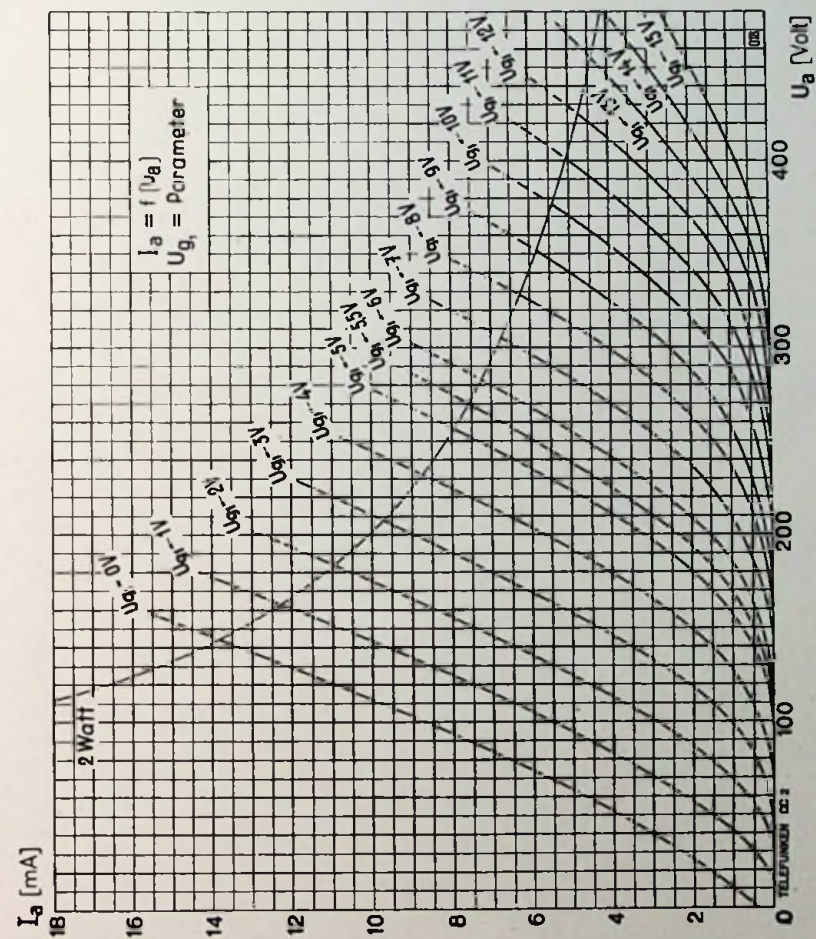


Bild 489

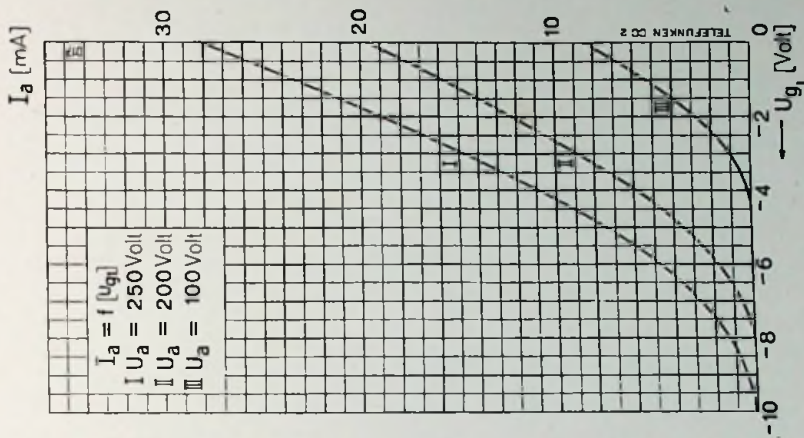
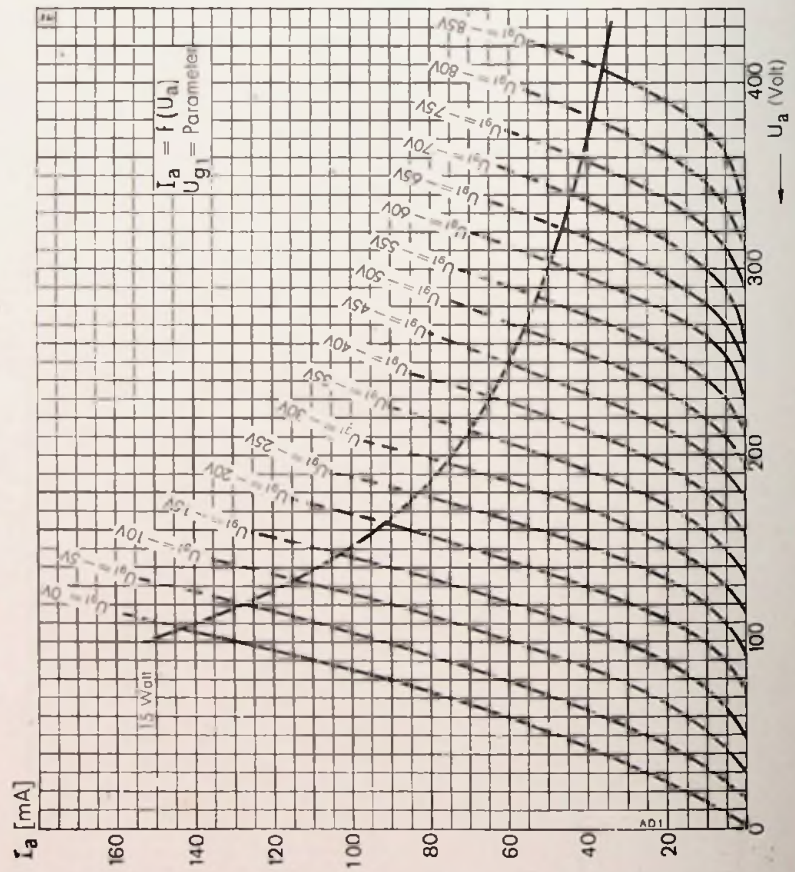
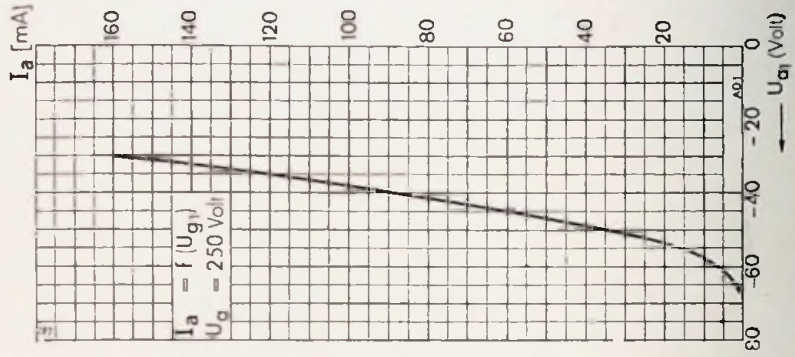


Bild 490

AD 1



ACH 1 (Hexodenteil)

AF 3, CF 3, EF 3 Cu-Bi (annähernd)

AH 1, CH 1, EH 1

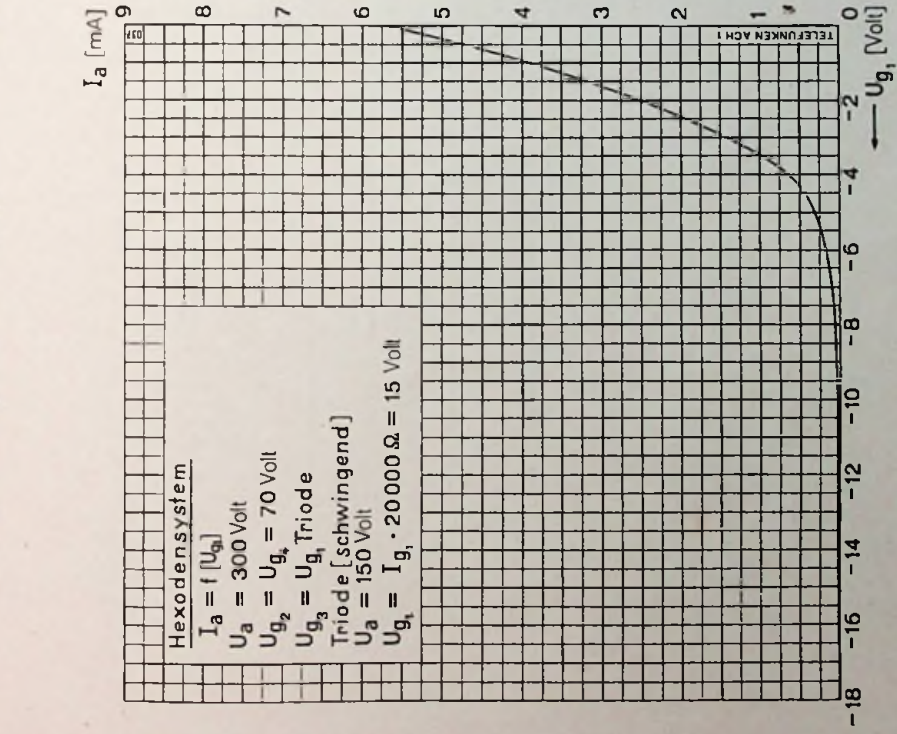


Bild 493

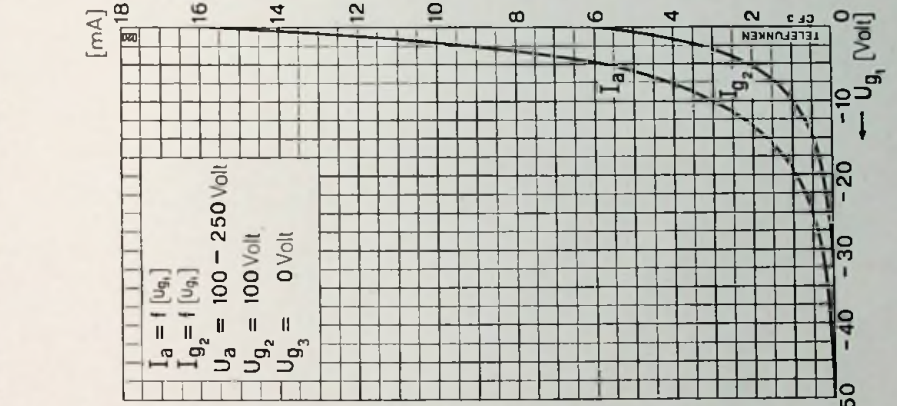


Bild 494

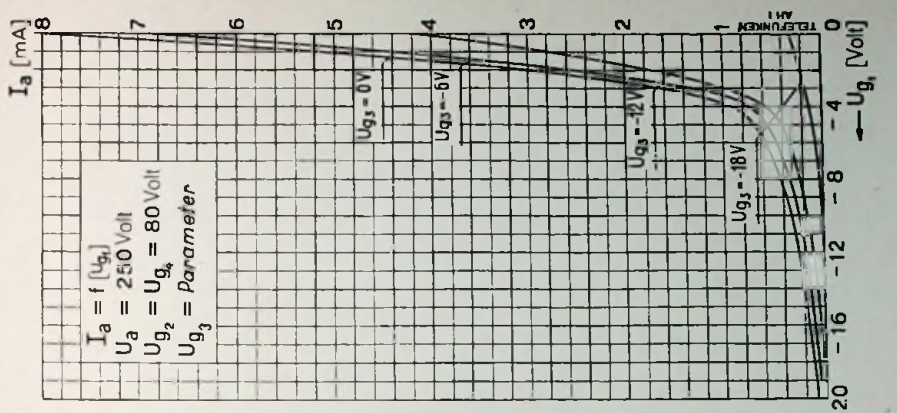


Bild 495

AF 7, CF 7, EF 7 Cu-Bi (annähernd), VF 7

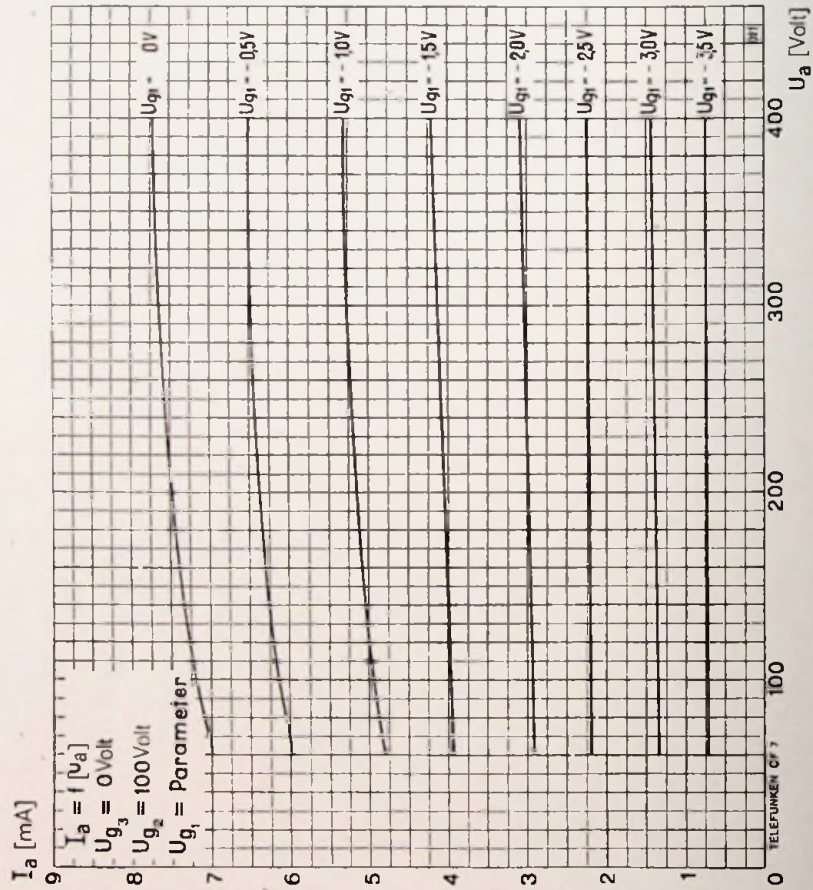


Bild 496

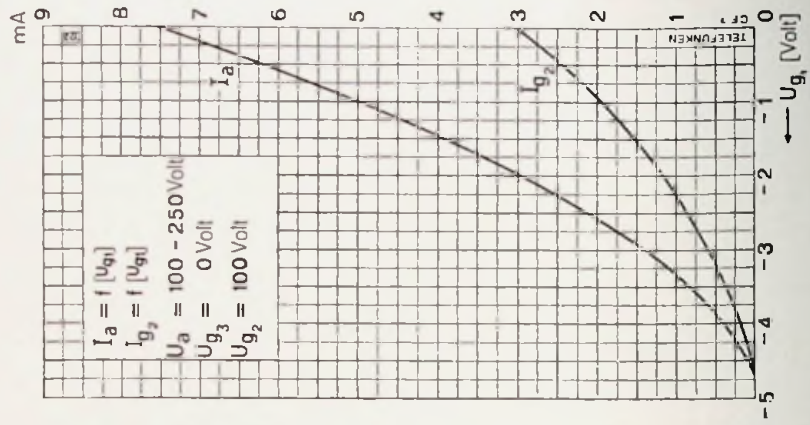


Bild 497

AL 2

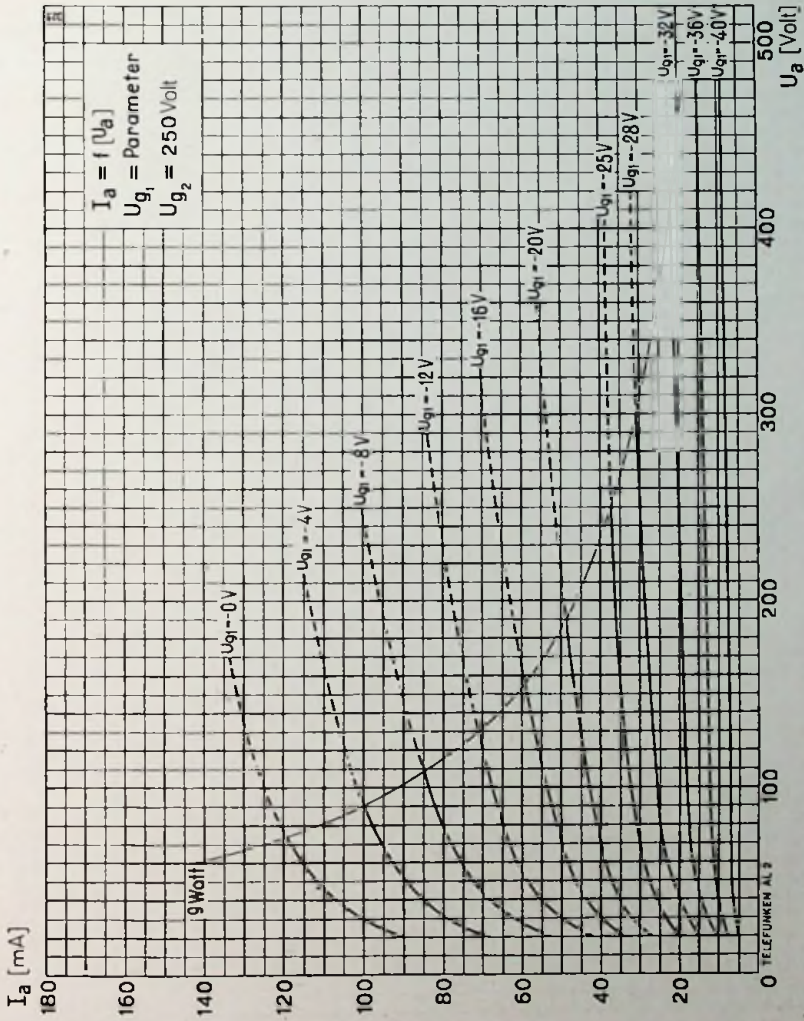


Bild 498

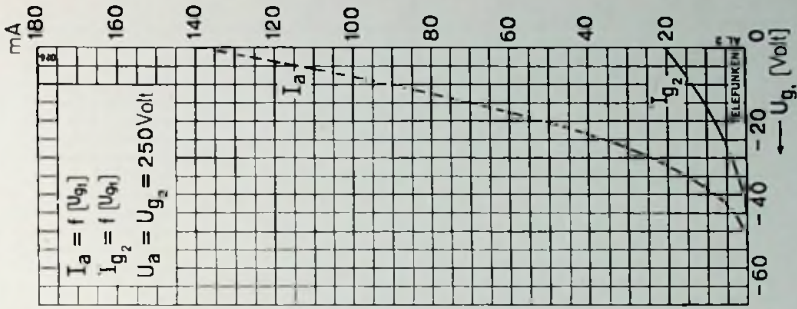


Bild 499

AL 4

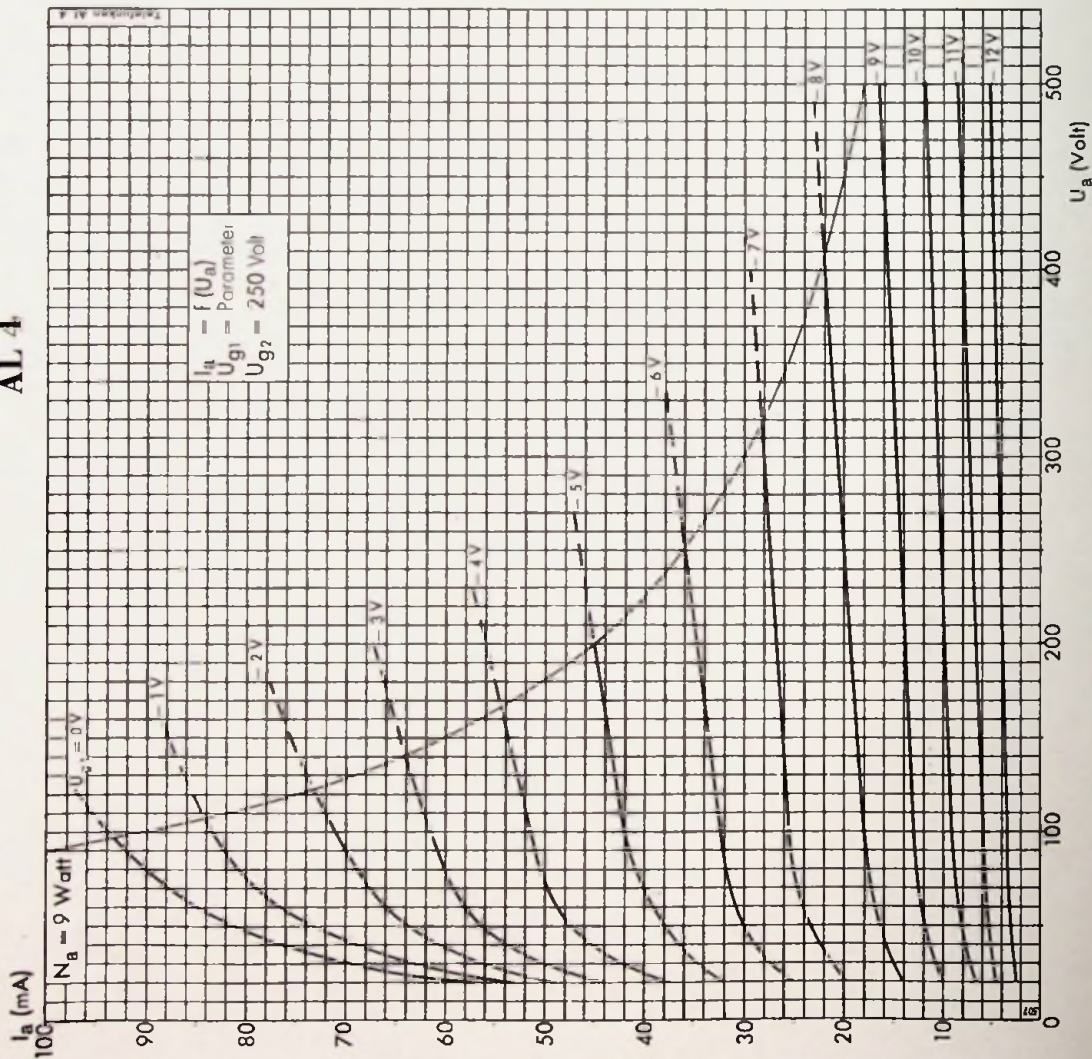


Bild 500

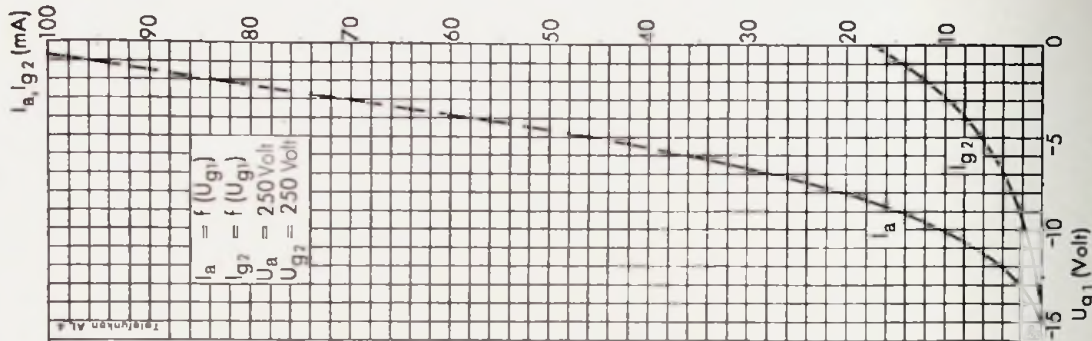


Bild 501

AL 5

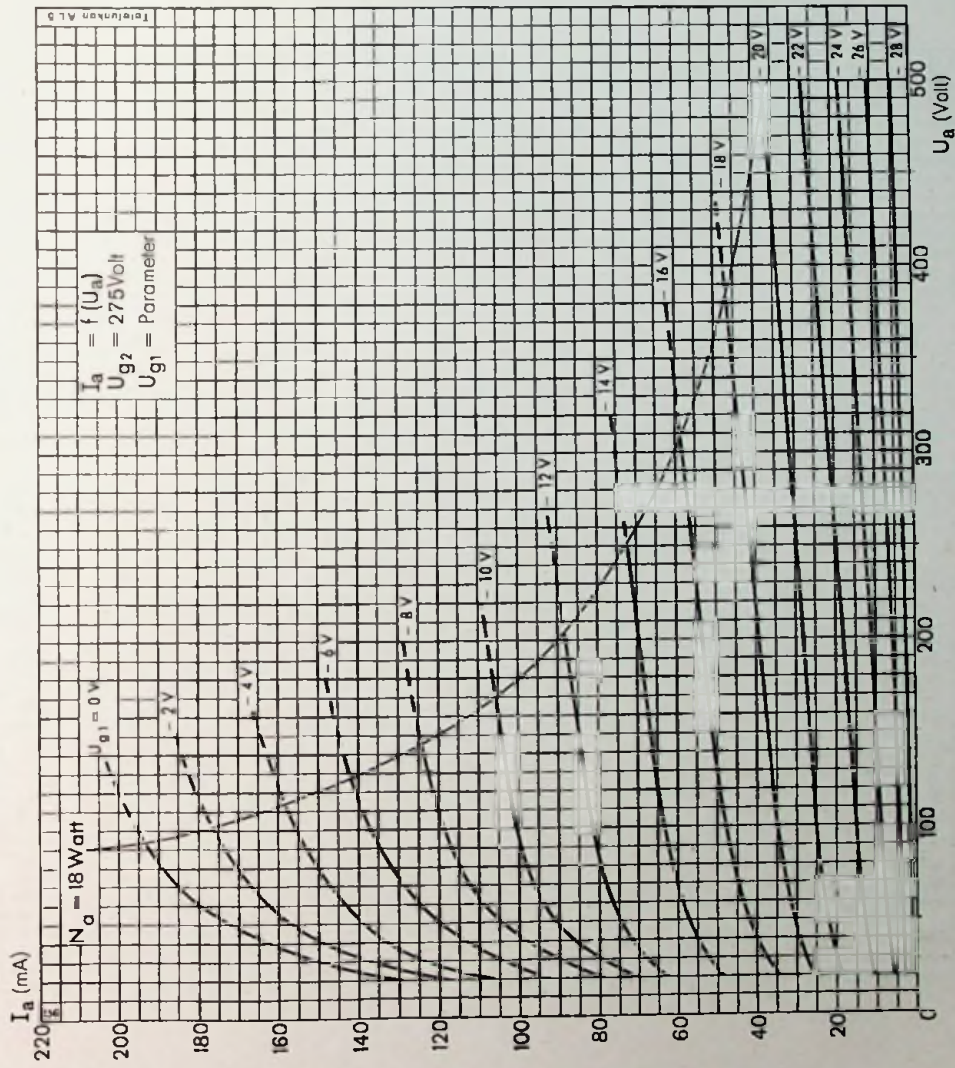


Bild 502

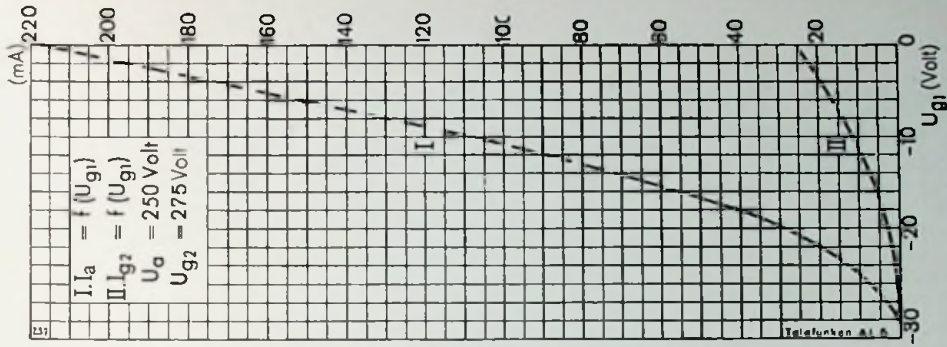


Bild 503

AM 2, C/EM 2 (Triodenteil)

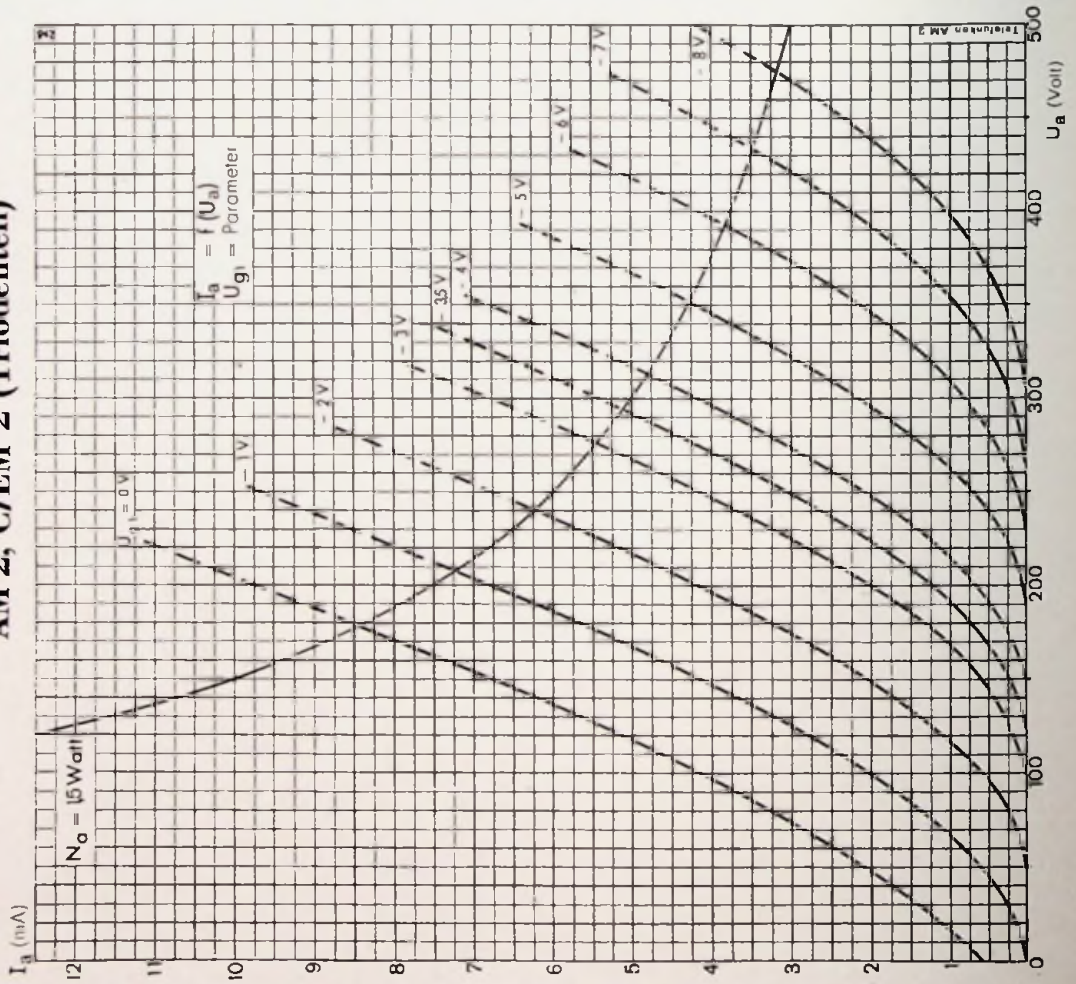


Bild 504

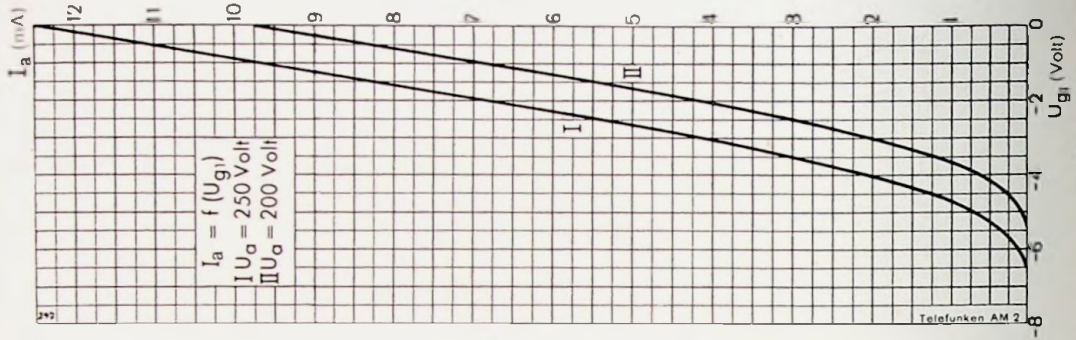


Bild 505

AK 1, AK 2, CK 1, EK 1

BCH 1

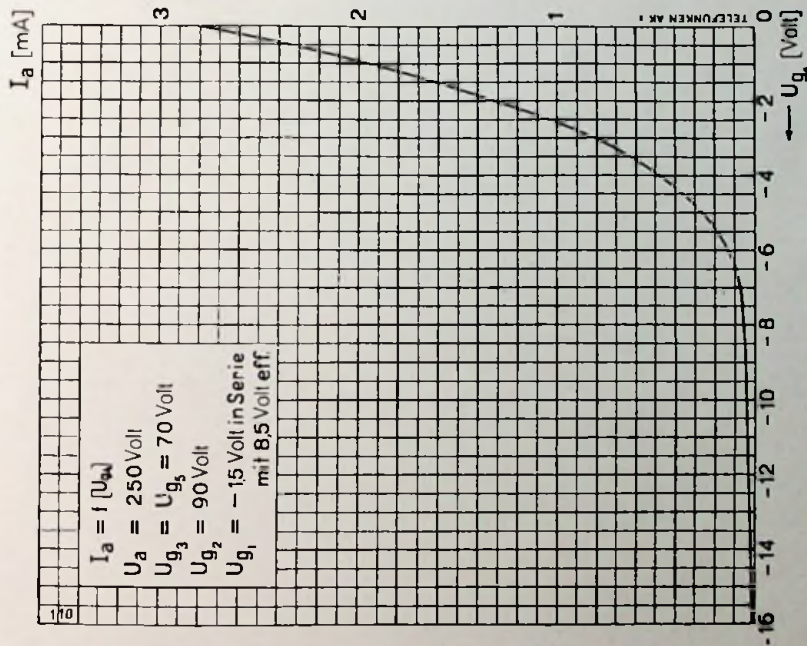


Bild 506

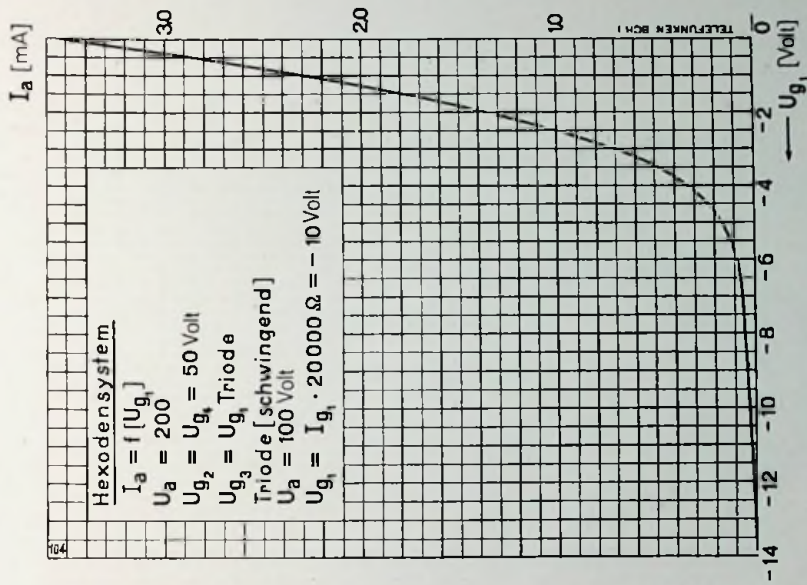


Bild 507

BL 2

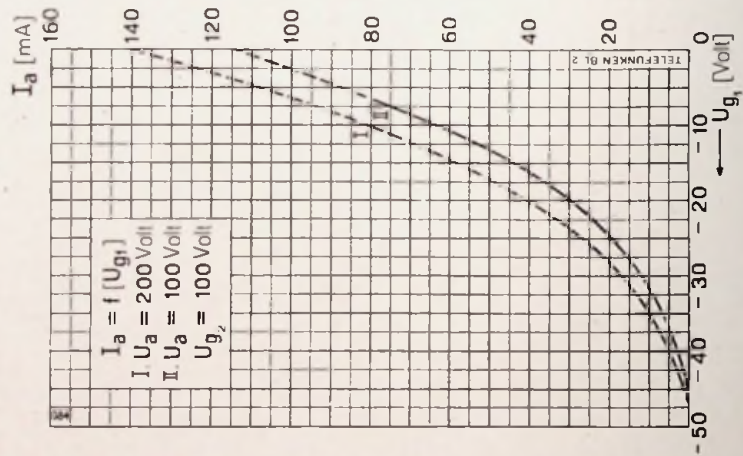


Bild 508

CCH 1

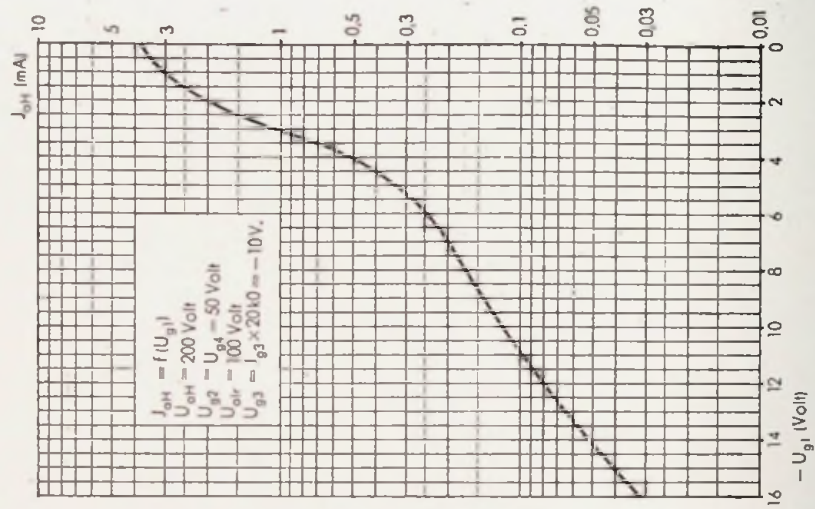


Bild 509

CL1, EL1 Cu-Bi

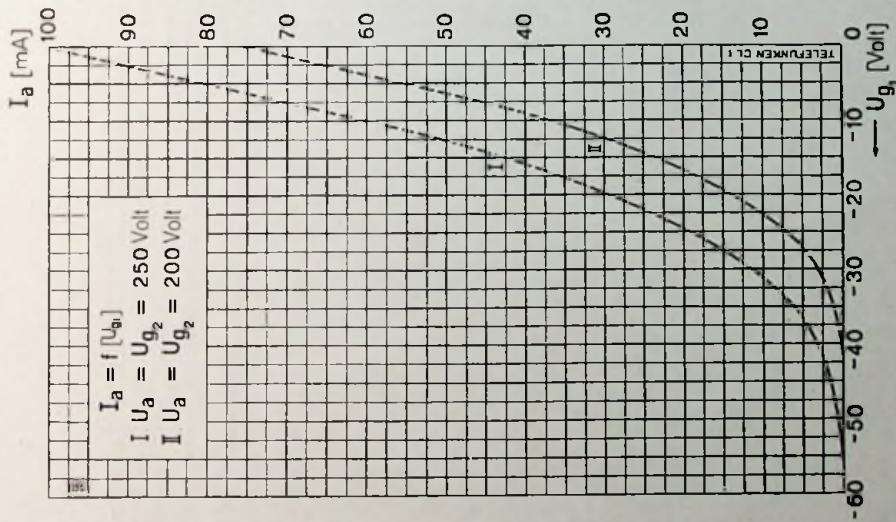


Bild 510

CL 2

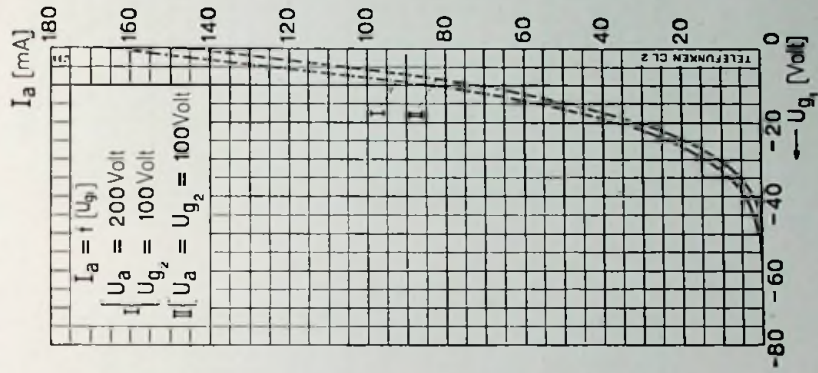


Bild 511

CL 4, VL 4

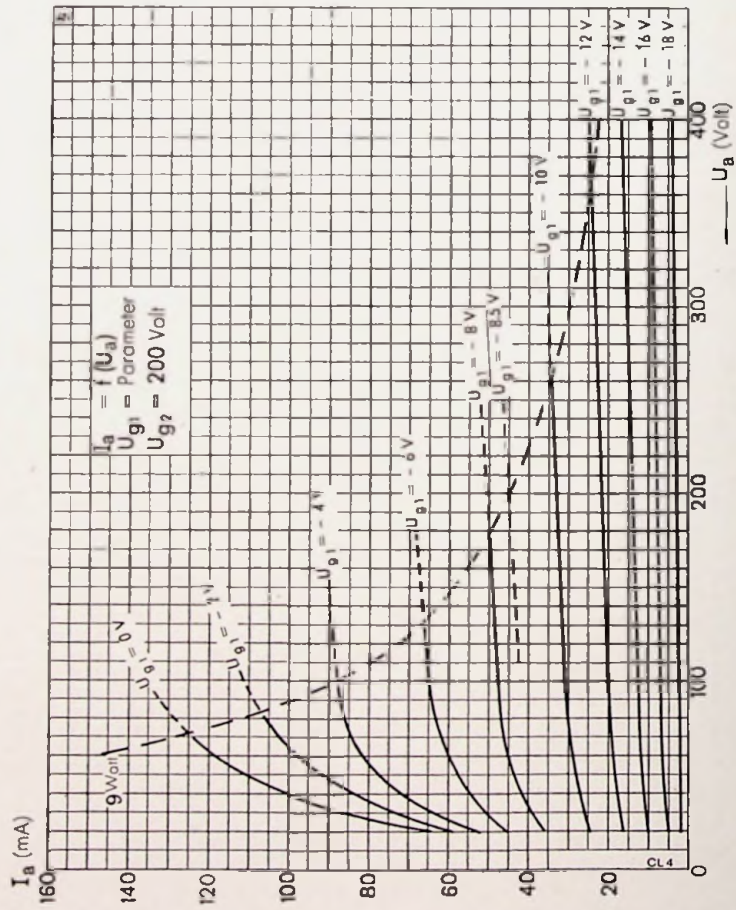


Bild 512

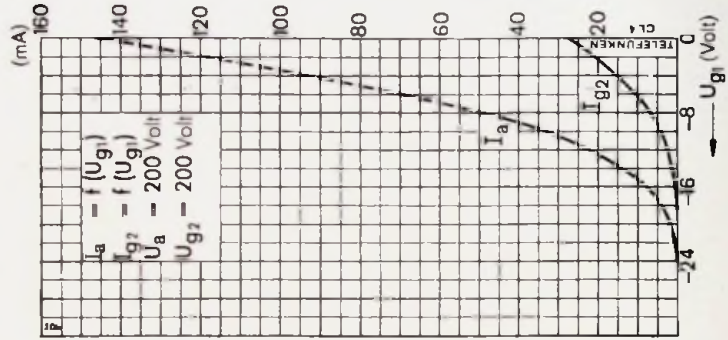


Bild 513

KBC 1

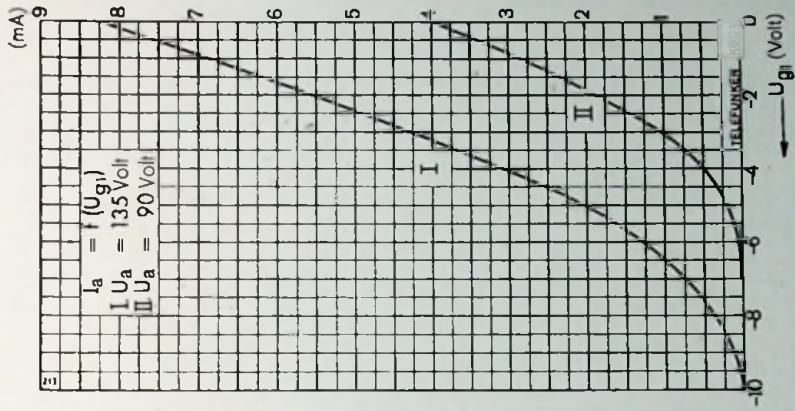


Bild 515

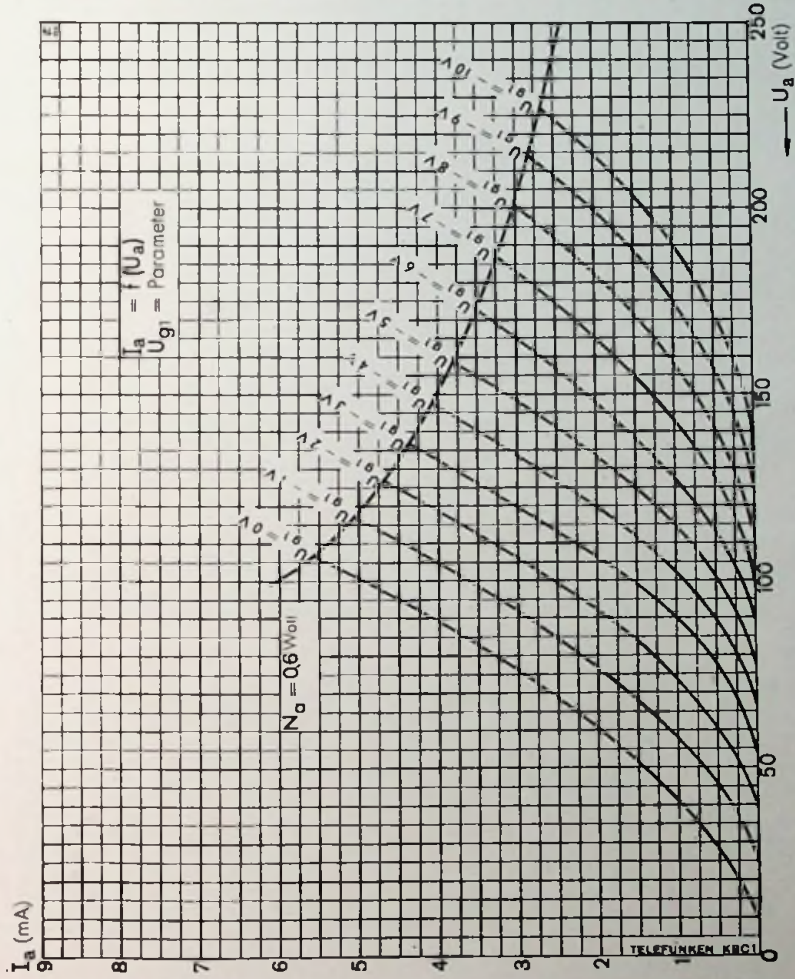


Bild 514

KC 1

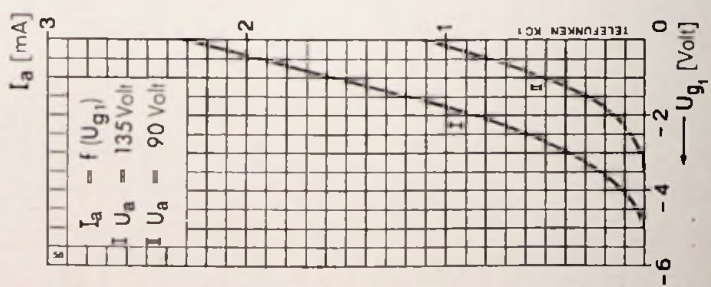


Bild 516

KC 3

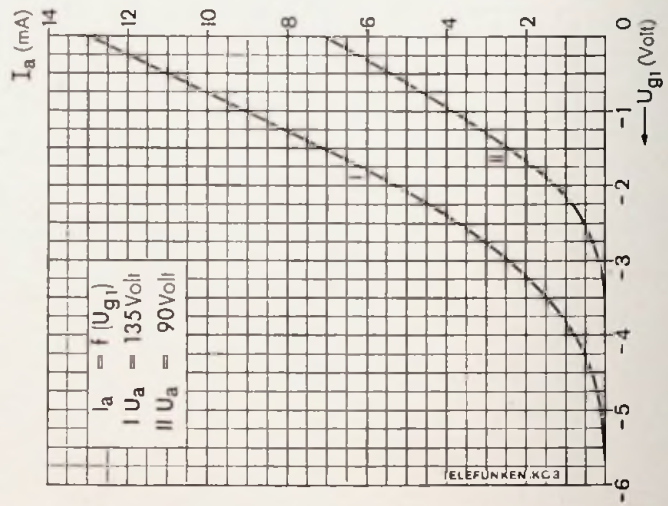


Bild 517

KDD 1

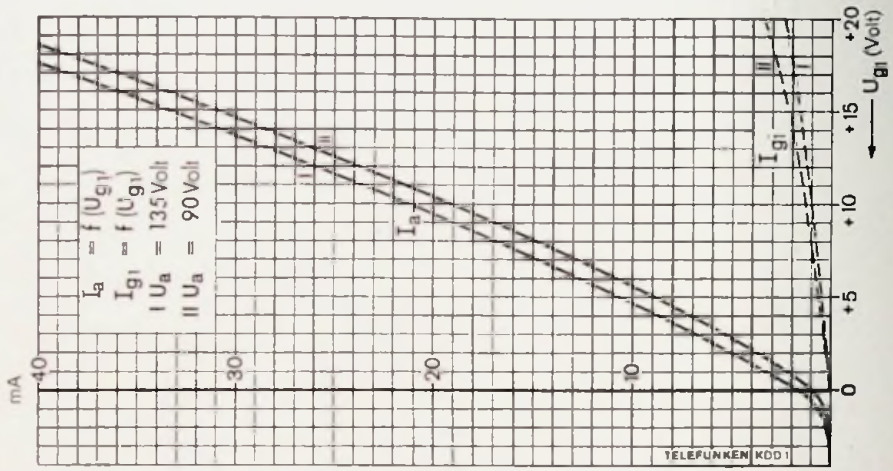


Bild 518

KF 3

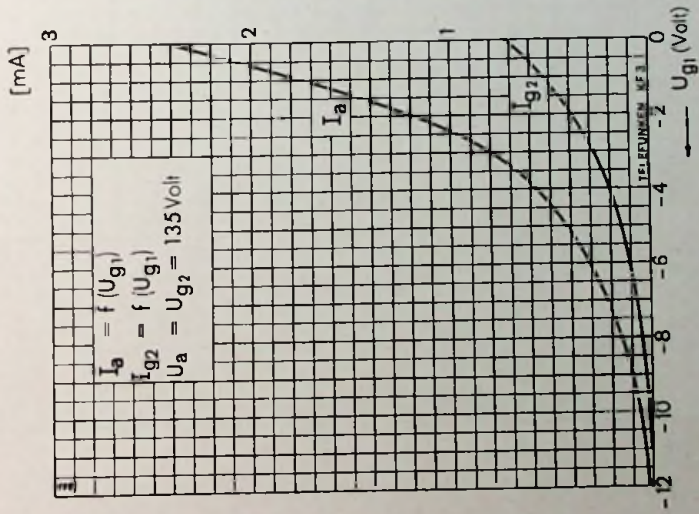


Bild 519

KF 4

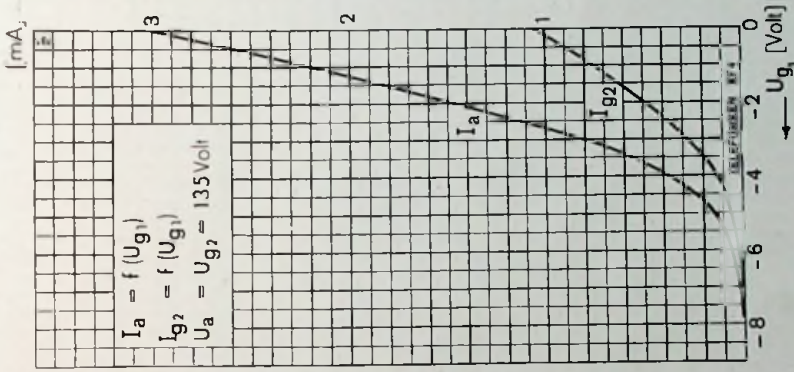


Bild 520

KK 2

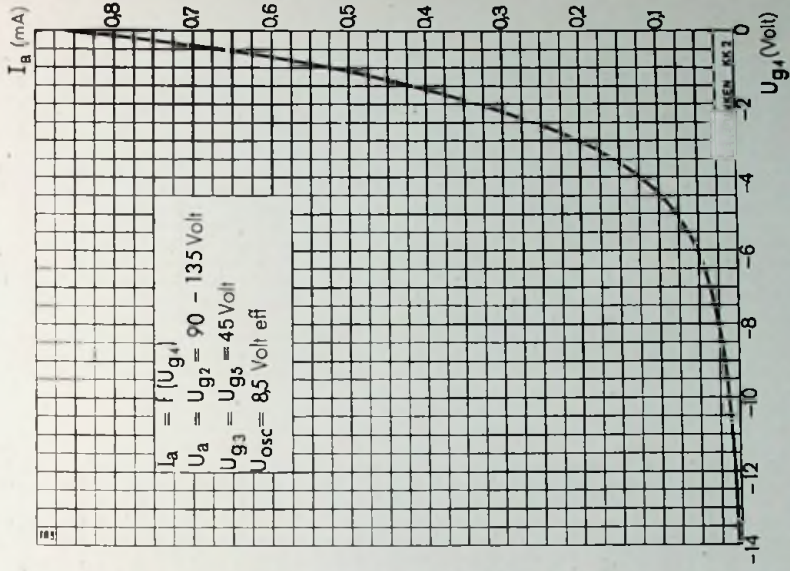


Bild 521

KL1

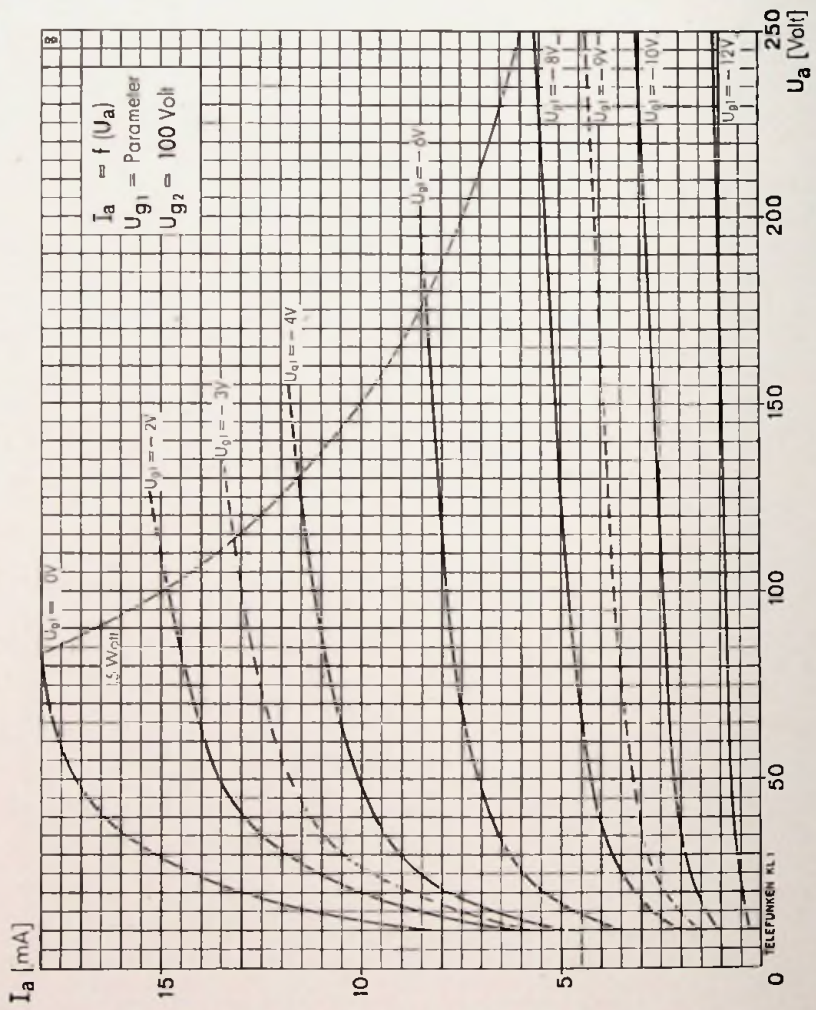


Bild 522

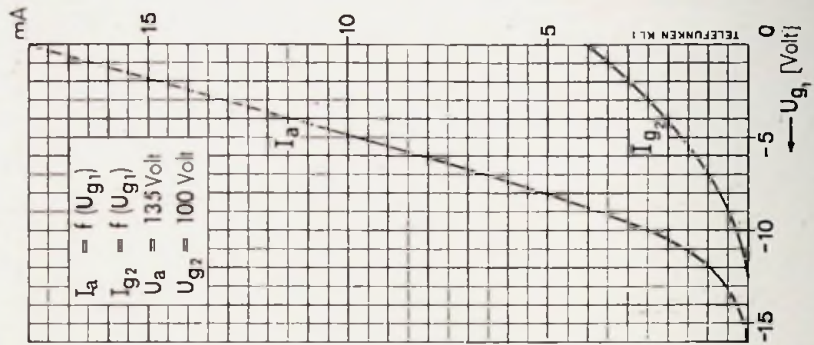


Bild 523

VC 1

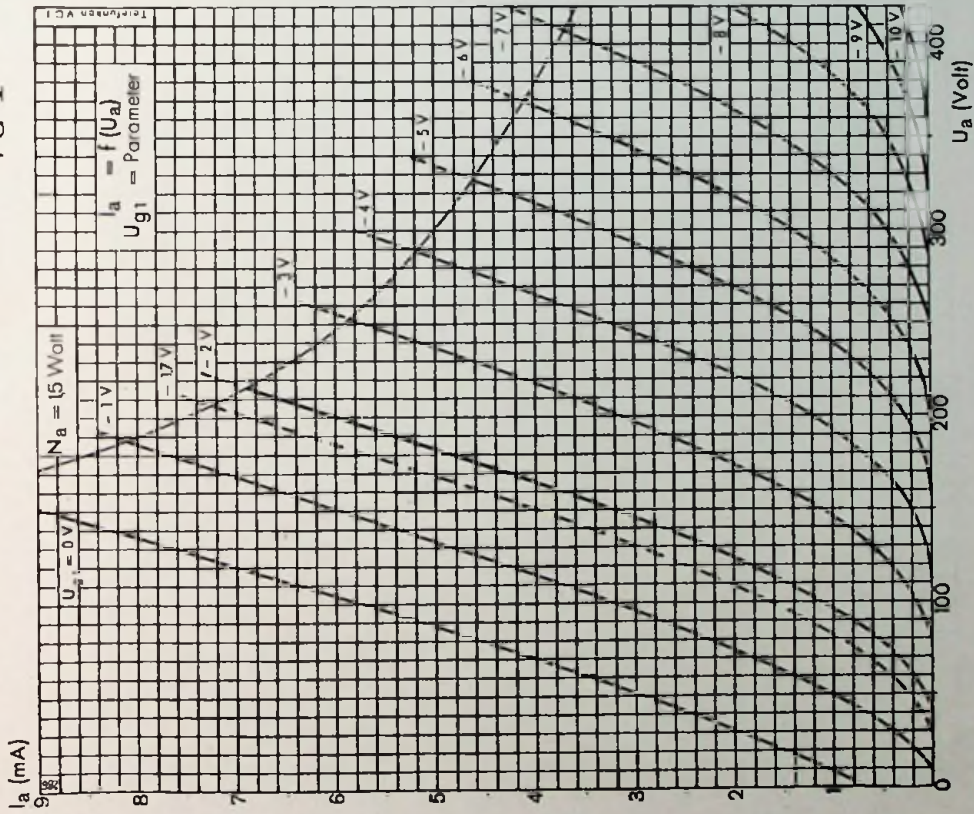


Bild 524

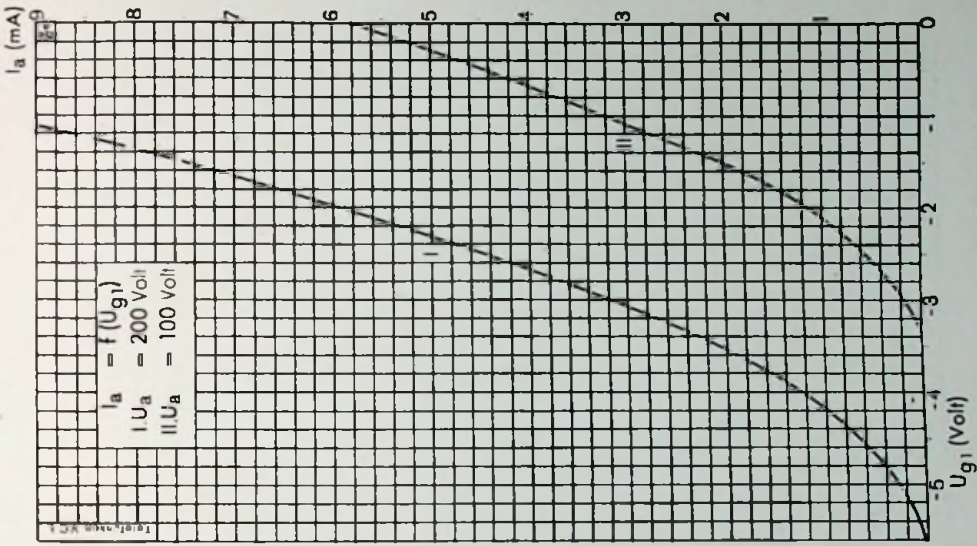


Bild 525

VL 1

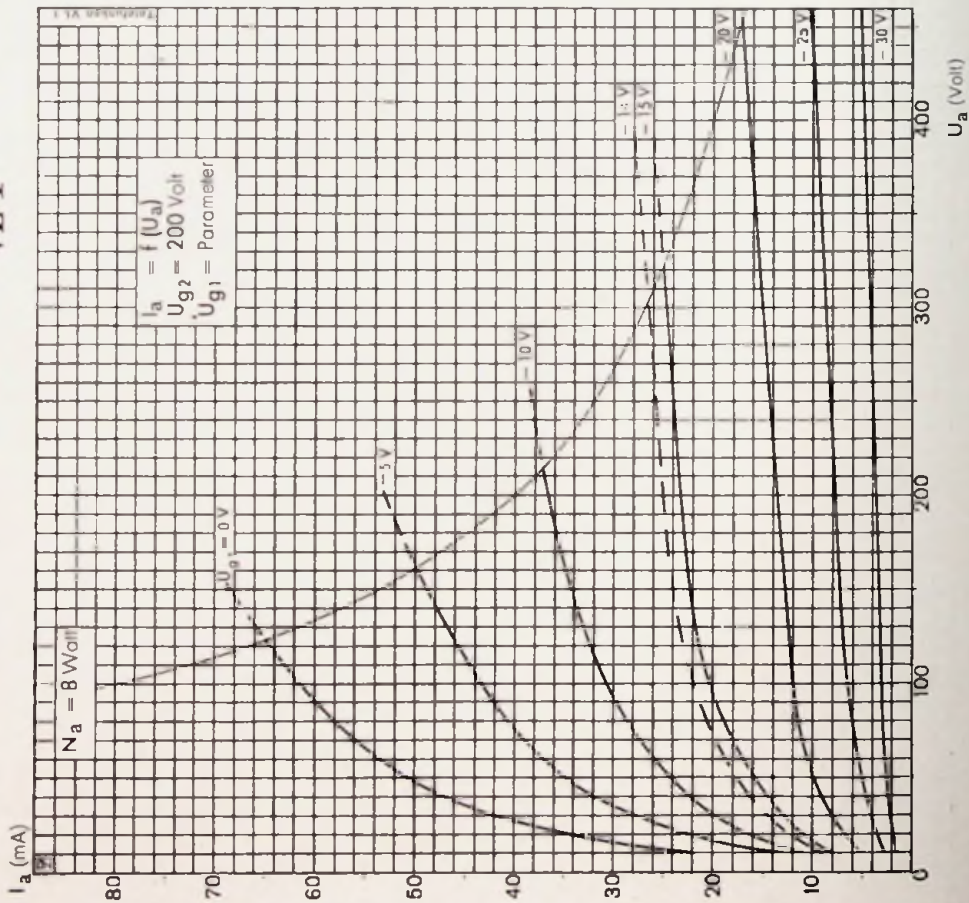


Bild 526

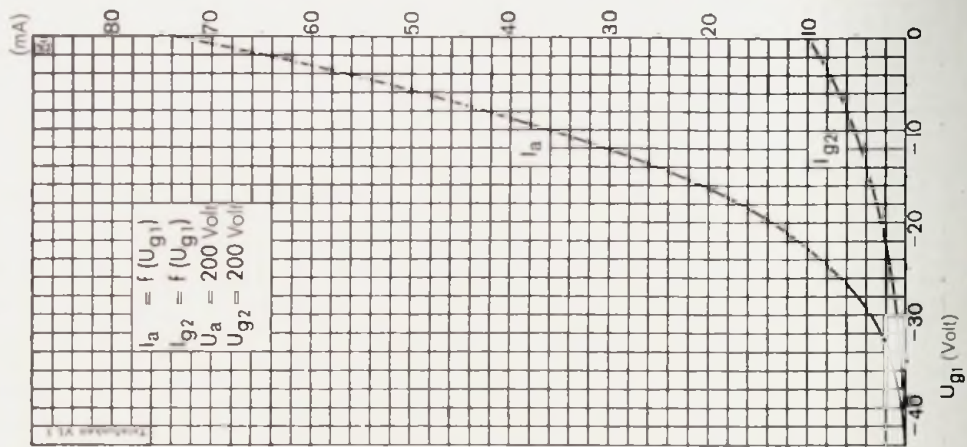


Bild 527

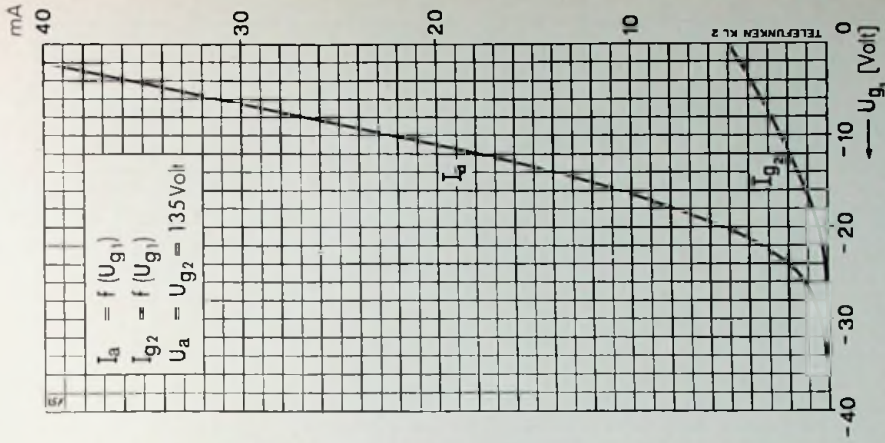


Bild 529

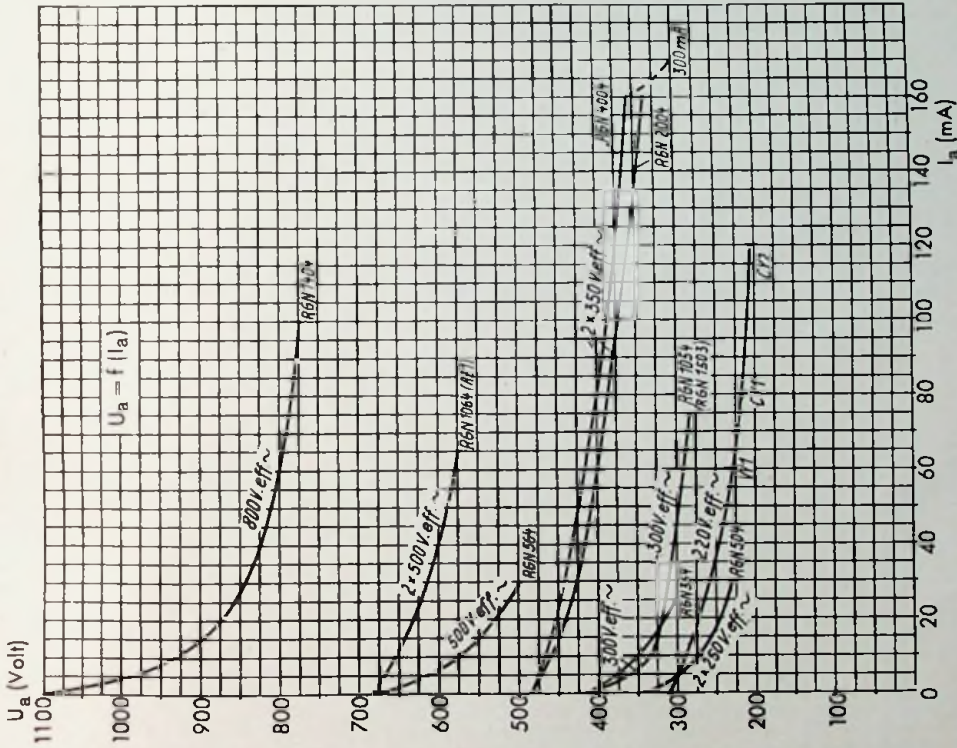


Bild 528

- RG N 354, RG N 504**
- RG N 564**
- RG N 1054 (1503)**
- RG N 1064**
- RG N 1404**
- RG N 2004**
- RG N 4004**
- AZ 1, CY 1, CY 2**
- VY 1**

(AZ 1, AZ 11 und RG N 1064
a. a. Bild 131)

Die angegebenen Kurven stellen Mittelwerte dar. Die praktischen Verhältnisse werden außerdem noch durch die Größe des Ladekondensators und des Transformator-Ersatzwiderstandes beeinflusst.

EBC II

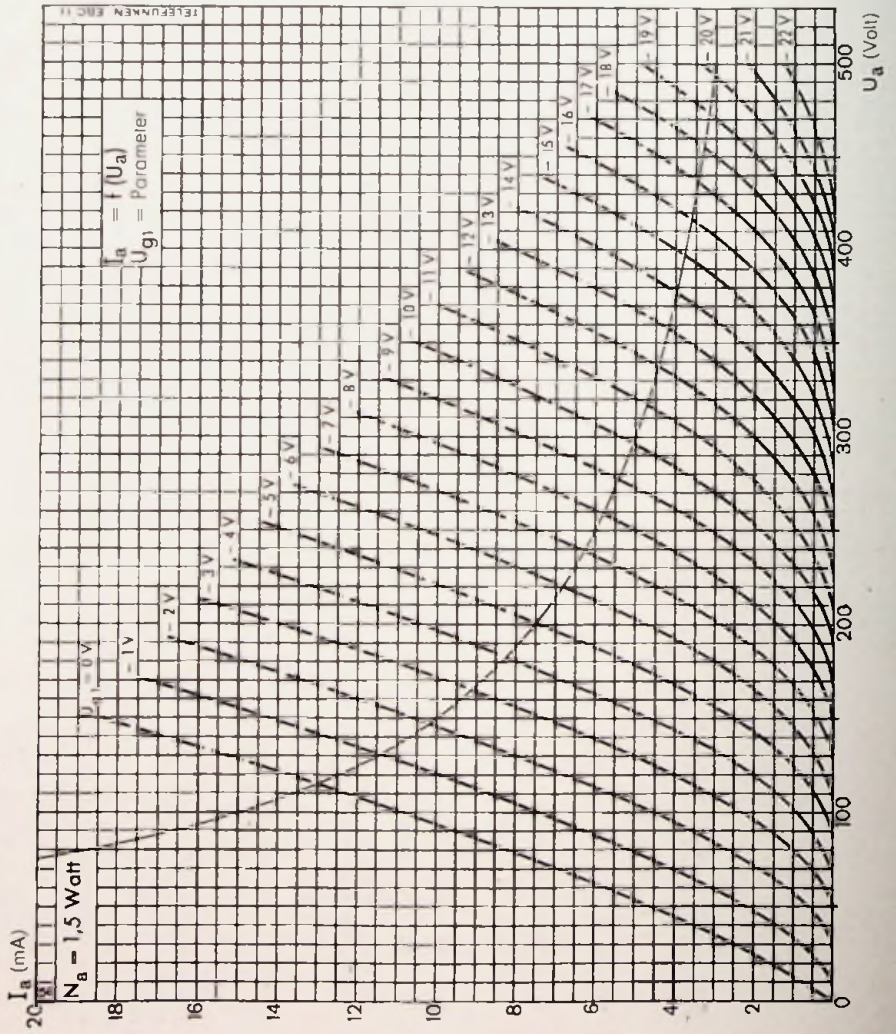


Bild 530

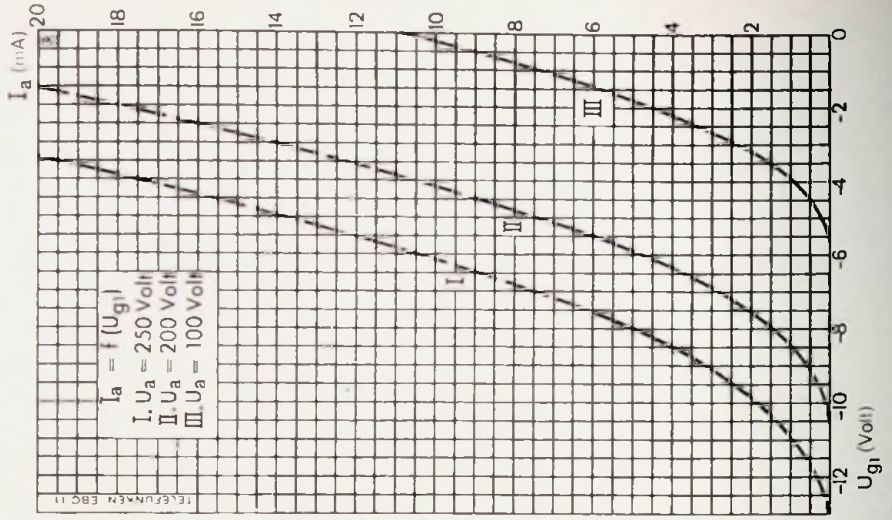


Bild 531

EBF 11

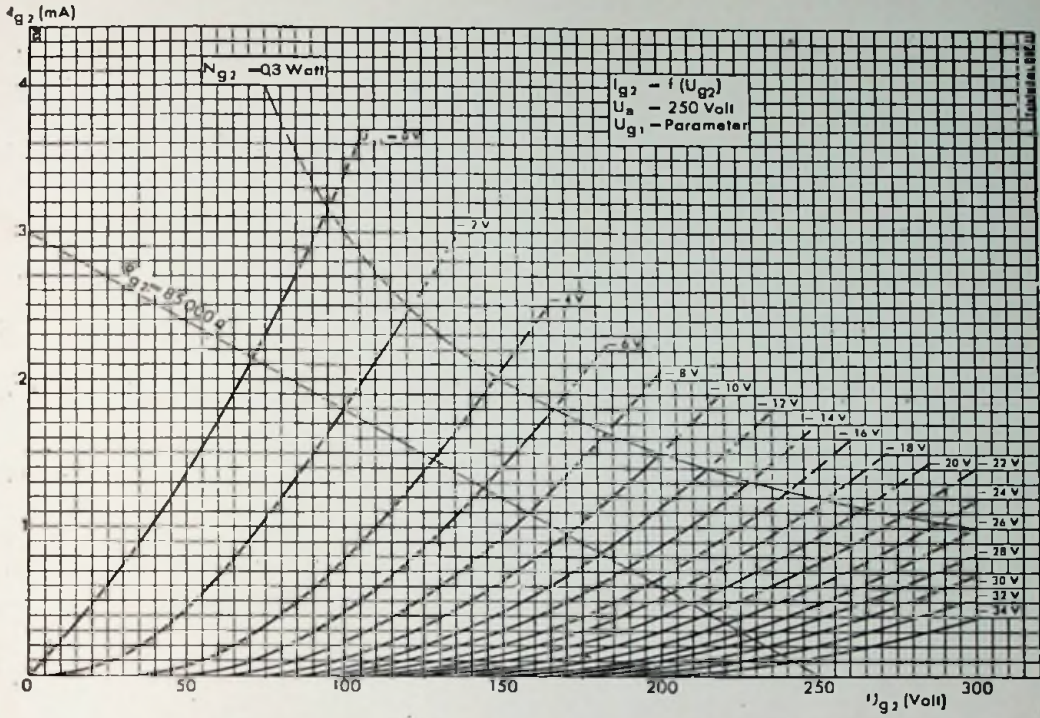


Bild 533

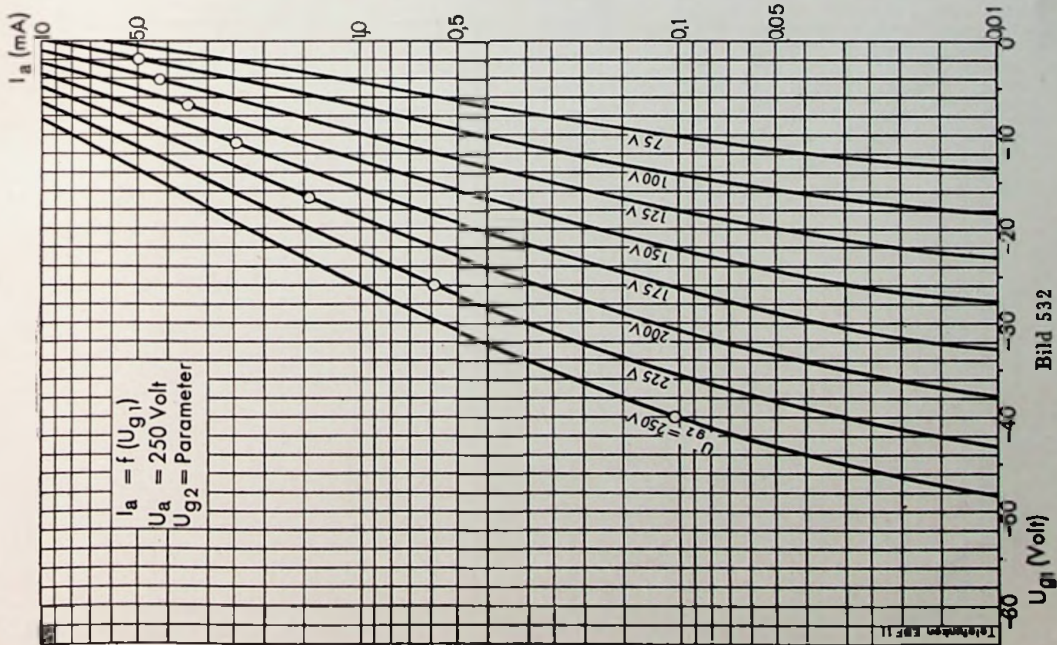


Bild 532

ECH II

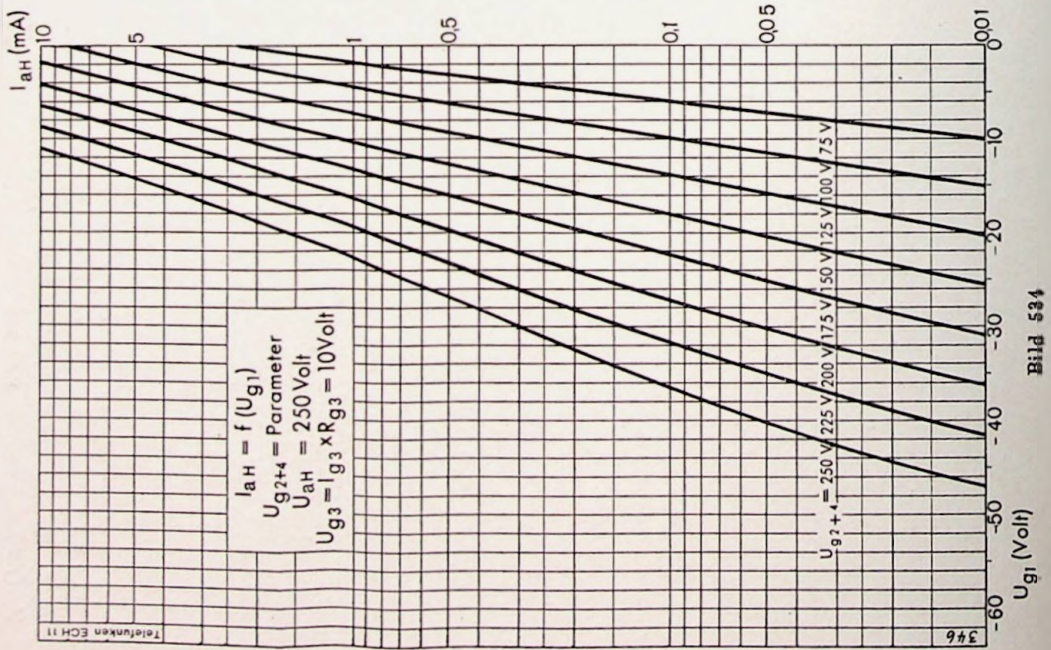


Bild 534

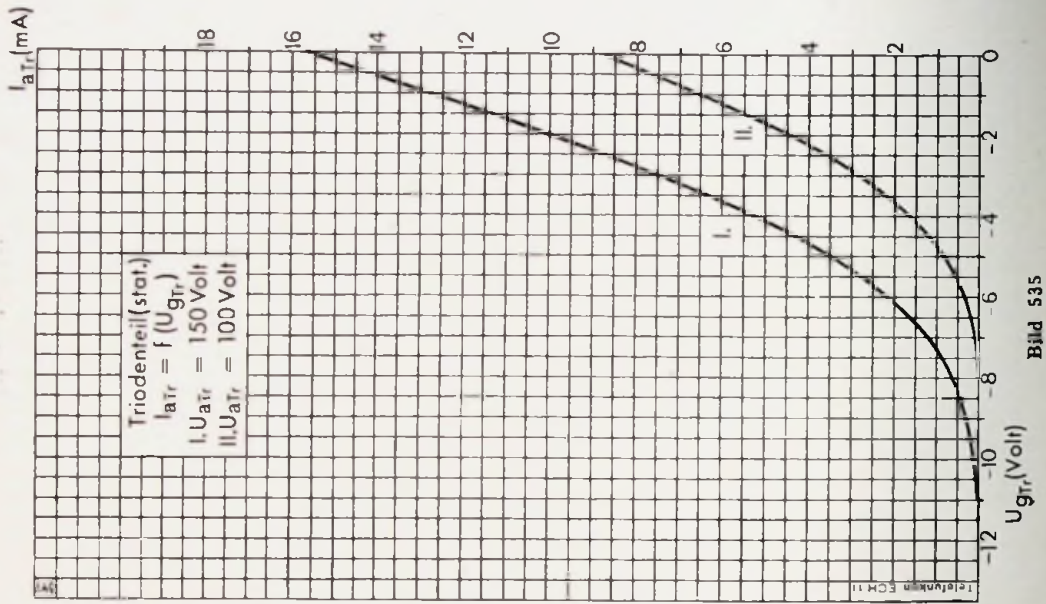


Bild 535

EDD 11

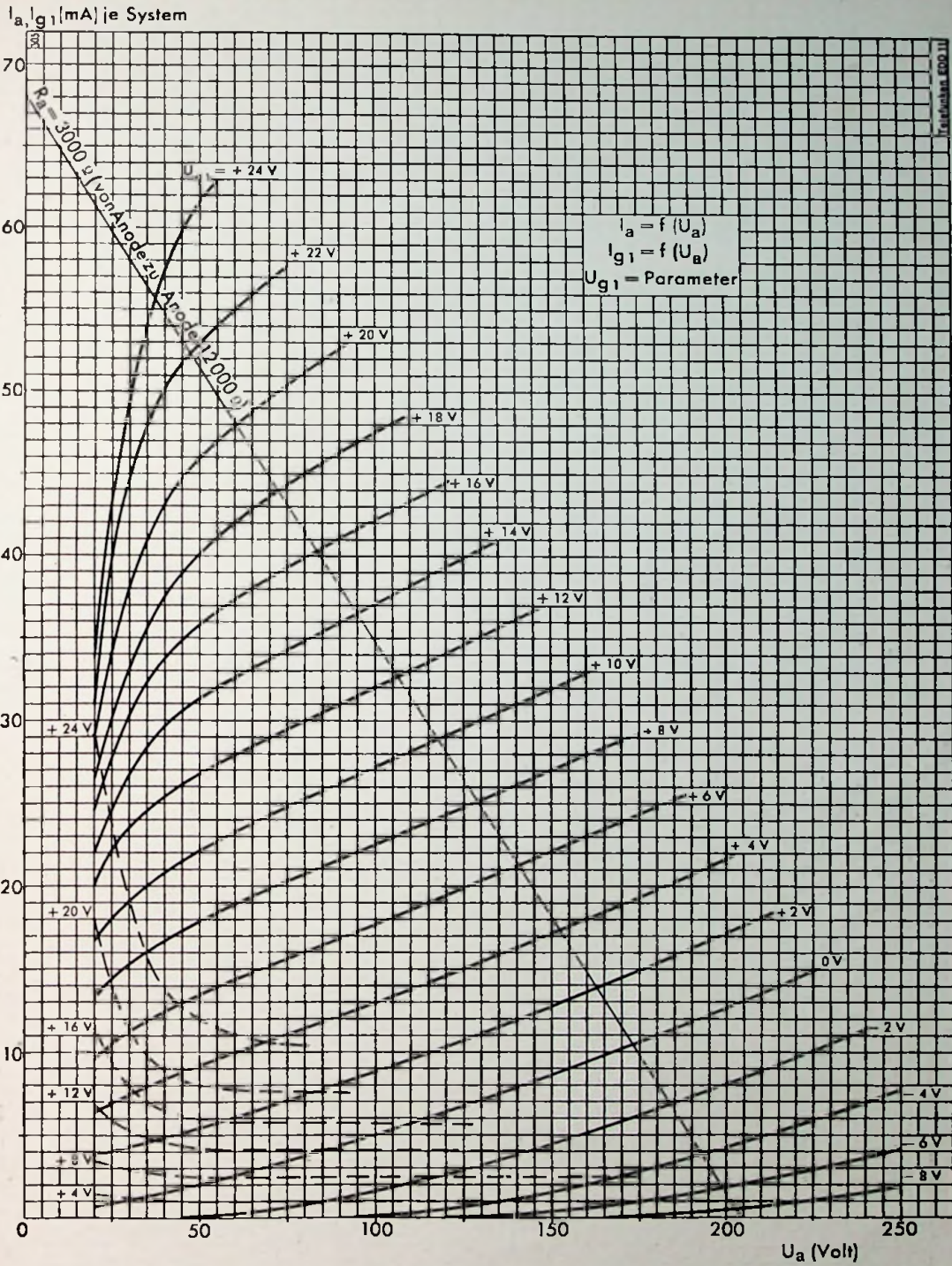


Bild 536

EF 11

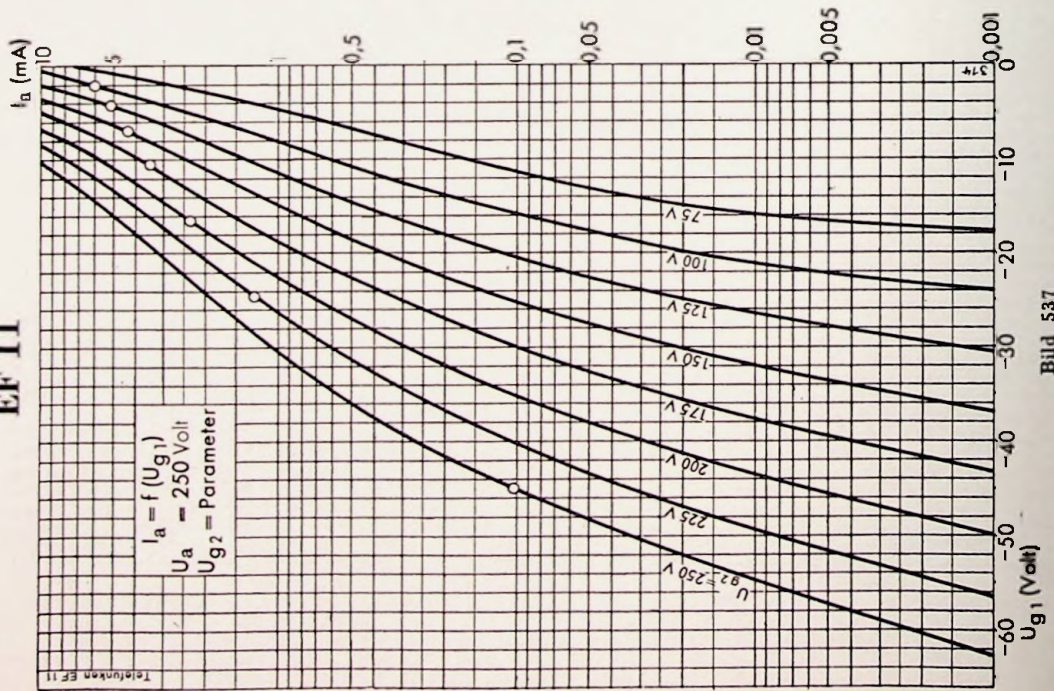


Bild 537

EF 12

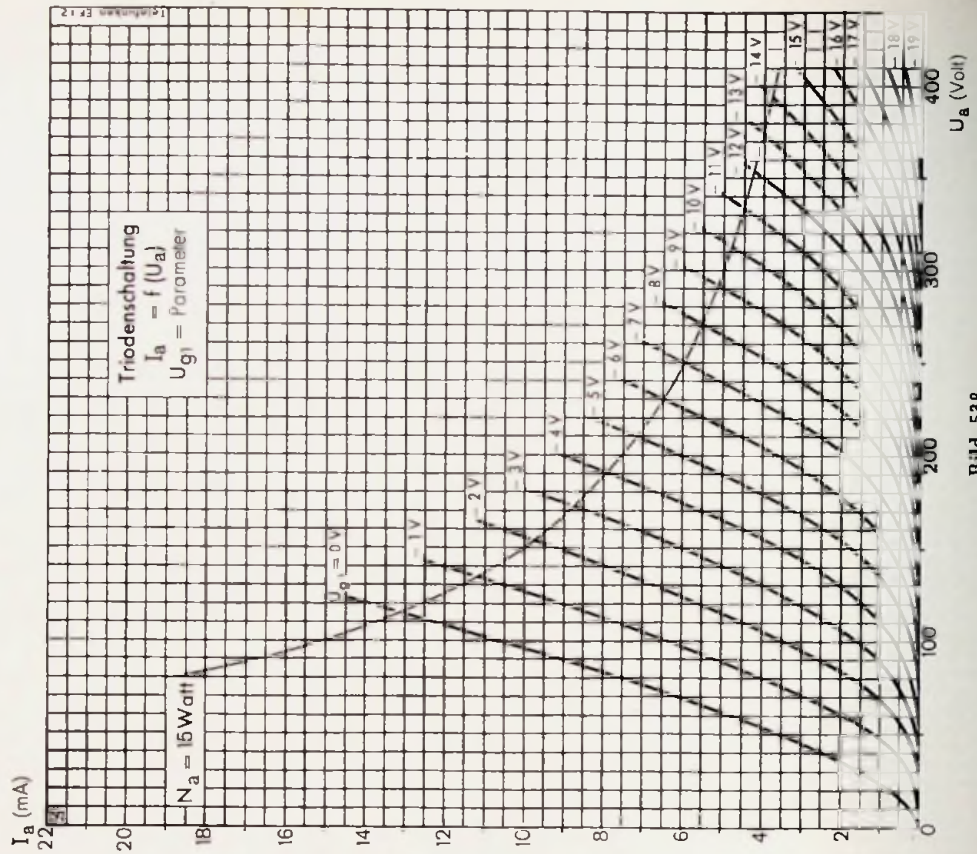


Bild 538

EF 12

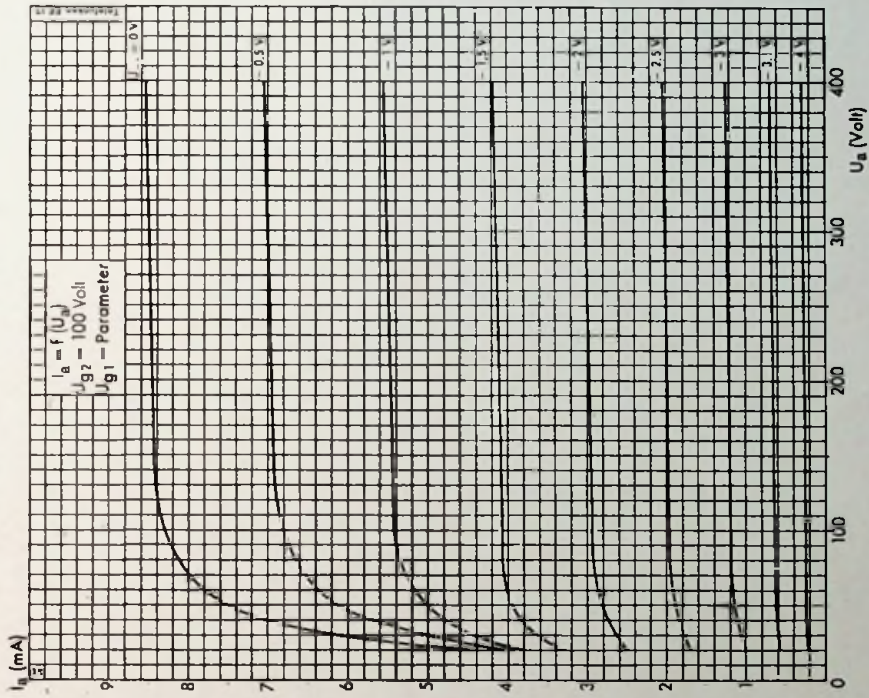


Bild 539

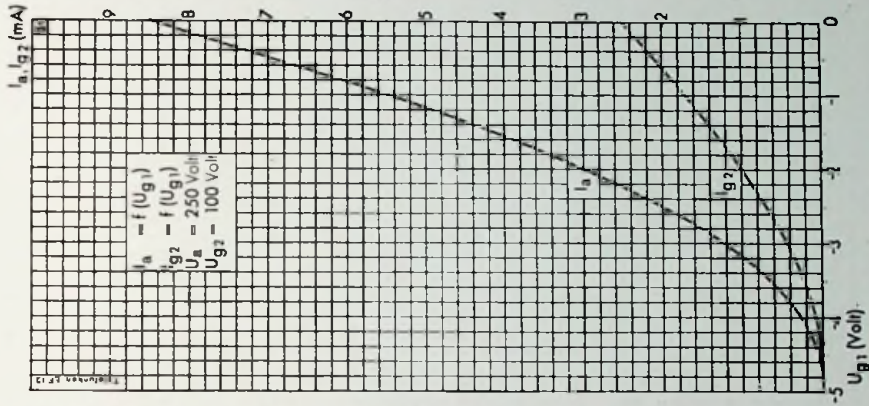


Bild 540

EF 13

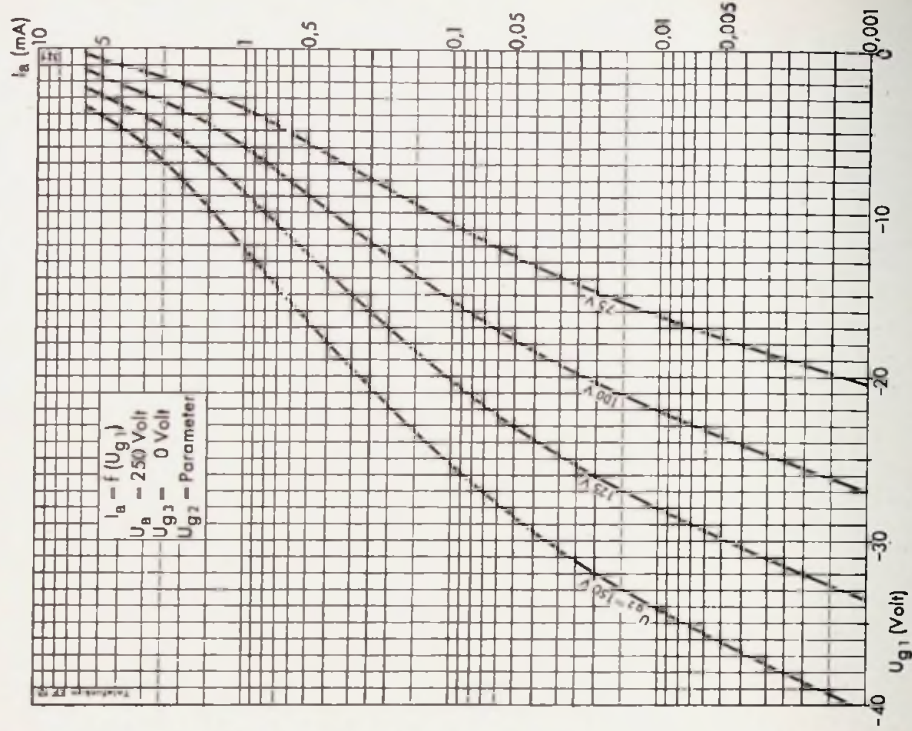


Bild 541

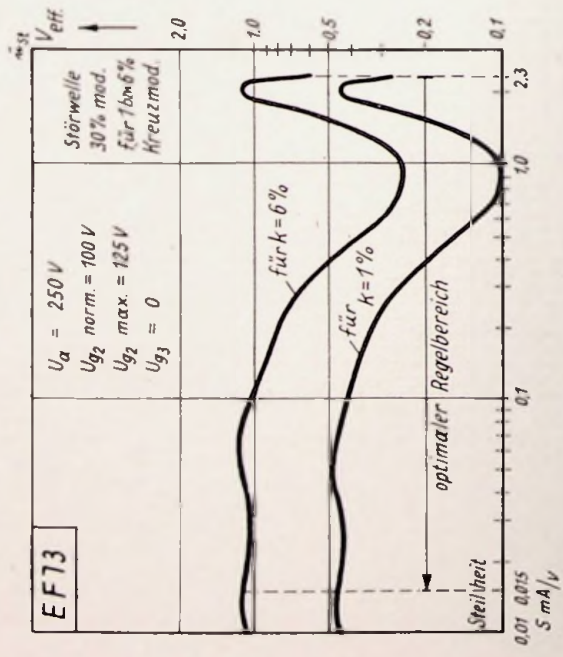


Bild 541a. Kreuzmodulationskurven für EF 13 für Betriebsfall a. ($U_{g1, \text{max.}} = 125 \text{ V}$, $U_{g1} = 0$) für 1 bzw. 6% Kreuzmodulation. Die zul. Aussteuerungen für Modulationsverzerrung ($M = 20\%$) betragen ungefähr das 3fache von U_{St} (1% Kreuzmod.).

EL II

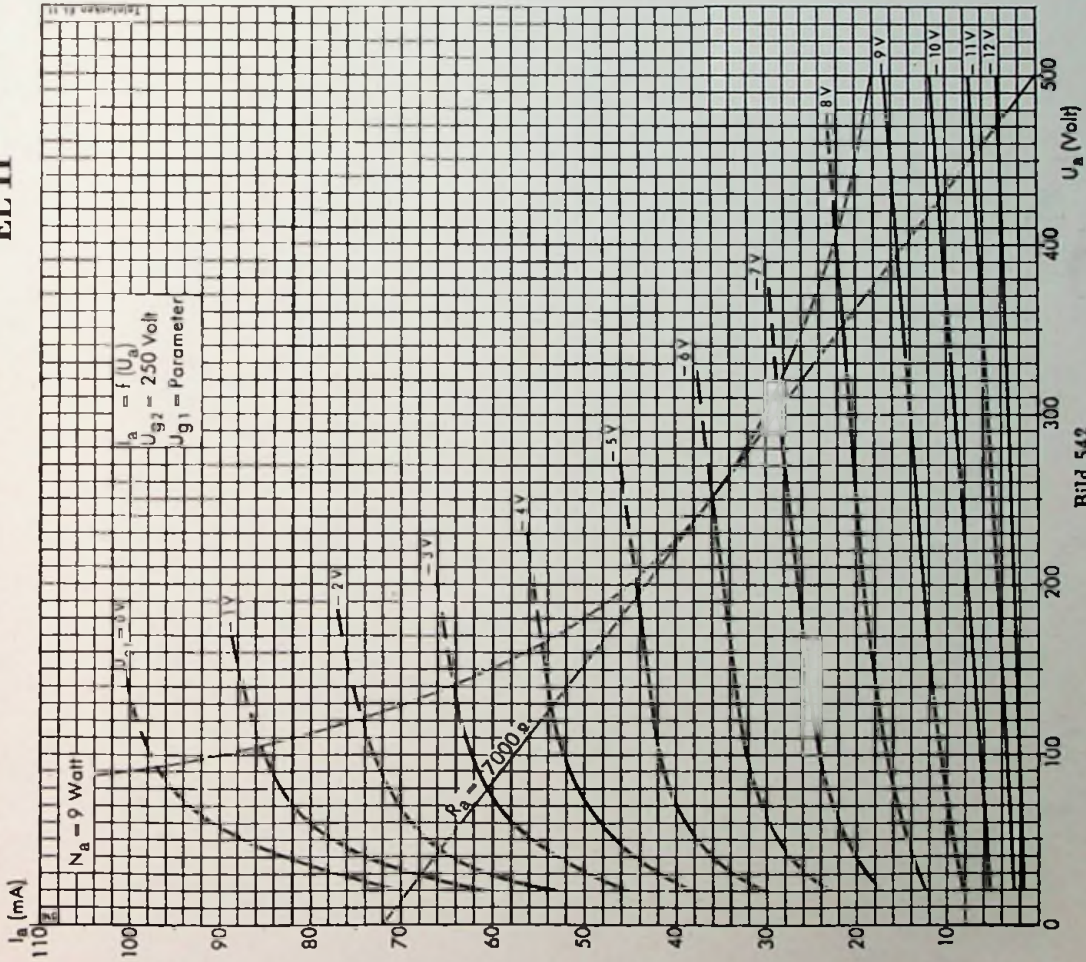


Bild 542

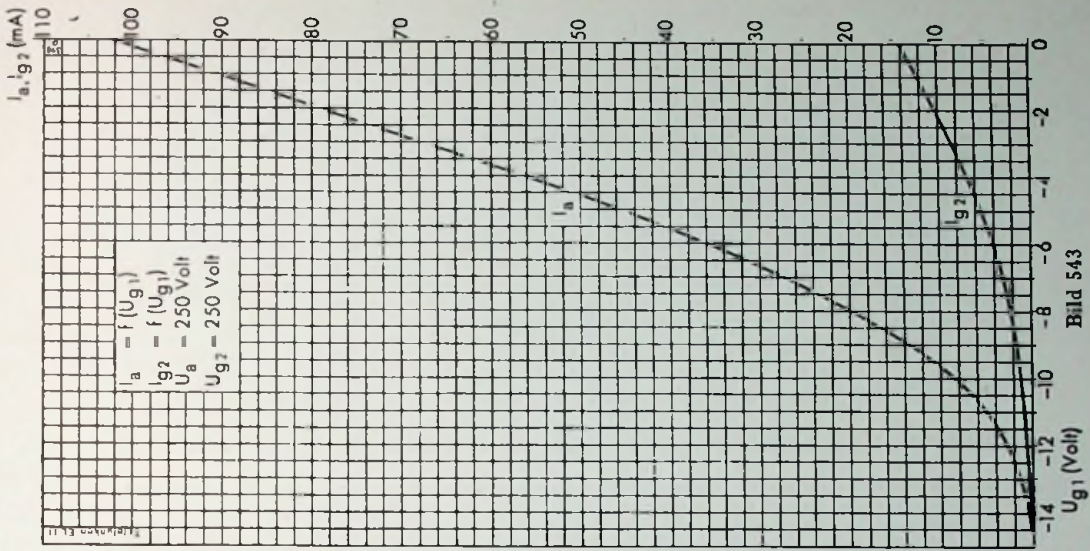


Bild 543

EL 12

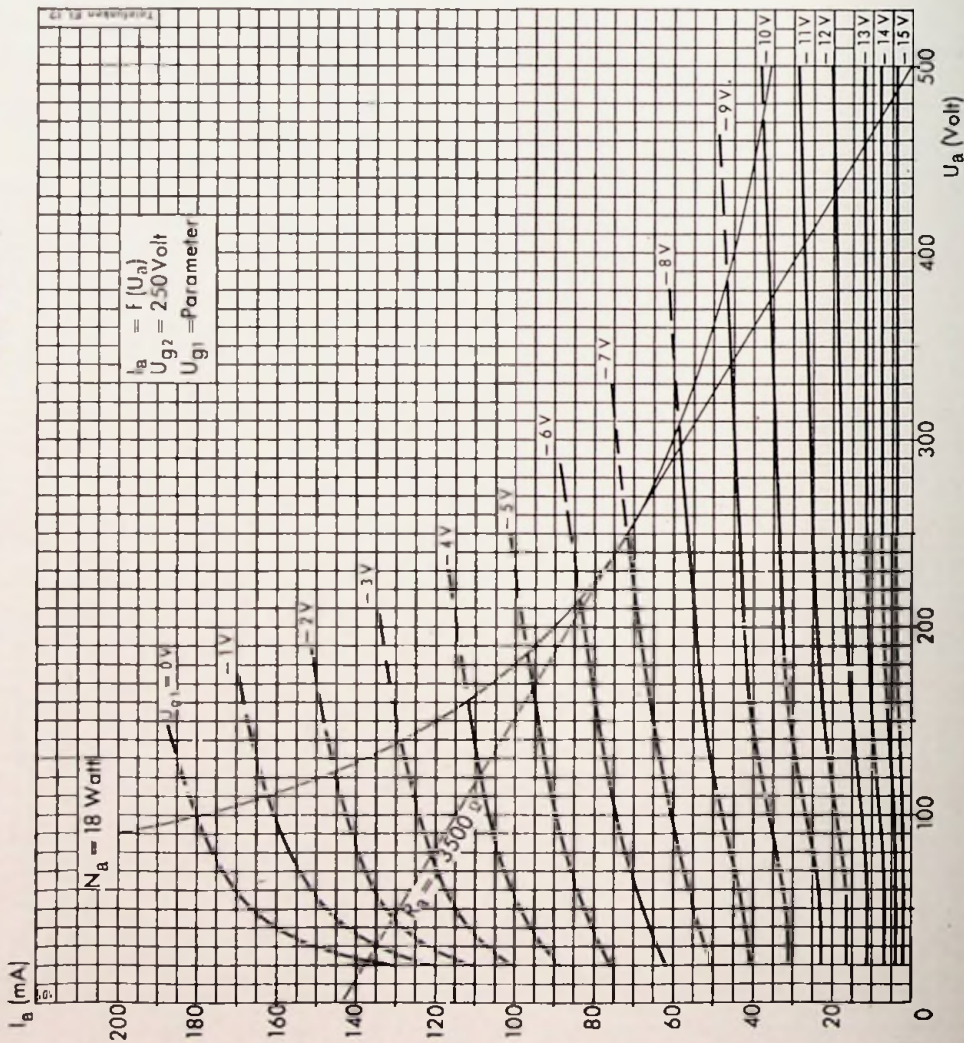


Bild 548

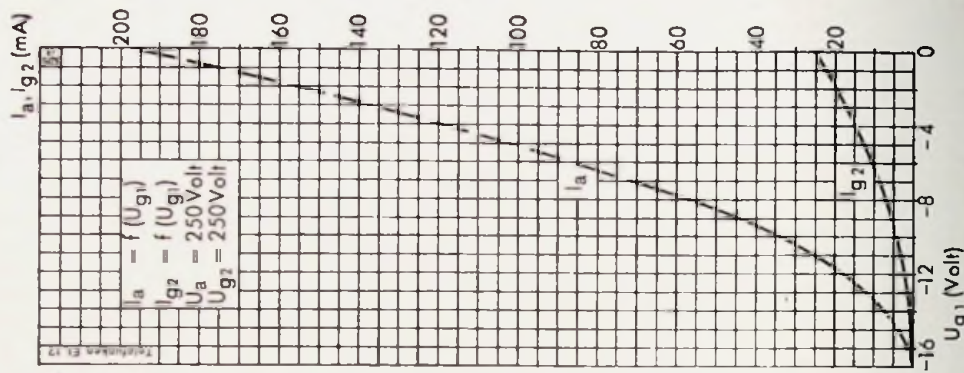


Bild 545

EZ 12

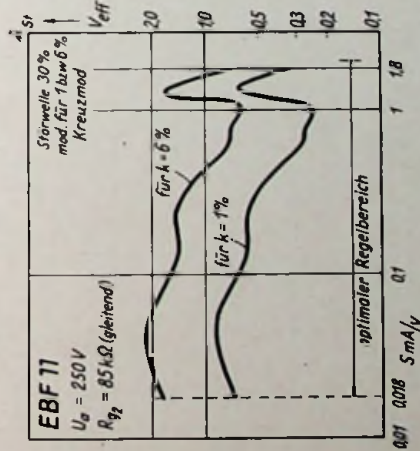
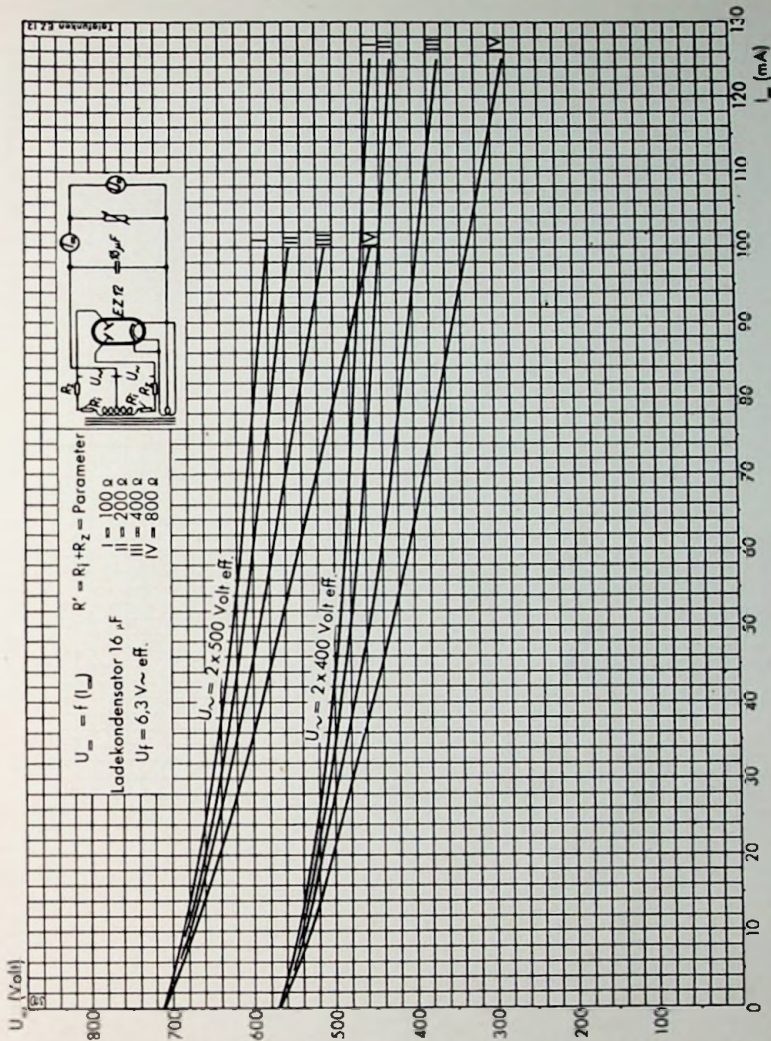


Bild 546a. Kreuzmodulationskurven für EBF 11 für 1 bzw. 6% Kreuzmodulation. Zul. Aussteuerungen für Modulationsverzerrung ($M = 20\%$) wie Bild 541a ermitteln (S. 266).

Bild 546

AZ 11 (AZ 1, RGN 1064)

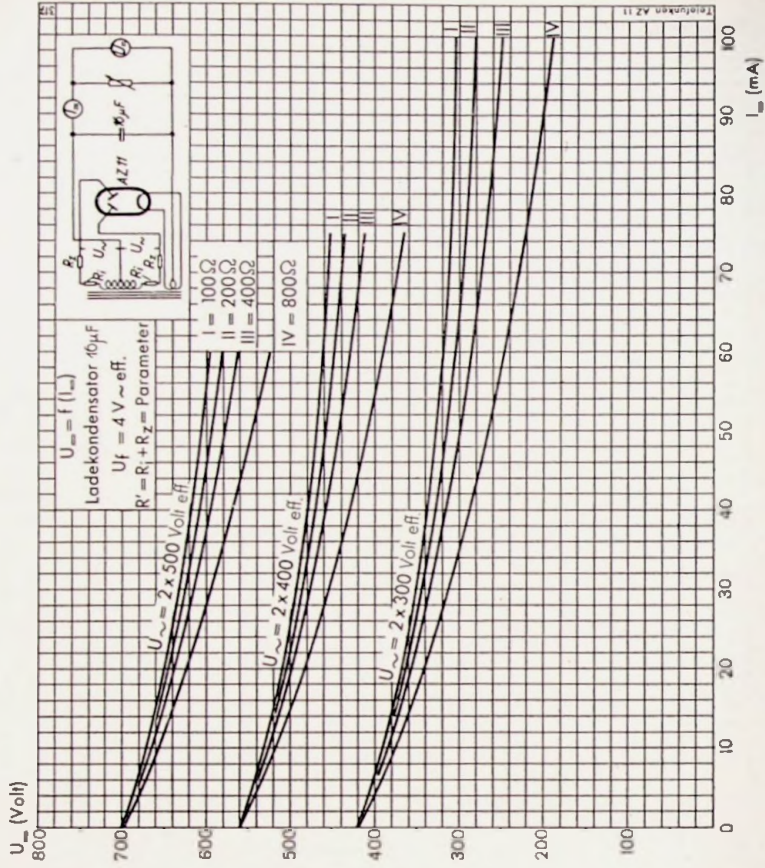


Bild 5.47

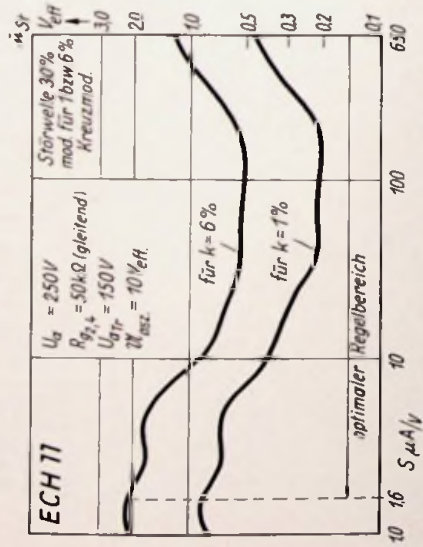


Bild 547a. Kreuzmodulationskurven für ECH 11 für 1 bzw. 6 % Kreuzmodulation. Zul. Aussteuerungen für Modulationsverzerrung wie Bild 541a ermitteln. (S. 266).

AZ 12 (RGN 2004 annähernd)

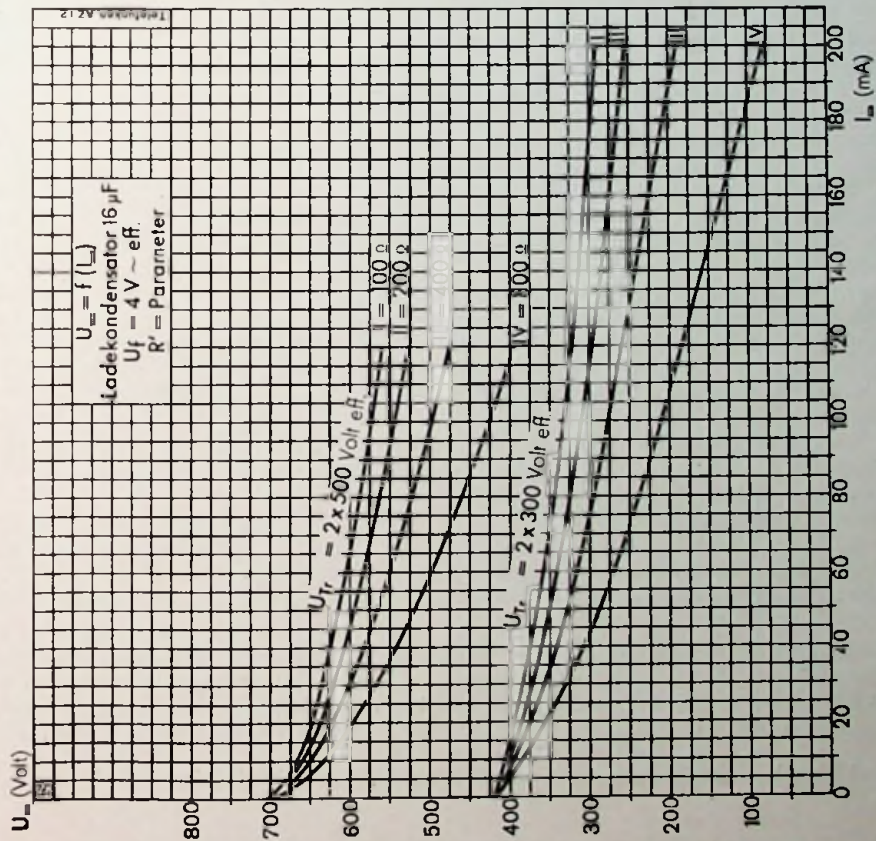


Bild 548

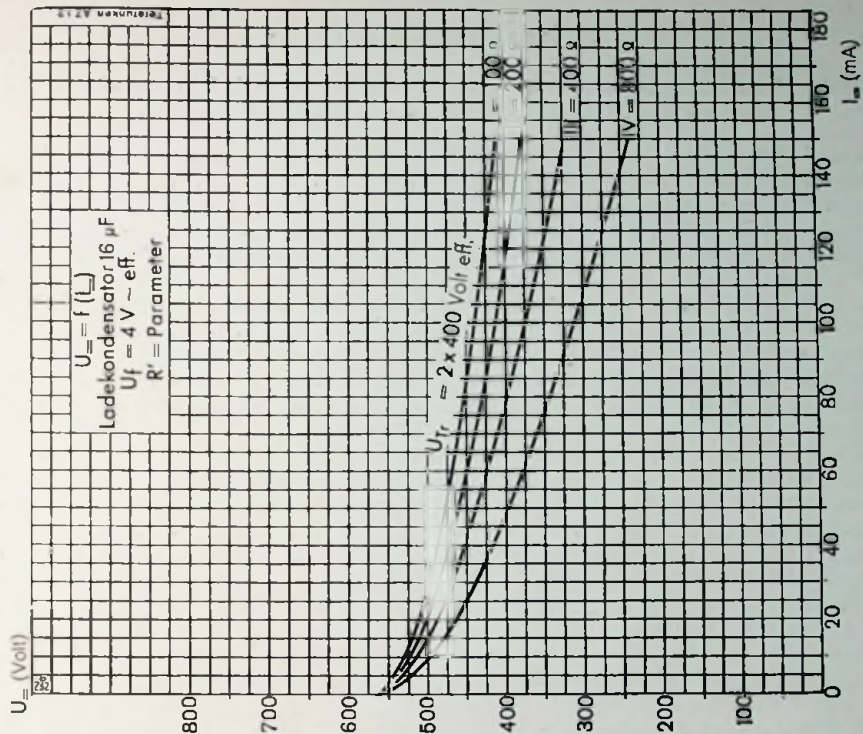


Bild 549

Schrifttumshinweise

Die nachfolgend angeführten Aufsätze der „Telefunken-Röhre“ enthalten eine eingehende wissenschaftliche Stellungnahme zu den einzelnen Fragen.)

G. Jobst und F. Sammer: Streuelektronen in Verstärkerröhren	H. 1 S. 8
K. Steimel: Sinngemäße Beanspruchung von Röhren	H. 1 S. 28
K. Steimel: Die neuen Mischröhren	H. 2 S. 45, H. 3 S. 85
W. Kleen: Kennlinienfelder, Verzerrungen (Endröhren)	H. 2 S. 58
K. Wilhelm: Die Röhre im Rundfunkempfänger (HF-Verzerrungen).	H. 2 S. 77
	H. 3 S. 95, H. 6 S. 58
W. Kleen und H. Rothe: Stromverteilung (Theorie der Elektronensteuerung).	H. 3 S. 118
	H. 4 S. 130, H. 6 S. 1, H. 8 S. 158, H. 9 S. 90
W. Graffunder, W. Kleen, W. Wehnert: Leistungs- und Verzerrungsmessungen	H. 4 S. 142
W. Graffunder und F. Neulen: Rundfunkröhren 1935/36.	H. 5 S. 185
K. Steimel und F. Neulen: Schaltungshinweise zum neuen Röhrenprogramm	H. 5 S. 210
W. Graffunder und H. Rothe: Klingen von Verstärkerröhren	H. 6 S. 36, H. 8 S. 147
H. Rothe und G. Plato: Das Rauschen von Empfängerröhren	H. 7 S. 94
W. Kleen und H. Rothe: Verstärkungseigenschaften der HF-Pentode.	H. 7 S. 109
O. Harr und W. Wehnert: Spannungsbeanspruchung von Kondensatoren	H. 7 S. 132
W. Kleen: Endröhrenprobleme	Beilage H. 7 S. 6
Th. Tillmann: Die neuen Hochleistungsendröhren	Beilage H. 7 S. 37
J. E. Scheel: Die Batterie-Endstufe (KC 3 + KDD 1)	Beilage H. 7 S. 69
F. Neulen: Geräte-Schaltungsfragen	Beilage H. 7 S. 80
R. Schiffel: Qualitätsschaltungen	Beilage H. 7 S. 88
W. Schottky: Schroteffekt und Raumladung	H. 8 S. 175
K. Wilhelm: Die Röhre im Rundfunkempfänger (Diodengleichrichtung)	H. 8 S. 196
K. Steimel und C. Zickermann: Röhrenkapazitäten	H. 9 S. 1
E. Kettel: Messungen der Eingangskapazität von Röhren	H. 9 S. 15
H. Rothe: Elektronenröhren bei hohen Frequenzen	H. 9 S. 33
W. Kleen: Untersuchungen zum Raumladegesetz	H. 9 S. 66
F. Neulen und W. Wehnert: Schallplattenverstärkung vom Schirmgitter aus.	H. 9 S. 76
K. Steimel und C. Zickermann: Röhrenkapazitäten — II. Teil	H. 10 S. 115
I. Runge: Mehrgitterröhren bei hohen Frequenzen	H. 10 S. 128
H. Rothe: Verstärkung bei hohen Frequenzen	H. 10 S. 143
W. Kleen: Die lineare Kennlinie	H. 10 S. 147
K. Mie: Ueber Abstimmzeigeröhren	H. 10 S. 161
Th. Tillmann: AL 5, eine Endpentode mit neuen Aufbauprinzipien	H. 10 S. 171
H. Rothe und W. Engbert: Das Rauschen von Empfängerröhren — II. Teil	H. 11 S. 183
E. Kettel: Selbsttätige Scharfabstimmung	H. 11 S. 213
W. Kleen: Verstärkung breiter Frequenzbänder	H. 11 S. 230
L. Brück: Gegenkopplungsschaltungen	H. 11 S. 244
P. Wolf und Th. Tillmann: Verfahren zur Prüfung größerer Stückzahlen von Endröhren	H. 11 S. 278
W. Kleen und K. Wilhelm: Ueber Regelkennlinien	H. 12 S. 1
L. Oertel: Zur Theorie der Elektronenröhren	H. 12 S. 7
K. Mie: Verlustenergieabgabe von Empfängerröhren	H. 12 S. 18
W. Graffunder: Brummen indirekt geheizter Verstärkerröhren	H. 12 S. 46
P. Wolf: Neuere Meßmethoden für Endröhren	H. 12 S. 64
Th. Tillmann: Gegentakt-Endstufen	H. 13 S. 73
K. Mie: Kathodenfragen	H. 13 S. 173
W. Engbert: Rauschen bei Sekundäremission	H. 13 S. 127
Sonderheft: Rundfunkröhrenprogramm 1938/38	Beilage H. 13

Die wissenschaftliche Fachzeitschrift der Telefunken-Gesellschaft „Die Telefunken-Röhre“ erscheint dreimal jährlich und wird an ernsthafte Interessenten gegen eine Schutzgebühr von RM 1,— je Heft (Ausland RM 1,50 bzw. RM 2,—) geliefert. Zu bestellen bei: Telefunken Ges. f. Drahtlose Telegraphie m. b. H., Berlin SW 11, Hallesches Ufer 30. (Beilage zu Heft 13 134 S. . . . RM 1,50)

Die Hefte 1 bis 9 sind vollständig vergriffen und können nur in Fachbüchereien usw. eingesehen werden.

STICHWORTVERZEICHNIS

A-Röhren	8, 123	Bifilarfaden	13
A-Röhren, ältere	200	Bi-Kathode, Bi-Röhren	14
Abmessungen, Elektroden-	16, 161	Binode	210
AB-Schaltung, Gegentakt-	50	Bremsgitter	18
Abschirmung, Gitter-	17	Brummodulation	74
Abschirmungsmaßnahmen	17, 20	Brummsiebung, Berechnung	84
Abschirmung nach außen	23	Brummstörungen	85
Abstimmanzeige, Wirkungsweise	61	B-Schaltung, Endstufen-	50
Abstimmanzeigeröhren	59	B-Schaltung mit Gitterstrom	50, 169, 184
Abstimmkreis	67, 109	Buchstaben, Röhrenkenn-	8
Achtpolmischröhre	43	B-Verstärker	50
Alte Röhren	200		
Äquivalenter Gitterwiderstand $R_{\text{äq}}$	115	C-Röhren	123
Ältere Röhren	200	C-Röhren, ältere	200
Allstromröhren	123		
Anheizzeit	13	Dachlukenglimmer	22
Anlaufspannung, Dioden-	86	Dämpfung, Berechnung	121
Anode	11, 19	Dämpfung, Dioden-	29
Anode, Hilfs-	44	Dämpfungsdekrement	121
Anodenbelastung N_a	103	Decibel	79
Anodengleichrichtung	34	Diode	28
Anodenrückwirkung	18	Diodengleichrichtung, Berechnung	124
Anodenspannung U_a	99	Diodengleichrichtung, Wirkungsweise	87
Anodenstrom I_a	106	Diodenkurven	85
Anodenwechselspannung U_a	18	Diodenverzerrungen	86
Anpassung, Endstufe	112	Direkte Heizung	12
Anzeigegitter	60	Domkolben	22
Arbeitskennlinie	93	Doppelgitterröhre	18, 203, 208
Arbeitspunkt, Wahl	104	Doppelsteuerung, Hexoden-	31
Arbeitspunktbestimmung	90	Doppelzweipolröhre	28
Arbeitssteilheit S_a	94	Dreipolendröhre	47
Arbeitssteilheit, Berechnung	108	Dreipolröhre	30
A-Schaltung, Endstufen-	50	Drosselkopplung	111
Audion s. Gittergleichrichter		Duodiode	28, 124, 162
Aufbau, Röhren-	11	Durchgriff D	108
Ausgangsübertrager	51, 112	Dynamische Kennlinie s. Arbeitskennlinie	
Ausgangskapazität	117		
Außenkontaktsockel	27	E-Röhren (Harmonische Serie)	8, 160
Austausch älterer Röhren	202	E-Röhren, ältere	201
Außenmetallisierung, Außenspiegel	22	Effektivwert	114, 121
Außenwiderstand, R_a , \mathfrak{R}_a	109	Einbrennen, Röhren-	26
Außenwiderstand, günstigster	54	Einbereichsuper	47
Aussteuerbereich	95	Eingangskapazität	116
Automatische Gittervorspannung	104	Eingitterröhre	30
		Einheiten	121
		Einschaltstromstoß	64
B-Röhren	8, 200	Einweggleichrichtung	62, 154, 158, 198
Bariumkathode, Bariumröhre	12	Eisenwiderstand	64
Bandbreite	67	Elektroden	11
Bandfilter	67	Elektrodenkapazitäten	116
Bandfilter, Berechnung	122	Elektrodenspannung, Messung	98
Bandfilterkopplung, Berechnung	110	Elektronen	11
Bandfilterkurven	66	Elektronenröhre	11
Batterieheizung	99	Elektronen, Sekundär-	19
Batterieröhren	182, 202	Elektronenstauung	45
Belastungswiderstand, Dioden-	30, 86	Elektronenstrom	11
Betriebsspannung U_b	99	Elektronenwolke	12
Betriebswerte	98	Empfangsgleichrichtung	28
		Endpentode	47, 48, 147, 149

Endröhren	47	Halbautomatische Gittervorspannung	104
Endröhren, Entwicklung	49	Halbwertsbreite Δf	66
Endröhren-Vergleichstabelle	52	Halbwertsbreite, Berechnung	121
Endstufe	47	Halterung	21
Endtriode	30, 47	Haltestäbe	21
Endtriode, indirekt geheizt	59, 149, 152	Handlautstärkeregelung	105
Endverstärkung, Berechnung	112	„Harmonische Serie“	8
Entwicklungsstufen der Kathode	14	Heizfaden	12, 99
Entwicklungsstufen der Röhre	10, 11	Heizfadenherstellung	132
Entzerrung	77, 80	Heizleistung	14
Erforderliche Sprechleistung	81	Heizstrom I_f	99
Erläuterung	121	Heizstrom-Regelröhre	64
Eisenwiderstand	65	Heizwendelherstellung	133
EU-Widerstand, Tabelle	65	Heizung, Röhren-	12, 99
Exponentialkennlinie	71	Herstellung, Stahlröhren-	24
		Hexode	43
Fehlströme, Gitter-	114	HF-Gleichrichter	28
Fernico-Hülsen	21	HF-Gleichrichter (Kurven)	69
Feste Gitterspannung	104	IIF-Pentode	85
Fermenten	77	HF-Siebung	32
Formeln	121	IIF-Verstärkung, Berechnung	157
Frequenzgang	109	IIF-Verzerrungen	09
Frequenzkurve, Empfänger-	77	Hilfsanode	44
Frequenzkurve, Lautsprecher-	77	Hilfsgitterspannung U_{g2} usw.	101
Frequenzverwerfung	117	Hochleistungsendröhre	50, 147, 149
Fünfpol-Endröhre	47	Horizontalaufbau	21
Fünfpol-Regelröhre	35		
Fünfpol-Schirmröhre	32	I_a-U_g-Kennlinie	88
		I_a-U_a-Kennlinienfeld	88
Gegenkopplung	59, 80	Indirekte Heizung	12
Gegenkopplung, Berechnung	122	Innenwiderstand R_i	91, 105
Gegentakt-A-Schaltung, Endstufen-	50		
Gegentakt-AB-Schaltung, Endstufen	51	K-Röhren	8, 182
Gegentaktschaltung, Schaltbeispiel	134	K-Röhren, ältere	201
Gegentakttriodenschaltung, Endstufen-	150	Kapazitäten, Röhren-	116, 117
Gehörrichtige Lautstärkeregelung	79	Kapazitätsänderung	117
Getter	23	Kathode	11, 12
Getterpille	22	Kathodenwiderstand R_k	104
Gitter	15	Kathodenwiderstand, Berechnung	106
Gitterableitwiderstand R_g	114	Kathodentransformator	106
Gitteranodenkapazität C_{ga}	116	Kennbuchstabe	8, 9
Gitteremission, thermische	17	Kennlinien, Auswertung	83
Gittereinbau	145	Kennlinienaufnahme	89
Gittergleichrichtung	31	Kennlinien, Auswertung	83
Gittergleichrichtung, Pentoden	33	Kennlinie, Gleichrichter-	83
Gittergleichrichterstufe	139	Kennlinienzeichnung	90, 97
Gitterherstellung	136	Kennlinien, Verstärkerröhren-	88
Gitterkappe	17	Kennlinien, Gleichrichterröhren-	83
Gitterkühlung	16	Kennlinien, Sammlung	225
Gitterspannungskennlinie	87	Kennwerte aus Kennlinien	93
Gitterstrom	104, 114	Kennzeichnung der Röhren	8
Gitterstromereinsatzpunkt	104	Kennziffer	8, 9
Gittervorspannung U_{g1}	104	Keramikkbrücken	21
Gitterwechselspannung U_{g1}	114	Klangblenden	58, 80
Glasfußschmelzung	129	Klangregelung	58
Gleichrichtung	28, 33, 124, 129	Klangverbesserung	59
Gleitende Schirmgitterspannung	37, 41, 102	Klangverbesserung	142
Gleitende Schirmgitterspannung, Berech- nung	42	Klingprüfung	182
Glimmerbrücken	21	Klingsicherung	182
Glimmerflügel	21	Klirrfaktor k	69, 113
Grenzfrequenz f_u, f_o	67	Klirrfaktor, Berechnung	97
Grenzfrequenz, Berechnung	122	Klirrfaktorkurven	148
Grenzwerte	98	Kompensation von Verzerrungen	50, 59
Grundtöne	75	Kolbenanschluß, Gitter-	17
		Kreisfrequenz ω	121
		Kreuzmodulation	74
		Krümmung, Kennlinien-	69
		Kühlflügel, Gitter-	17

Lautstärke	78	Regelstufe	136
Lautstärkeregelung	35	Reihenschaltung, Dioden-	28
Leistungsumwandlung	96	Resonanzfrequenz, Berechnung	121
Leuchtschirm	59	Resonanzkurve	66
Leuchtschirmspannung U_L	120	Resonanzschärfe, Berechnung	121
Leuchtwinkel α	120	Resonanzverstärkung	109, 111
Lineare Gleichrichtung	125	Resonanzwiderstand, Berechnung	121
Lineare Verzerrungen	66	Richtkurven	34
M		Röhrenbezeichnungen	8
Maschenanode	20	Röhrendaten, Anwendung	98
Mehrgitterröhren	32	Röhrenprüfung, elektrische	223
Metallisierung	22	Röhrenprüfung, mechanische	223
Mischröhren	43	Röhrenrauschen	115
Mischsteilheit S_c	108	Röntgenbilder, Röhren-	10
Mischstufe	130, 144	S	
Mischstufe, Aufbau	45	Schalldruck	78
Mischwellen	68	Scharfabbildung, selbsttätige	35
Modulationsfaktor M	73	Schattensektor β	120
Modulationsgrad m	121	Schattenciger	59, 135
Modulationsverzerrung	73	Scheinbare Kathode	45
Multiplikative Mischung	43	Schirmgitter	18
N		Schutzgitter	18
Nachstimmröhre	34	Schirmgitterbelastung N_{g2}	103
Neper	79	Schirmgitterstrom I_{g2}	104
Netzgleichrichter	62, 154, 158, 178	Schirmgittervorwiderstand, Berechnung	101
Netzteil, Berechnung	84	Schnellheizkathode	13
NF-Stufe	31, 34, 129, 140, 176	Schutzgitterbelastung N_{g2}	103
NF-Verstärkung, Berechnung	110	Schutzgitterstrom I_{g2}	104
NF-Verstärkung, Pentoden-	34	Schutzüberzug, Glasröhren	138
Nichtlineare Verzerrungen	67	Schweißung, Stahlkolben	25
Nutzleistung	113	Schweißstellen, Aufbau	146
O		Schwingkreis, Berechnung	121
Obertöne	73	Schwundausgleich	35
Oberwellen	68, 113	Sechspolmischröhre	43
Oberwellen, Berechnung	75, 97	Sechspolregelröhre	36
Ohmsches Gesetz, Formeln	121	Senderband	73
Ohrempfindlichkeit	78	Sekundäremission	19
Oktode	43, 144	Sekundärelektronen	19
Oszillatordröhre	30, 128	Serienheizung, Serienröhre	99, 192
Ovalgitter	43	Serie, Röhren-	8
Ovalkathode	15	Siebung, Dioden-	30
Oxydschicht	12	Siebung der Endstufe	57, 84
P		Sockelung	27
Parallelheizung	99	Sockelanschluß des Gitters	17
Parallelschaltung, Dioden-	29	Spannung, Faden, Schicht $U_{F/S}$	116
Pentode	18	Spannungsgegenkopplung	80
Phonskala	78	Spannungsverstärkung, Berechnung	109, 121
Polbezeichnung	8	Sparkathode	14
Profilträger	23, 25	Sparschaltung, Anodenstrom-	190
Prüfung, Röhren-	26	Sparstromröhren	9, 191
Pumpdröhrchen	26	Sperre, 9 kHz-	58
Q		Sperre, 9 kHz-	91
Quermodulation	74	Sperre, 9 kHz-	121
Quetschfuß	20, 129	Spitzenwert	58
R		Sprach- und Musikschalter	113
Rauscharme Regelröhre	38, 174	Sprechleistung M	95
Rauschspannung, Kurventafel	122	Sprechleistung,-Ermittlung	23
Rauschwiderstand $R_{\text{äq}}$	115	Stahlmantel	23
Regelgitter	36	Stahlröhrenaufbau	69, 93, 107
Regelhexode	35, 141	Steilheit S	70
Regelkurven	37, 39, 71	Steilheitskennlinien	16
Regelkurven, Berechnung	119	Steurgitter	72
Regelpentode	35, 135, 164	Steuerspannung	60
Regelschaltungen	38	Steuerstege	61
Regelspannungserzeugung	28	Steuerung, Leuchtwinkel-	27
		Stiftsockel, alter	27

Stiftsockel, neuer	27	Verstärkungsfaktor	108
Strahlblech	19	Verstärkungsregelung, selbsttätige	35
Streuelektroden	20	Verstärkung, Trioden-	31
Streuungen, Röhren-	96	Verstärkungsvorgang aus Kennlinien	93
Stromdurchgang	11	Verteilungsgitter	45
Stromverteilung	94	Verteilungssteuerung, Hexoden-	45
Systemaufbau, Glasröhren-	20	Vertikalaufbau	21
Systemaufbau, Stahlröhren-	23, 25	Verzerrungen, Zusammensetzung	55
Systemaufbau und Kennlinie	90	Verzerrungen, HF-	69
		Verzerrungsmaß U_T	71
T etrode	19, 195, 212	Verzögerte Regelung	30
Tonzusammensetzung	74	Verzögerungsspannung, Berechnung	119
Transformatorkopplung, Berechnung	111	Virtuelle Kathode	45
Trennschärfe	67	Vollanode	20
Triode	30, 128, 133	Vorwärtsregelung	36
Triode oder Pentode?	52		
		W ärmeabstrahlung	20
Ü bertragerkopplung	91	Wechselstromwiderstand, Berechnung	121
Übersprechen	74	Wendel	14
UKW-Siebung	57	Widerstandsfaden-Schicht R_F/S	116
Ultrakurzstörerschwingungen	57	Widerstandskopplung	91
Urdoxwiderstand	64	Widerstandskopplung, Berechnung	111, 122
Urdoxwiderstand, Tabelle	65	Widerstandskopplung	34, 129, 138
		Widerstandslinie, Konstruktion	91
V -Röhren	191	Widerstandsverstärkung	34, 129, 138
Vakuumherstellung	26	Wiedergabe	75
Vakuummessung	224	Wirksamer Außenwiderstand, Berechnung	121
Vektorenrechnung	109	Wirksame Schicht	12
Vergleichstabelle, Endröhren-	52	Wirkungsweise der Röhre	11
Vergleichstabelle Alte — Neue Röhren	222		
Verlustwinkel	121	Z eitkonstante	30
Verstimmung, Berechnung	117	Zweiweggleichrichtung	63, 154
Verstärkung, Berechnung	108	Zwischenfrequenz, Wahl	47
Verstärkungsberechnung, Empfänger	113		

Nachtrag

Endpentode / Fünfpolendröhre KL 4

Endröhre für Batterieempfänger (direkt geheizt) ähnlich KL1

Technische Daten: $U_f = 2 \text{ V}$ $I_f \text{ ca. } 0,14 \text{ A}$

bei	U_a	135 V	90 V
	U_{g_2}	135 V	90 V
	U_{g_1}	— 4,7 V	— 2,6 V
	I_a	7 mA	4,7 mA
	I_{g_2}	1,0 mA	0,7 mA
	S	2,1 mA/V	1,8 mA/V
	R_i	150 k Ω	170 k Ω
	R_a	19 k Ω	14 k Ω
	$\mathcal{P}_{(10\%)}(10\%)$	0,44 W	0,16 W
	U_{g1ff}	3,3 V eff.	2,0 V eff.
	$N_a \text{ max.}$	= 1 W	
	Sockelschaltung wie KL 1 bzw. KL 2		



