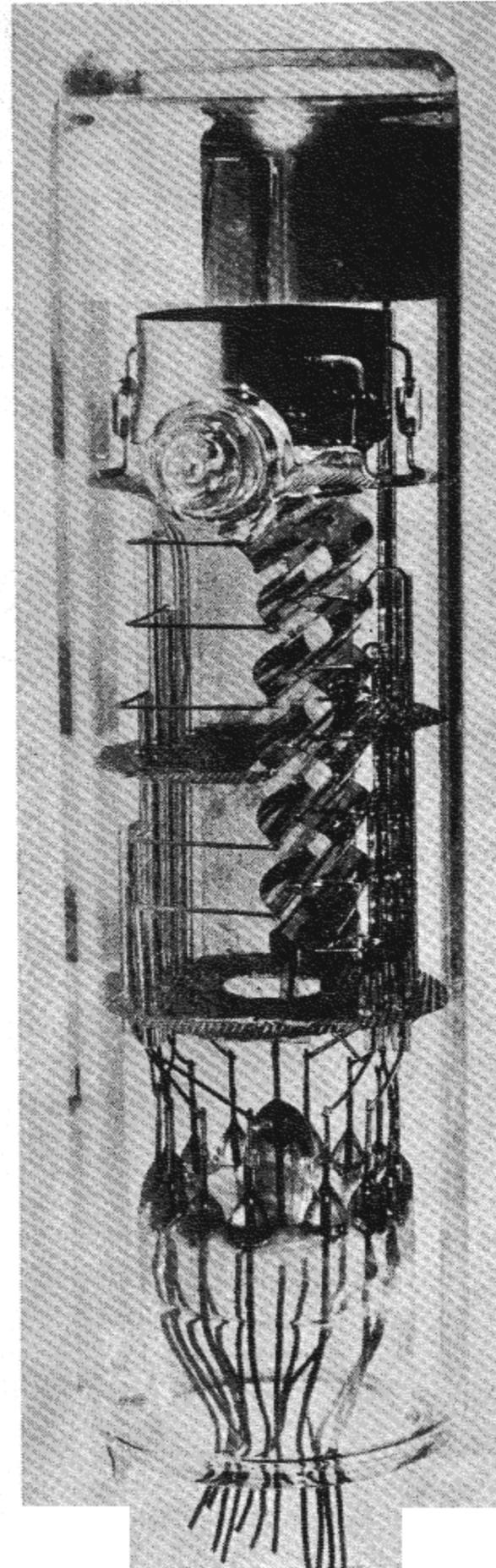


## II. Elektronenröhren und Halbleiterelemente

### 1. Allgemeines

Nachdem im Teil I vorwiegend die physikalischen Grundlagen der Elektronik behandelt wurden, soll nun in diesem Teil II eine Übersicht über die Einrichtungen gegeben werden, in denen die Elektrizitätsleitung durch Vakuum, Gase und in Halbleitern technisch Anwendung findet. Die Elemente mit Stromleitung durch Vakuum und Gase faßt man unter dem Sammelbegriff Elektronenröhren zusammen.

Allen Elektronenröhren ist ein abgeschlossener (evakuierter oder gasgefüllter) Raum gemeinsam, in dem sich eine Kathode und eine oder mehrere weitere Elektroden befinden und in dem in der Hauptsache Elektronen den Stromtransport übernehmen. Innerhalb dieses gemeinsamen Rahmens besteht nun aber eine außerordentliche Vielfalt unterschiedlicher Bauformen. Zielbewußte physikalische Forschung, schöpferische Konstruktionstätigkeit, aber auch Phantasie und Erfindergeist haben Hunderte von Varianten geschaffen, die fast für jedes Anwendungsgebiet einen geeigneten Röhrentyp zur Verfügung zu stellen gestatten. Diese große Familie umfaßt nicht nur die vielen Röhrentypen in Radio- und Fernsehempfängern oder den entsprechenden Sendern, sondern es gehören zum Beispiel auch die Röntgenröhre, die Edulgassicherung, der Quecksilberdampf-Gleichrichter oder das durch die Radartechnik bekannt gewordene Magnetron dazu.



Da unsere Ausführungen sich dem Thema der industriellen Elektronik widmen, scheidet einmal die Röhrentypen aus, die für spezifische Hochfrequenz- und Fernmeldeprobleme geschaffen wurden. Dazu zählen die sogenannten Laufzeitröhren wie Klystrons, Wanderfeldröhren und Magnetrons, die im besonderen in der Mikrowellentechnik Verwendung finden. Auch die Fernseh-Bildaufnahmeröhren (Ikonoskop, Orthikon u. a. m.) sollen aus dem Kreis unserer Betrachtungen ausgeschlossen werden. Einige mehr der physikalischen Forschung angehörende Bauformen wie Teilchenbeschleuniger und das Geiger-Müller-Zählrohr sind bereits im Teil I gestreift worden und werden nicht weiter erwähnt. Auch unter Ausschluß noch einiger weiterer spezieller Röhrentypen bleibt uns immer noch eine sehr reichhaltige Sammlung, die zunächst übersichtlich geordnet und dann im einzelnen betrachtet werden soll.

Eine umfassende Darstellung der uns speziell interessierenden Röhrentypen gibt Fig. 47. Die Röhren können einerseits nach der verwendeten Emissionsart, andererseits aber auch nach dem Vorhandensein oder Nichtvorhandensein einer Gasfüllung gegliedert werden, so daß sich eine zweidimensionale Darstellung ergibt. Der nun folgende Text hält sich ungefähr an das dargestellte Schema. Es werden zunächst also Glühkathodenröhren behandelt, zuerst die Hochvakuum-Ausführungen, dann die Typen mit Gasfüllung. Es schließen die Kaltkathodenröhren an, die tech-

Fig. 46

12stufiger Photomultiplier mit Cäsium-Antimon-Photokathode von 50 mm Durchmesser, Verstärkung bei 3000 Volt ca. 1 Million. Entwicklung durch das Institut für technische Physik an der ETH Zürich

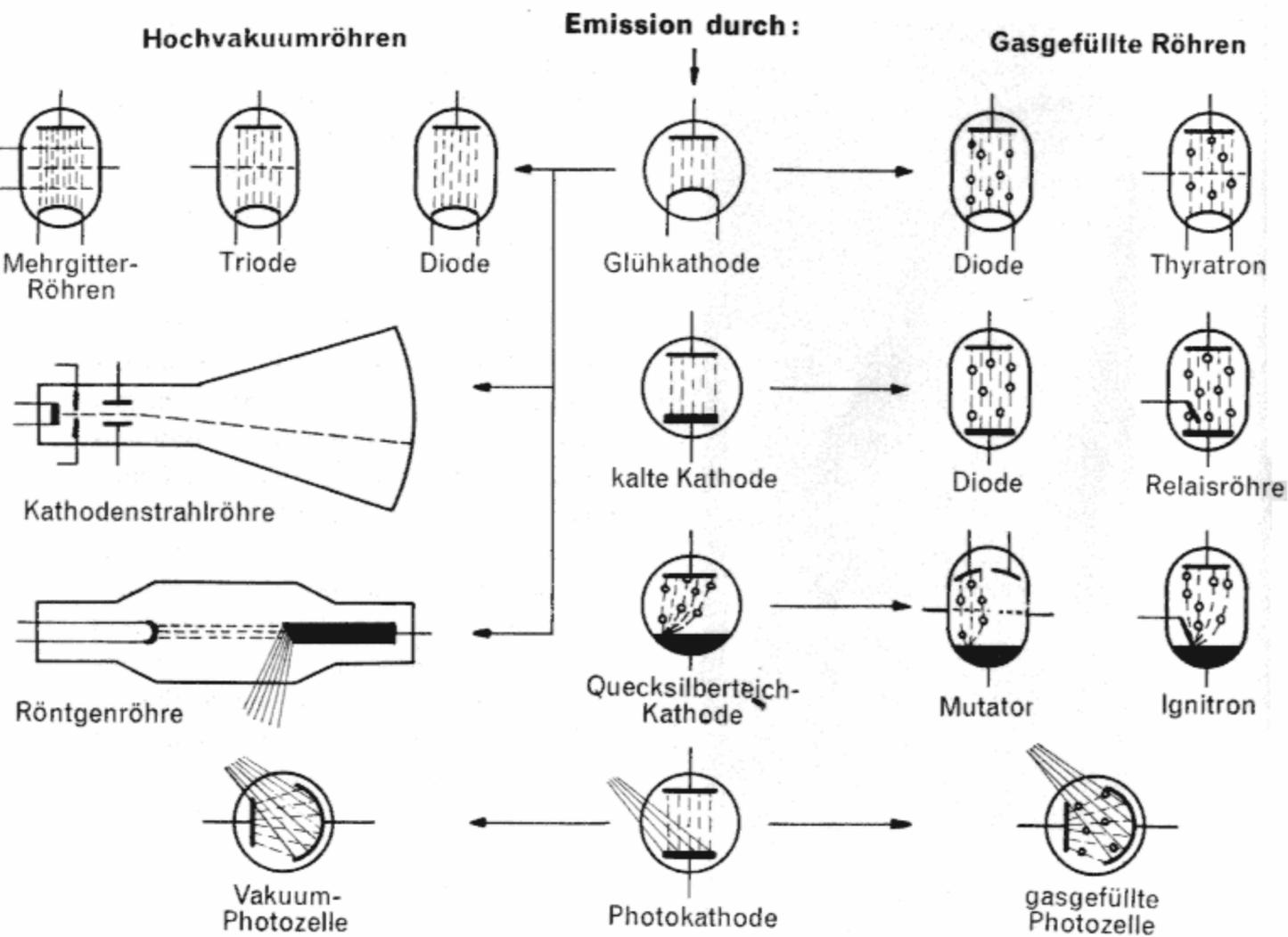


Fig. 47

Übersicht über die Elektronenröhren im Rahmen der industriellen Elektronik

nisch immer mehr an Bedeutung gewinnen, dann die Röhren mit Quecksilberteich-Kathode. Dann wird in Fig. 47 nach links hinübergewechselt: die Kathodenstrahlröhre und die Röntgenröhre finden die ihnen gebührende Berücksichtigung. Den Abschluß bilden die photoelektrischen Einrichtungen, wobei nicht nur die dargestellten Zellen, sondern auch Photoelemente und Photowiderstände Erwähnung finden werden. Nicht in der Fig. 47 sind die Halbleiter-Elemente (Dioden, Transistoren) aufgeführt, da sie nicht zu den Elektronenröhren zählen, aber anschließend trotzdem in diesen Teil II aufgenommen werden.

## 2. Hochvakuumröhren

### a) Aufbau und Benennung

Die wichtigsten Bestandteile einer Hochvakuumröhre sind die Kathode als Elektronensender und die ihr gegenüberstehende Anode, die den emittierten Elektronenschwarm wieder auffängt. Über die Kathode ist bereits berichtet worden. Die Anode besteht aus Nickel- oder Stahlblech, bei Röhren großer Leistung häufig auch

aus Graphit. Zwischen diesen beiden Elektroden sind – abgesehen von der Diode – eines oder mehrere Gitter angeordnet, die wendelförmig aus Molybdän- oder Nickeldraht gewickelt sind. Alle diese Elektroden sind in einen evakuierten Kolben eingeschlossen, der meistens aus Glas besteht, bei gewissen Röhrentypen auch aus Stahlblech. Die isolierte Durchführung der Anschlüsse zu den Elektroden geschieht mittels Drahtverschmelzungen, das heißt die Anschlußdrähte oder Kontaktstifte sind (zum Beispiel bei den Allgläseröhren) in der Preßglas-Grundplatte direkt eingeschmolzen. – Der spiegelnde Belag im Kolbeninnern rührt vom sogenannten Getter her. Es ist dies ein Niederschlag stark gasabsorbierender Metalle (Magnesium oder Barium), der während des Pumpprozesses gebildet wird und im Betrieb Gasreste bindet. Fig. 48 zeigt die Bestandteile einer normalen Verstärkerröhre.

Die Elektronenröhren werden in der Regel nach der Anzahl der Elektroden benannt. Die Diode besitzt zwei Elektroden, also nur Anode und Kathode, sie ist eine Zwei-

polröhre. Kommt ein Gitter hinzu, so entsteht eine Triode oder eine Dreipolröhre. Bei zwei Gittern liegt die Tetrode oder Vierpolröhre vor, bei drei Gittern schließlich die Pentode oder Fünfpolröhre. Diese Benennung erinnert an das Pentagon, das riesige fünfeckige Verwaltungsgebäude in Washington. Die Sechspolröhre wird Hexode, die Siebenpolröhre Heptode, die Achtpolröhre Oktode genannt (vgl. auch «Oktave» = 8. Stufe der Tonleiter). – Oft werden in den gleichen Kolben zwei oder mehr Röhrensysteme eingebaut, es entstehen dann die sogenannten Verbund- oder Kombinationsröhren. Bei Einbau zweier Dioden ergibt sich eine Duodiode, bei Kombination von Diode und Pentode eine Diode-Pentode. Die Bezeichnungen Duodiode-Triode, Duodiode-Pentode oder Triode-Pentode erklären sich damit von selbst.

Für die Typen-Kennzeichnung der Röhren wurde in Europa ein Buchstabencode eingeführt, aus dem die Art der Heizung, das Elektrodensystem und die Anwendung

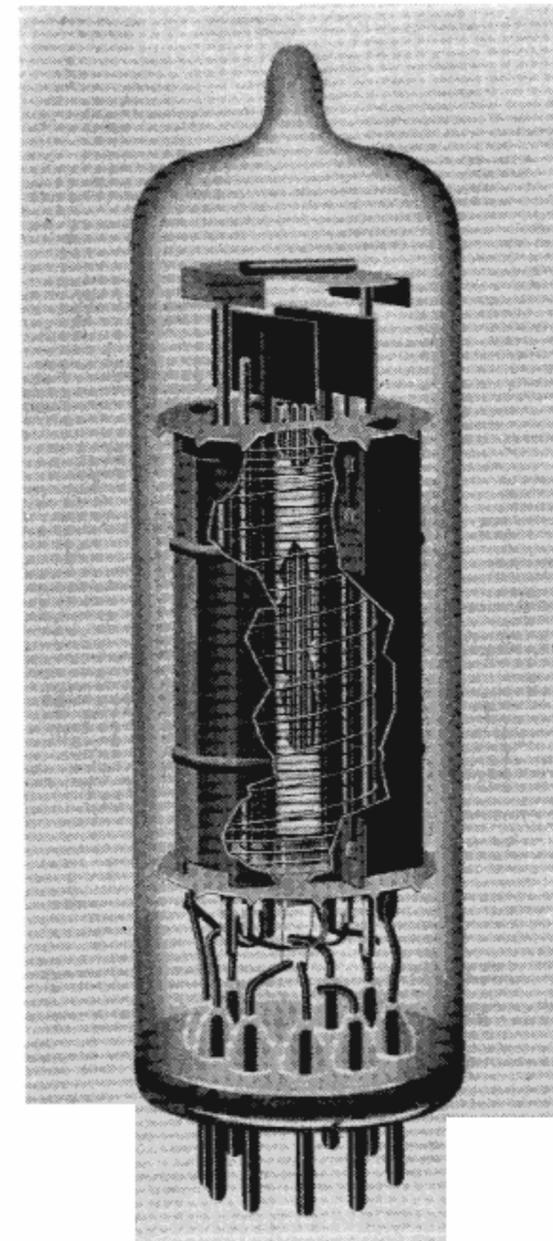


Fig. 48

Aufbau einer normalen Verstärkerröhre (Endpentode EL 84). Man erkennt von innen nach außen die Kathode (teilweise aufgeschnitten), drei Gitter und die Anode in einer Allglashülle mit 9-Stift-Sockel (Novalsockel)

ersichtlich sind. Der erste Kennbuchstabe bezieht sich stets auf die Heizung gemäß Tabelle I, in der nur die heute üblichen Typen aufgeführt sind.

**Tabelle I**

Bedeutung des ersten Buchstabens bei der Kennzeichnung europäischer Röhren

1. Buchstabe	Heizart	bevorzugte Anwendung
D	1,4 V Gleichstrom	Batterie-Empfänger
E	6,3 V Gleich- oder Wechselstrom	Wechselstrom-Empfänger
P	300 mA Gleich- oder Wechselstrom	Fernseh-Empfänger
U	100 mA Gleich- oder Wechselstrom	Allstrom-Empfänger

Dem zweiten Kennbuchstaben kann der Systemaufbau nach Tabelle II entnommen werden.

**Tabelle II**

Bedeutung des zweiten Buchstabens bei der Kennzeichnung europäischer Röhren.

NF = Niederfrequenz, HF = Hochfrequenz.

2. bzw. 3. Buchstabe	Röhrensystem	Anwendung
A	Diode	Gleichrichtung
B	Duodiode	Gleichrichtung
C	Triode	NF-Verstärkung, Schwingungserzeugung
E	Tetrode	NF-Verstärkung, Schwingungserzeugung
F	Pentode	HF/NF-Verstärkung
H	Hexode, Heptode	Misch-Verstärkung
K	Oktode	Misch-Verstärkung + Schwingungserzeugung
L	Pentode	End-Verstärkung
M	Anzeigeröhre	Abstimmungsanzeige (Magisches Auge)
Y	Diode	Einweg-Gleichrichtung
Z	Duodiode	Zweiweg-Gleichrichtung

Die Röhrenbezeichnung enthält außer den Buchstaben noch eine Zahl, die einen Hinweis auf die Ausführung enthält. So bedeuten zum Beispiel die Zahlen von 30 bis 39 Glasröhren mit Oktalsockel, die Zahlen von 80 bis 89 Allglasröhren mit Novalsockel, die Zahlen von 90 bis 99 Allglasröhren in Miniaturtechnik. Beispiele:

EL 34: E = Gleich- oder Wechselstromheizung 6,3 V  
L = Endpentode  
34 = Oktalröhre.

UBC 81: U = Gleich- oder Wechselstromheizung 100 mA (14 V)

BC = Duodiode-Triode

81 = Novalröhre

DAF 91: D = Gleichstromheizung 1,4 V

AF = Diode-Pentode

91 = Miniaturröhre.

Besondere Röhrentypen, zum Beispiel stoß- und vibrationsfeste Konstruktionen, erhalten von diesen Regeln abweichende Bezeichnungen, wie zum Beispiel 18046, eine Langlebensdauer-Pentode (long-life-Röhre) für Telephoniezwecke, oder E 80 CC, eine Zweifach-Triode hoher Zuverlässigkeit und Stoßfestigkeit für Anwendungen im Maschinenbau. – Die Bezeichnungen bei den amerikanischen Röhren sind bedeutend willkürlicher, auf ihre Interpretation kann hier nicht eingegangen werden.

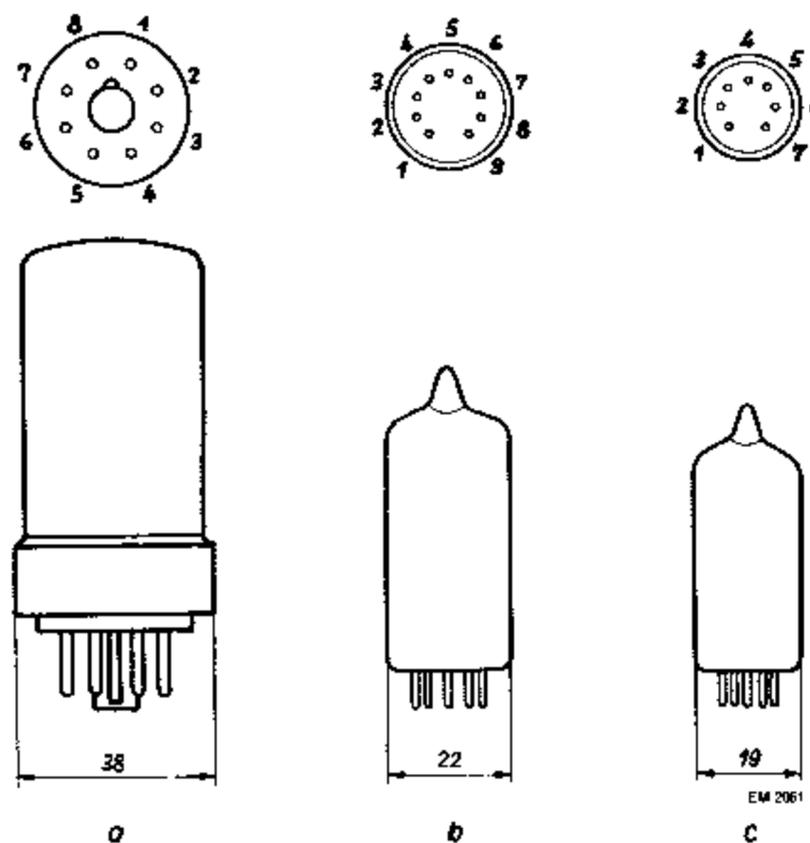


Fig. 49  
Darstellung der äußeren Form und der Sockel einiger gebräuchlicher Röhrentypen. Der Sockel ist als Aufriß der liegenden Röhre gezeichnet, also gegen die Röhre gesehen

a  
Reihe 30...39 mit Oktalsockel  
b  
Reihe 80...89 mit Novalsockel  
c  
Reihe 90...99 mit Miniatursockel

Elektronenröhren müssen wegen ihrer begrenzten Lebensdauer auswechselbar sein, sie besitzen daher Sockel, die in die Fassungen der Geräte gesteckt werden. Einige der gebräuchlichen Sockel für kleinere Röhren sind in Fig. 49 dargestellt. Für den Benutzer von Röhren empfiehlt sich im übrigen die Konsultation der Unterlagen der Röhrenhersteller, zum Beispiel des Philips-Handbuches, das aus mehreren Bänden besteht und alle Röhrendaten enthält.

Fig. 50 veranschaulicht die äußere Entwicklung der Empfängerröhren von den älteren Quetschfuß-Typen (wie bei den Glühlampen) mit Preßstoffsockel bis zu den Allglasstypen in Miniatur- und Subminiatur-Ausführung. Fig. 51 gibt schließ-

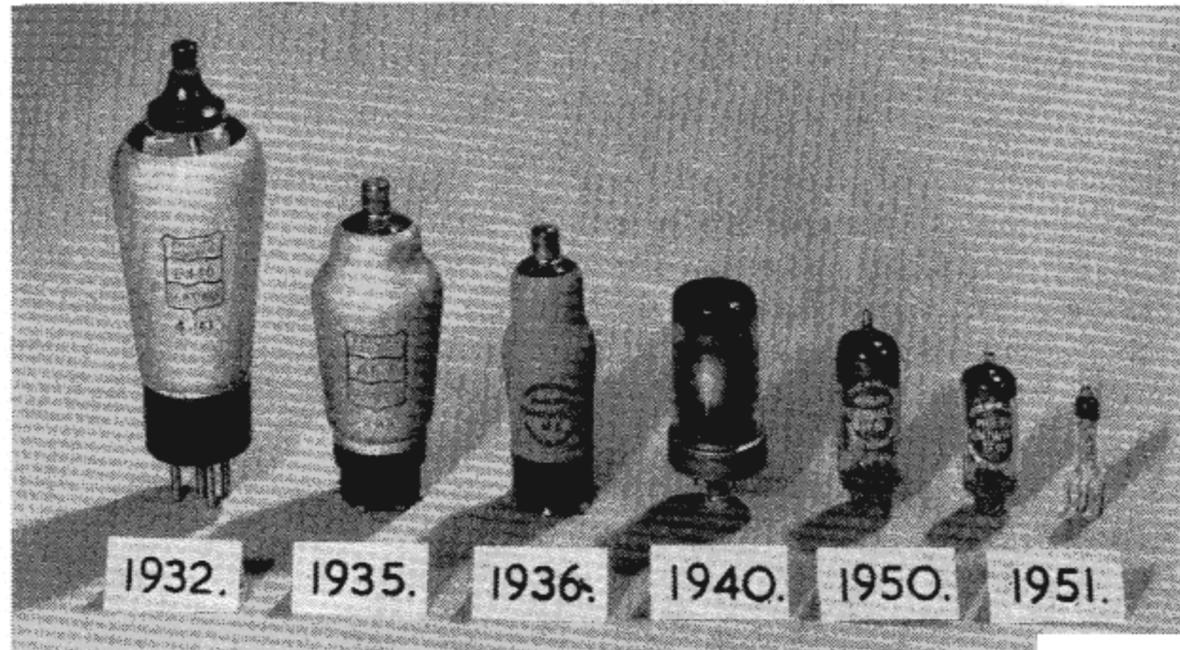
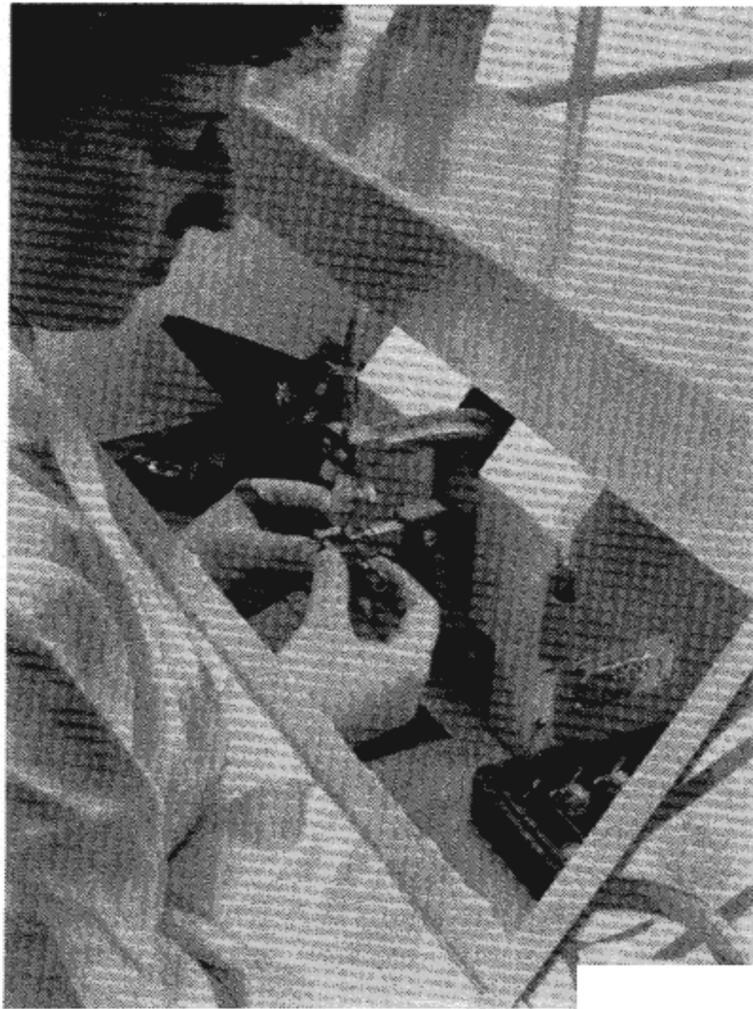


Fig. 50

Darstellung der äußeren Entwicklung der Empfängerröhren seit 1932. Links Quetschfußröhren mit Preßmaterialsockel und Stiften oder Außenkontakten. In der Mitte (1940) eine sogenannte Schlüsselröhre mit metallischem Führungsstift, anschließend Allglasröhren in Noval-, Miniatur- und Subminiatur-technik

Fig. 51

Die Montage des Elektrodenaufbaus moderner Elektronenröhren erfolgt in allseitig geschlossenen staubdichten Kästen, die durch ein Luftzuführungsrohr unter geringem Überdruck gehalten werden. Die Arbeiterin hat ihre Hände durch einen Plastikvorhang gesteckt. Links der Punktschweißmaschine sind Magnete zum Festhalten kleiner Einzelteile zu erkennen (Philips)



lich noch einen Einblick in die Fabrikation der modernen Röhren, bei der enge Toleranzen und Sauberkeit entscheidende Faktoren sind.

### b) Die Diode

Die Diode besteht seit 1884, als Th. A. Edison in seinem berühmt gewordenen Versuch den Austritt von Elektrizität aus dem Glühfaden einer Glühlampe entdeckte. Die Anordnung ist in Fig. 52 dargestellt. Neben dem normalen Kreis für die Speisung des Glühfadens mit der Batterie  $B_1$ , ist ein zweiter Kreis mit einer Batterie  $B_2$  gebildet, der sich über ein Amperemeter und eine zusätzliche plattenförmige Elektrode schließt. Edison stellte fest, daß bei Schaltung der Batterie  $B_2$  nach Fig. 52 in ihrem Kreis ein Strom  $I$  von eingezeichneter Richtung fließt, der offenbar den Weg über die Vakuumstrecke zwischen Platte und Glühfaden nehmen muß. Bei umgepolter Batterie  $B_2$  oder auch bei kaltem Glühfaden war dagegen kein Strom feststellbar.

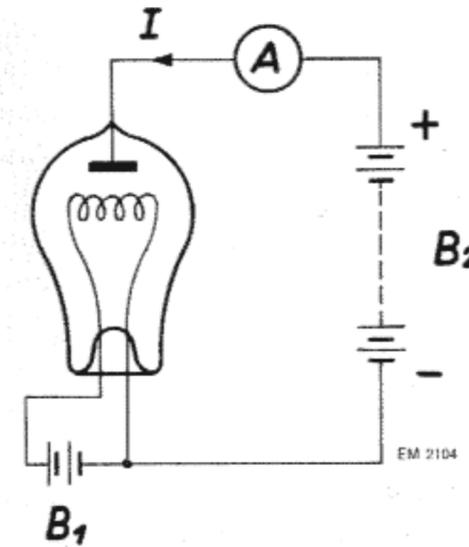
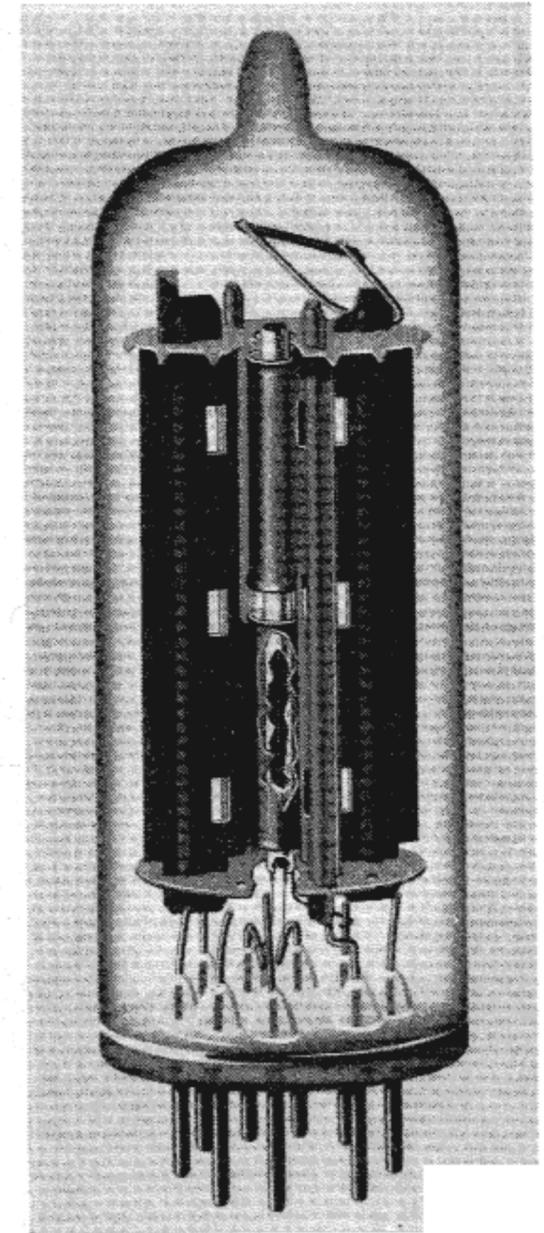


Fig. 52

Edison-Versuch. Wird in eine Glühlampe eine zusätzliche Elektrode eingebaut, so kann zwischen dieser und dem Glühfaden ein Strom fließen, und zwar nur in einer Richtung

Fig. 53

Hochvakuum-Duodiode EZ 80 für Vollweggleichrichtung in Noval-Allglas-Technik. Die röhrenförmigen Anoden sind an senkrecht stehende Blechstreifen befestigt, die zur Kühlung dienen. Die Röhre kann bei 350 V Ausgangs-Gleichspannung dauernd max. 90 mA Gleichstrom liefern



Nach den vorherigen Ausführungen ist der Versuch wie folgt zu deuten: Der Glühfaden stellt eine Kathode mit Thermoemission dar, aber nur dann, wenn er geheizt, das heißt an eine Batterie  $B_1$  angeschlossen ist. Die zusätzliche Elektrode ist die Anode, die bei positiver Polarität gegenüber der Kathode die Elektronen anzieht und in den äußeren Kreis eintreten läßt. Hat die Anode negative Polarität, so werden die emittierten Elektronen, die ja negative Ladung darstellen, von der Anode abgestoßen und bleiben in der Umgebung des Glühfadens; es fließt kein Strom.

Die modernen Vakuum-Dioden lassen allerdings in ihrer äußeren Form ihre Entstehung aus der Glühlampe kaum mehr erkennen. Sie besitzen eine direkt oder indirekt geheizte Kathode und die sie umschließende meist röhrenförmige Anode. Als Beispiel ist in Fig. 53 die Duodiode EZ 80 gezeigt, eine indirekt geheizte Allglasröhre mit zwei Anoden, die als Vollweg-Gleichrichter im Netzteil von Wechselstromempfängern Verwendung findet.

Für den praktischen Betrieb ist die Kennlinie oder die sogenannte Charakteristik der Diode wichtig. Sie kann in einer Schaltung nach Fig. 54 aufgenommen werden. Die Batterie  $B_1$  sei so gewählt, daß sie die normale Heizspannung der Röhre liefert. Die Batterie  $B_2$  («Anodenbatterie») ist mit einem Spannungsteiler  $R$  verbunden, der eine beliebige Teilspannung abgreifen läßt. Diese Teilspannung wird durch ein Voltmeter gemessen (Anodenspannung  $U_a$ ) und über ein Amperemeter für den Anodenstrom  $I_a$  an Anode und Kathode der Diode angeschlossen. Die Kennlinie ist der Zusammenhang zwischen Anodenspannung  $U_a$  und Anodenstrom  $I_a$ ; man steigert also  $U_a$  von Null her (Abgriff ganz unten) stufenweise, liest den jeweiligen  $I_a$ -Wert ab und trägt die Wertepaare  $(U_a, I_a)$  graphisch auf.

Die entstehende Kennlinie ist in Fig. 55 festgehalten. Man würde eigentlich das folgende Verhalten der Diode erwarten: Bei negativer Anodenspannung (Batterie  $B_2$  umgepolt) stößt die negative Anode alle emittierten Elektronen ab, es fließt kein Strom. Bei positiver Anodenspannung zieht die positive Anode alle Elektronen an, es fließt der volle Sättigungsstrom  $I_s$ , den die Kathode überhaupt emittieren kann (gestrichelte Kennlinie). Die wirkliche Kennlinie weicht aber von dieser idealen Form beträchtlich ab.

Der Hauptgrund dafür ist die sogenannte Raumladung. Sie entsteht durch die aus der Kathode verdampften Elektronen. Bei kleiner Anodenspannung  $U_a$ , also

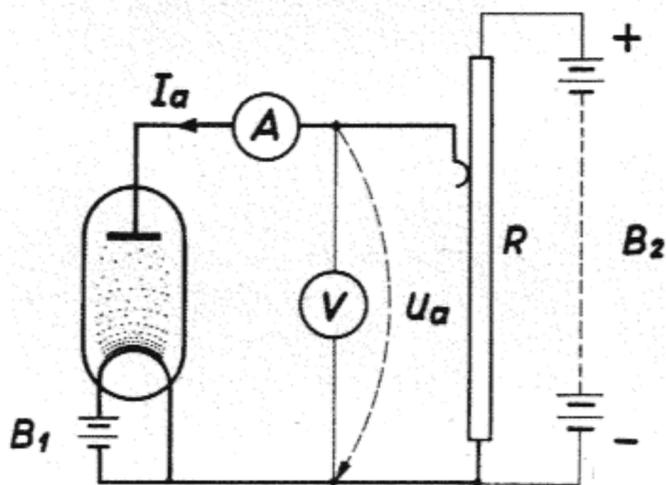


Fig. 54  
Schaltung zur Aufnahme der  $I_a - U_a$ -Kennlinie einer Diode. In der schematischen Darstellung der Diode ist die Raumladung angedeutet

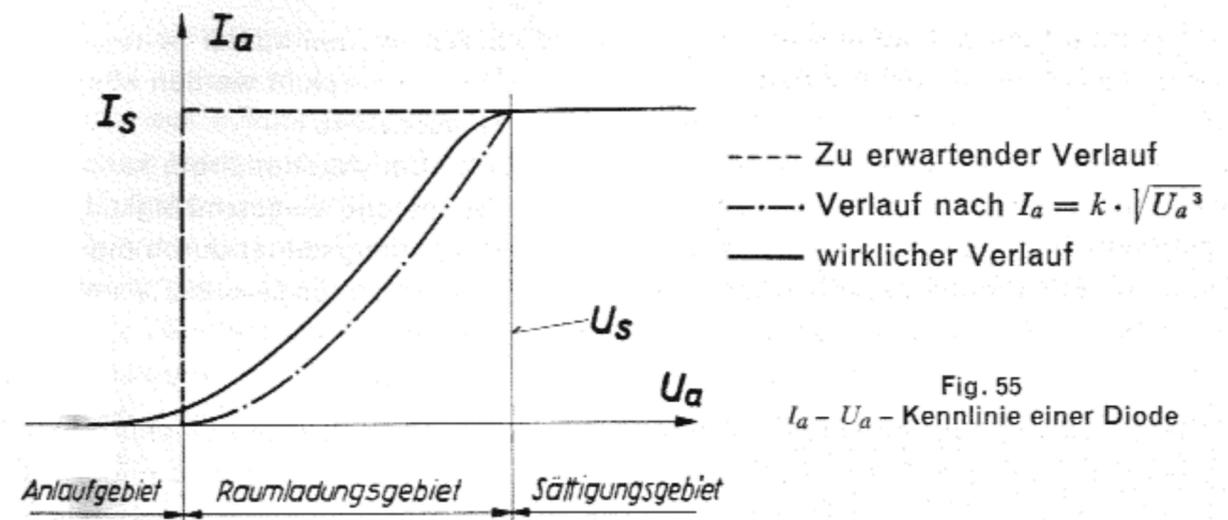


Fig. 55  
 $I_a - U_a$ -Kennlinie einer Diode

schwachem elektrischem Feld zwischen Anode und Kathode, häufen sich die emittierten Elektronen in der Nähe der Kathode an (siehe auch Fig. 40a). Sie bilden eine negative Raumladungswolke, die das Verdampfen neuer Elektronen erschwert. Mit zunehmender Anodenspannung  $U_a$  wird durch die immer stärker wirkende positive Anode die Raumladung immer mehr abgebaut, der Elektronenstrom nimmt zu. Aber erst bei der relativ hohen Sättigungsspannung  $U_s$  (einige 100 V) fließt der volle Sättigungsstrom  $I_s$ . Den Teil der Kennlinie, der von der Raumladung beeinflusst ist, nennt man Raumladungsgebiet.

Der Anstieg des Anodenstroms  $I_a$  im Raumladungsgebiet kann theoretisch berechnet werden, was auf den Zusammenhang führt:

$$I_a = k \cdot \sqrt{U_a^3}$$

Der Anodenstrom ist also proportional zur Wurzel aus der 3. Potenz der Anodenspannung ( $k$  ist eine Konstante). In Fig. 55 ist diese Beziehung strichpunktiert eingezeichnet.

Die wirklich gemessene Kennlinie weicht aber vor allem bei den Anodenspannungen  $U_a \approx 0$  und  $U_a \approx U_s$  von dieser theoretischen Kennlinie ab. Bei  $U_a \approx 0$  fließt bereits ein kleiner Anodenstrom beispielsweise von etwa 0,2 mA pro Diode bei der EZ 80, der auch bei kleinen negativen  $U_a$ -Werten nicht ganz verschwindet. Der Grund dafür liegt in der statistischen Verteilung der Geschwindigkeiten der emittierten Elektronen. Es gibt immer sehr schnelle Elektronen, die auch gegen eine negative Anode «anlaufen» können. Das entsprechende Gebiet der Kennlinie heißt daher Anlaufgebiet. Bei  $U_a \approx U_s$  ist die wirkliche Kennlinie abgerundet, was von der ungleichmäßigen Temperatur der Kathode infolge Wärmeableitung an den Enden herrührt.

Bei den üblichen Dioden arbeitet man praktisch stets im Raumladungsgebiet weit unterhalb der Sättigung; bei Betrieb mit den Sättigungswerten würde die Röhre überlastet. Die Raumladung bewirkt, daß bei solchen Dioden mit relativ kleinen Strömen und hohen Spannungen gearbeitet werden muß, was hohen Innenwiderständen entspricht. Beispielsweise hat die in Fig. 53 dargestellte Duodiode bei 15 V Anodenspannung einen Anodenstrom von 40 mA, sie wirkt also dann als

Widerstand von  $15 \text{ V}/40 \text{ mA} = 0,375 \text{ k}\Omega = 375 \Omega$ . Wir werden später sehen, daß mit gasgefüllten Dioden bedeutend kleinere Widerstände erreicht werden können, die aber mit gewissen Nachteilen erkauft werden müssen.

Bis zu welchen Grenzwerten von Anodenspannung oder Anodenstrom kann die Vakuumdiode beansprucht werden? Es gilt hier die gleiche Gesetzmäßigkeit wie bei den meisten elektrischen Apparaten: Ihre Leistungsfähigkeit ist durch die entstehende Erwärmung begrenzt. Ein elektrischer Zimmerofen für  $U = 220 \text{ V}$  nehme einen Strom  $I = 5 \text{ A}$  auf, er ist also für eine Leistung

$$P = U \cdot I = 220 \text{ V} \cdot 5 \text{ A} = 1100 \text{ W}$$

gebaut. Wird er zum Beispiel an  $380 \text{ V}$  gelegt, so steigt auch seine Leistung entsprechend (auf das Dreifache!), und der Ofen würde infolge Überhitzung bald Schaden nehmen. Bei der Diode gilt für die aus der Anodenbatterie eingespeiste Leistung dasselbe wie beim Ofen, es ist also die sogenannte Anodenverlustleistung

$$P_a = U_a \cdot I_a$$

ein Maß für die zulässige Belastung der Röhre.

Hinsichtlich des örtlichen Auftretens der Erwärmung besteht allerdings ein Unterschied zum elektrischen Ofen. Bei diesem wird die zugeführte elektrische Leistung längs der ganzen Länge der Heizwendel gleichmäßig in Wärme umgesetzt. Bei der Elektronenröhre hingegen fallen die von der Kathode emittierten Elektronen durch das Vakuum – also widerstandslos und daher ohne Energieverlust – und prallen dann auf die Anode, wo nun ihre volle Energie durch das Abbremsen in Wärme umgesetzt wird. Die Anodenverlustleistung ist daher auf die Anode konzentriert, diese wird heiß und kann bei Sende- und Endverstärkerröhren bis zur Rotglut kommen. Diese durch Wärmeleitung und Strahlung abzuführende Wärmeenergie darf, damit die Anode nicht beschädigt wird, einen bestimmten Grenzwert nicht überschreiten, der für jeden Röhrentyp eine vom Benutzer einzuhaltende Konstante ist. Während bei kleinen Röhren die Anodenverlustleistung auf wenige W begrenzt ist, kann sie bei großen Senderöhren Werte von vielen kW erreichen und wird dann nur dank besonderer Kühlmaßnahmen (erzwungene Luft- oder Wasserkühlung) beherrscht. Zur Erwärmung der Röhren trägt natürlich auch die Heizleistung bei, die in der Kathode ebenfalls in Wärme umgesetzt wird.

Vakuumdioden finden praktische Anwendung in Einweg- und Vollweg-Netzspannungsgleichrichtern und zur sogenannten Demodulation von Hochfrequenzschwingungen. Dank dem Vakuum isoliert die Röhre ausgezeichnet und kann bei geeignetem Aufbau auch zur Gleichrichtung bei Hochspannung verwendet werden, wie sie zum Beispiel für den Betrieb von Röntgenröhren erforderlich ist. In neuerer Zeit werden die Vakuumdioden allerdings in vielen Fällen durch Halbleiterdioden ersetzt.

### c) Die Triode

Für den Telegraphieverkehr war die Verstärkung der ankommenden schwachen Zeichen mit einem Relais schon seit 1844 (S. F. B. Morse) bekannt. Die Verstärkung der schnellen Schwingungen, die bei Telephonie entstehen, bot dagegen bedeutend

mehr Schwierigkeiten. Welch hoher Wert einem «Telephonrelais» zugemessen worden war, geht aus einem Preisausschreiben der amerikanischen Firma Erie Telephone Co. vom Jahre 1899 hervor, die einen Preis in der Höhe von 1 Million Dollar für einen solchen Apparat aussetzte!

Unabhängig voneinander fanden der Österreicher Robert von Lieben und der Amerikaner Lee de Forest im Jahre 1906 brauchbare Lösungen dieses Problems. In seinem berühmt gewordenen deutschen Patent Nr. 179 807 (Anmeldung am 3. März 1906) schlug Lieben eine Glühkathodenröhre etwa von den Abmessungen der heutigen Oszillographenröhren vor, in der der Elektronenstrahl magnetisch oder elektrostatisch abgelenkt wurde, womit ein mehr oder weniger großer Teil des Strahles durch einen Spalt auf die Anode gelangte. Bei späteren Versuchen zeigte es sich, daß diese Strahlsteuerung noch besser durch ein eigentliches Gitter zwischen Kathode und Anode erfolgen kann. Fig. 56 zeigt die Anordnung dieser Röhre mit Gittersteuerung, die sogenannte Lieben-Röhre. Lee de Forest meldete am 29. Januar 1907 eine «Audion-Röhre» zum Patent an, die ein Steuergitter zwischen

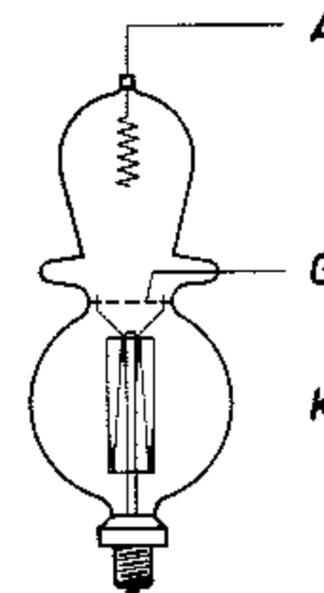


Fig. 56  
«Lieben-Röhre» mit Anode A, Kathode K und dem diese bei den Elektroden vollständig trennenden Gitter G

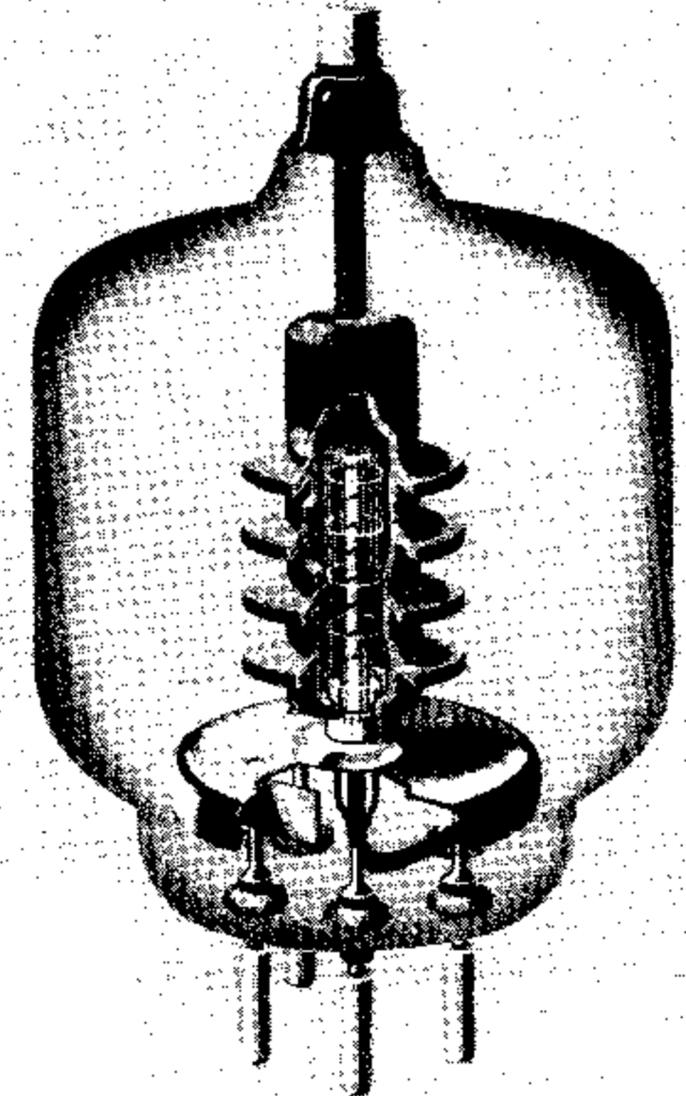


Fig. 57  
Schnittbild der TB 3/750, einer Allglas-Triode für die Verwendung als Verstärker oder Oszillator vorwiegend für industrielle Anlagen (Hochfrequenz-Heizung). Durchmesser 87 mm, Anodenverlustleistung 250 W. Unter der mit Kühlrippen versehenen Anode ist eine Abschirmung, die die Bodenplatte gegen schädliche Heizeinwirkung schützt

Kathode und Anode enthielt. Forest bezweckte allerdings mit seiner Schaltung nicht eine Verstärkung, sondern eine Detektorwirkung; das Audion sollte den damals verwendeten Kristalldetektor ersetzen. Erst einige Jahre später stellte man fest, daß die Audion-Röhre auch als Verstärker sehr gut arbeiten konnte. Die weitere Entwicklung schloß sich dann eher an die von Forest angegebene Linie an. Während sowohl die Lieben- als auch die Forest-Triode noch einen geringen Gasgehalt aufwiesen, sind die modernen Verstärker-Trioden praktisch völlig evakuiert und besitzen daher keine wesentliche Ionenbildung. Die Triode für Radioempfänger ist ähnlich aufgebaut wie die Verstärkerröhre nach Fig. 48, natürlich nur mit einem Gitter. Für industrielle Anlagen braucht es größere Typen, zum Beispiel die Allglas-Triode TB 3/750, die in Fig. 57 abgebildet ist.

Auch bei der Triode werden ihre Betriebseigenschaften durch Kennlinien erfaßt. Die Schaltung zur Aufnahme solcher Kennlinien ist in Fig. 58 dargestellt. Gegenüber der Schaltung nach Fig. 54 ist ein Gitterkreis hinzugekommen, der aus einer Batterie  $B_1$  gespeist wird. Ihre Spannung liegt an einem Spannungsteiler, dessen fester Mittelabgriff mit der Kathode verbunden ist. Der verschiebbare Abgriff kann somit gegenüber der Kathode sowohl positive als auch negative Polarität besitzen. Er ist über ein Ampèremeter für den Gitterstrom  $I_g$  mit dem Gitter verbunden; die zwischen Gitter und Kathode liegende Spannung  $U_g$  wird in einem Voltmeter gemessen.

Eine erste Kennlinie entsteht, wenn die Anodenspannung  $U_a$  auf einem bestimmten Wert festgehalten wird ( $U_a = \text{«Parameter»}^1$ ), während die Gitterspannung  $U_g$  verändert wird und sowohl Anodenstrom  $I_a$  als auch Gitterstrom  $I_g$  beobachtet werden. Ein wichtiges Resultat sei vorweggenommen: solange die Gitterspannung  $U_g$  negativ ist, fließt praktisch kein Gitterstrom  $I_g$ . Denn zu einem negativen Gitter können nur sehr wenige Elektronen gelangen, und solange  $U_g$  unter etwa  $-1$  V liegt, ist auch der Anlaufstrom (Fig. 55) vermieden. Trotzdem kann auch bei Gitterspannungen unter  $-1$  V der Anodenstrom  $I_a$  wirksam beeinflußt werden! Es resultiert somit eine ideale Relaiswirkung; praktisch leistungslos und zudem fast trägheitslos kann der aus der Anodenbatterie  $B_2$  kommende Strom  $I_a$  gesteuert werden. Da in den weitaus häufigsten Fällen das Gitter durch eine negative Vorspannung auf Werten unter  $-1$  V gehalten wird, braucht der Gitterstrom  $I_g$  nicht weiter berücksichtigt zu werden. Es interessiert daher lediglich der Zusammenhang zwischen Anodenstrom  $I_a$  und Gitterspannung  $U_g$ . Die bei einer Röhre ECC 82 (Erklärung der Buchstaben S. 48) aufgenommenen Werte zeigt Fig. 59 in der linken Hälfte. Hält man die Anodenspannung  $U_a$  auf 250 V fest, so zeigt die entsprechende Kennlinie, daß mit  $U_g = -20$  V der Anodenstrom völlig gesperrt werden kann. Je höher  $U_g$  steigt, desto größer wird der Anodenstrom  $I_a$ . Mit Rücksicht auf die Erwärmung der Röhre kann bei Dauerbetrieb der Anodenstrom bis zu 11 mA gesteigert werden, was bei  $U_g = -8,2$  V erreicht ist. Kurzzeitig darf natürlich höher gegangen werden, weshalb die Kennlinie über diesen Punkt hinaus aufgenommen und dargestellt ist.

<sup>1)</sup> Unter dem Parameter versteht man in der Meßtechnik eine während einer Meßreihe konstant gehaltene Größe, die für eine zweite Meßreihe auf einen neuen, festen Wert gebracht wird.

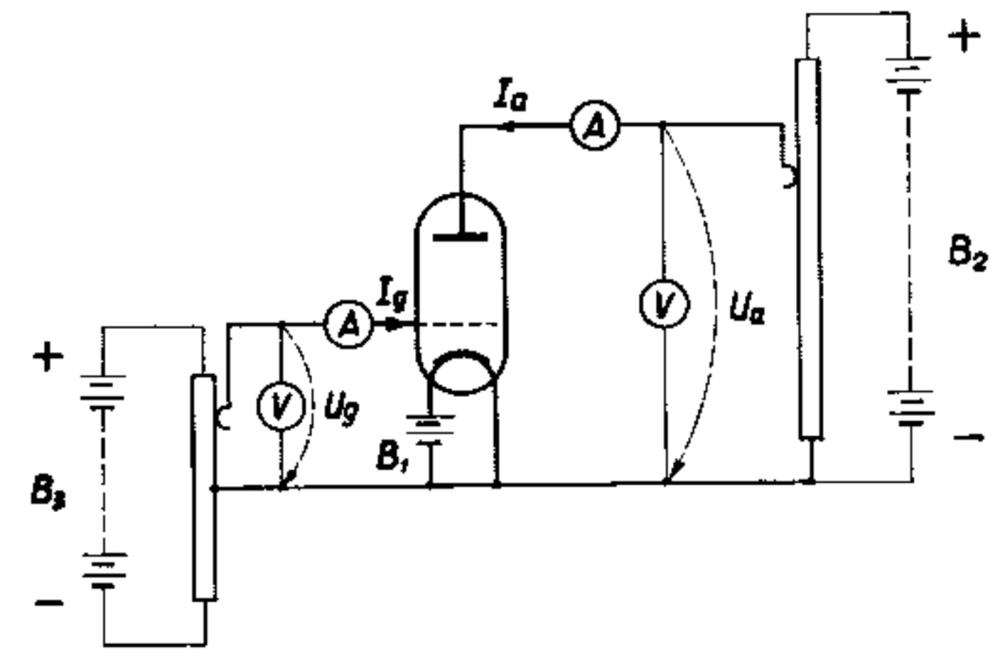


Fig. 58  
Schaltung zur Aufnahme der Kennlinien einer Triode

Wie ist diese  $I_a - U_g$ -Kennlinie zustande gekommen? Die elektrodynamische Ableitung kann hier nicht behandelt werden. Dagegen kann man sich die Verhältnisse an einem mechanischen Modell veranschaulichen, das an das Topfmodell in Fig. 39 anknüpft. Ein von der Kathode emittiertes Elektron unterliegt den durch Gitterspannung und Anodenspannung bestimmten elektrischen Feldkräften, es bewegt sich durch die Gitterstäbe hindurch und fällt auf die Anode. Es kann nachgewiesen werden, daß diese Elektronenbewegung im Modellversuch nachgebildet werden kann, wenn man kleine Stahlkugeln auf einer passend aufgespannten Gummimembrane laufen läßt. Fig. 60 zeigt eine Triodennachbildung im Schnitt. M ist eine Gummihaut, die einerseits am die Kathode darstellenden Topf K, andererseits am die Anode ersetzenden Ring A befestigt ist. Man stelle sich die ganze Anordnung räumlich wie ein rundes Zirkuszelt vor. Es fehlen auch die Masten G nicht, die nun den Einfluß des Gitters veranschaulichen. Die Höhenunterschiede von K zu G und von K zu A entsprechen der Gitterspannung  $U_g$  bzw. der Anodenspannung  $U_a$ . Je tiefer die negative Gitterspannung gewählt wird, desto höher müssen die Gitterstäbe gestellt werden; je höher die positive Anodenspannung ist, desto tiefer liegt der «Anodenring».

Fig. 60a stellt den Fall einer großen negativen Gitterspannung dar. Eine infolge Thermoemission aus dem Kathodentopf hüpfende Kugel läuft je nach ihrer anfänglichen Geschwindigkeitsrichtung entweder gegen einen der Gitterstäbe an (von wo sie bald zur Umkehr veranlaßt wird, Kurve 1) oder gegen den Sattel zwischen zwei Gitterstäben (Kurve 2), den aber nur schnelle Kugeln überwinden können. Bei der Röhre heißt dies, daß auch nur schnelle Elektronen die Anode erreichen können, während alle übrigen zur Umkehr gezwungen werden: es fließt ein kleiner Anodenstrom. In Fig. 60b ist die negative Gitterspannung relativ klein. Immer noch weisen die «Gitterberge» alle anrollenden Kugeln ab: es fließt kein Gitterstrom. Dagegen

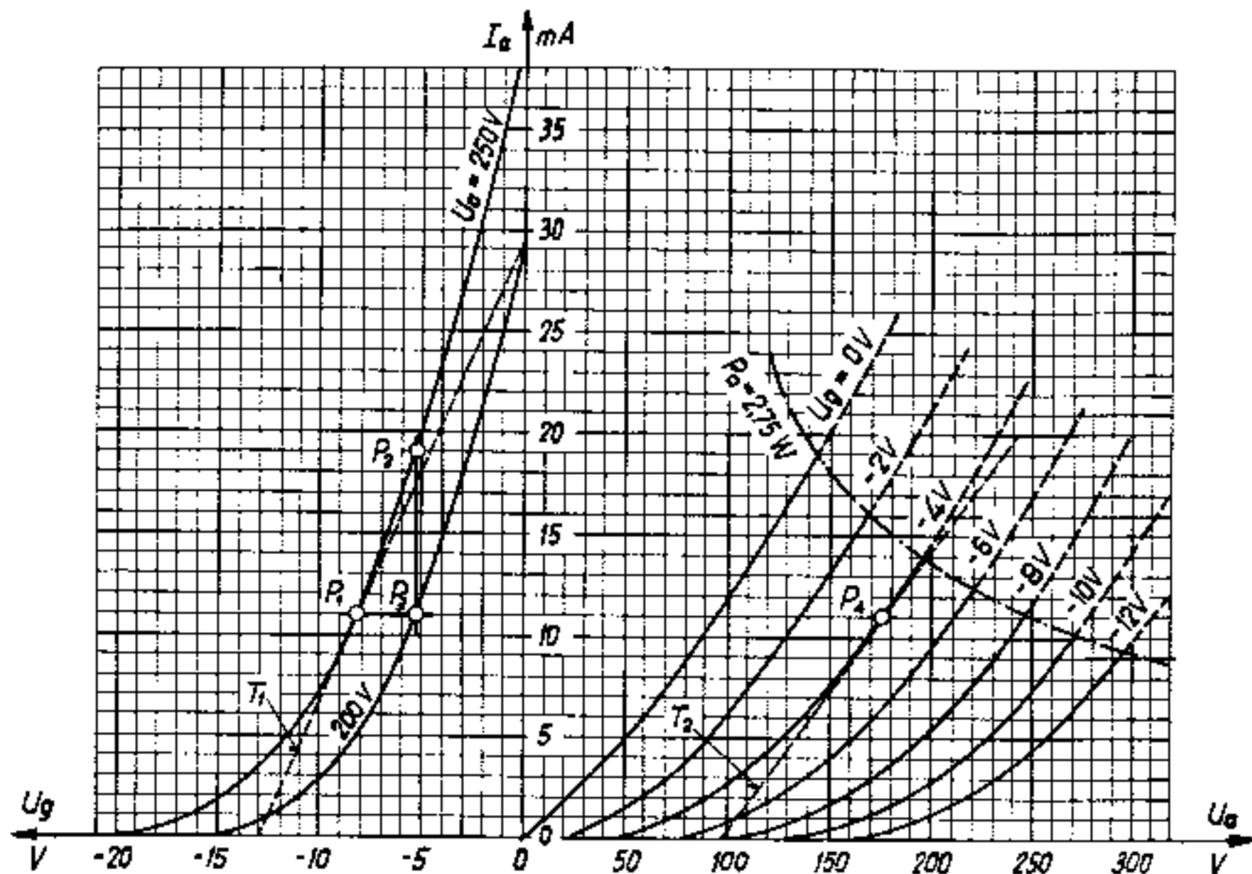


Fig. 59

$I_a - U_g$  - Kennlinien (links) und  $I_a - U_a$  - Kennlinien (rechts) der Duotriode ECC 82

lassen die dazwischen liegenden Sättel alle Kugeln durch: es fließt ein großer Anodenstrom.

Das Gummimembranmodell läßt noch folgendes erkennen: Ist das Gitter eng gewickelt, mit geringem Abstand zwischen benachbarten Windungen, so entspricht dies im Modell einer großen Anzahl von Gitterstäben. Die Sättel zwischen benachbarten Gitterstäben sind daher relativ wenig eingesenkt, und es braucht nur eine kleine negative Gitterspannung, um den Anodenstrom klein zu halten. Beim Modell der Röhre mit weiter gewickeltem Gitter ist die Zahl der Gitterstäbe kleiner, und die Sättel liegen tiefer; es braucht eine große negative Gitterspannung (Gitterstäbe höher gestellt), um den Anodenstrom auf kleine Werte zu steuern. Für die gleiche Anodenstromänderung  $\Delta I_a$  braucht die erste Röhre eine kleine Gitterspannungsänderung  $\Delta U_g$ , die zweite Röhre eine große Gitterspannungsänderung  $\Delta U_g$ .

Wir kehren zurück zur  $I_a - U_g$ -Kennlinie in Fig. 59. Daß sie bei kleinerer Anodenspannung  $U_a$  (200 V) nach rechts verschoben ist, verstehen wir jetzt anhand des Gummimembranmodells: Der Anodenring ist weniger tief als bei  $U_a = 250$  V, und die Sättel zwischen den Gitterstäben können daher nur gleich tief gehalten werden (gleicher Anodenstrom!) wie bei  $U_a = 250$  V, wenn zugleich der Gitterspannung ein kleinerer negativer Wert gegeben wird.

Die Steuerwirkung der Gitterspannung auf den Anodenstrom kann durch die sogenannte Steilheit erfaßt werden. Wird die Gitterspannung von einem bestimmten

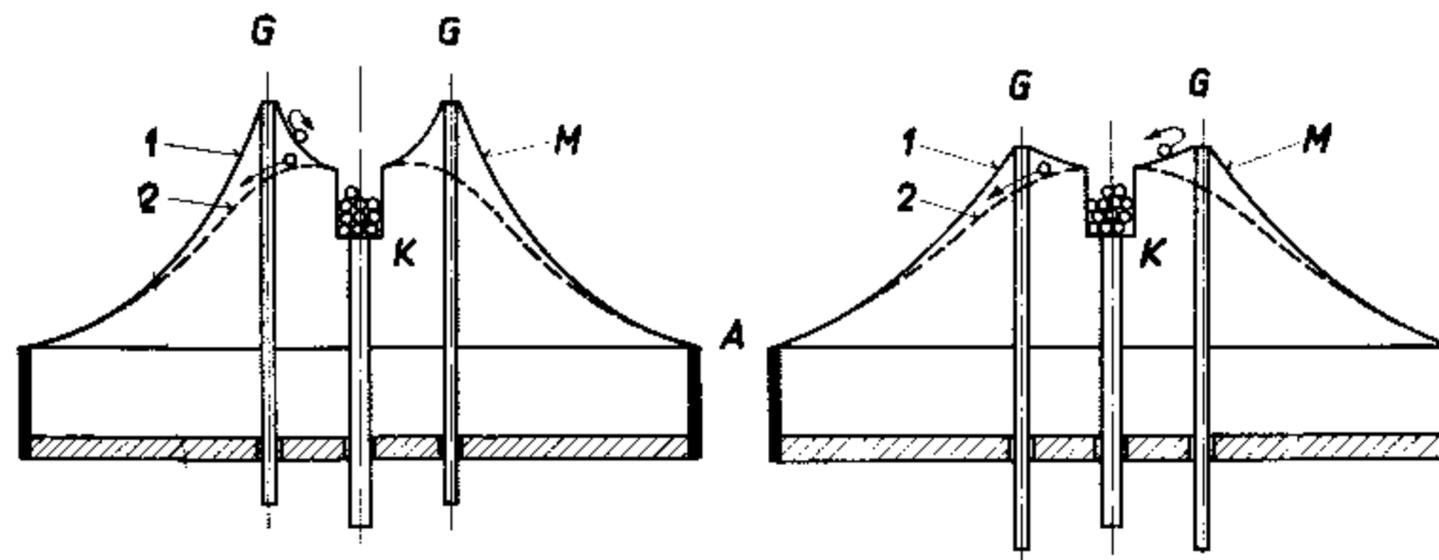


Fig. 60a

Große negative Gitterspannung

Fig. 60b

Kleine negative Gitterspannung

Gummimembranmodell für die Untersuchung der Wirkungsweise einer Vakuumtriode  
M Gummimembrane - K Kathode mit Thermoemission - G Gitterstäbe - A Anodenring -  
1 Weg der Kugeln über die Gitterstäbe - 2 Weg der Kugeln durch die Gittermaschen

Wert aus um einen kleinen Betrag  $\Delta U_g$  geändert, so resultiert eine bestimmte Änderung des Anodenstroms  $\Delta I_a$ . Die Steilheit  $S$  ist der Quotient dieser Änderungen:

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g} \quad 1)$$

Es ist dabei vorausgesetzt, daß bei dieser Messung die Anodenspannung  $U_a$  konstant bleibt. Wird beispielsweise bei der ECC 82 die Gitterspannung von  $-8,2$  V auf  $-5,3$  V erhöht, so steigt der Anodenstrom (bei  $U_a = 250$  V) von  $11$  mA auf  $19$  mA (Punkte  $P_1$  und  $P_2$ ). Es ist also:

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g} = \frac{19 \text{ mA} - 11 \text{ mA}}{8,2 \text{ V} - 5,3 \text{ V}} = \frac{8 \text{ mA}}{2,9 \text{ V}} = 2,76 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

Die Steilheit wird also in mA/V gemessen. Hätten wir die Gitterspannung in einem anderen Bereich, zum Beispiel zwischen  $-8,2$  V und  $-4$  V verändert, so wäre ein etwas anderer Wert der Steilheit  $S$  entstanden. Dies rührt davon her, daß die  $I_a - U_g$ -Kennlinie nicht geradlinig verläuft. Die Steilheit  $S$  der Kurve im Punkte  $U_g = -8,2$  V wird um so genauer erfaßt, je kleiner die Änderung  $\Delta U_g$  gewählt wird. Graphisch läuft dies darauf hinaus, daß im interessierenden Punkte ( $P_1$ ) die Tangente  $T_1$  an die Kurve gezeichnet wird, deren Steilheit nun zu bestimmen ist. Sie kann direkt aus den Abschnitten auf  $U_g$ - und  $I_a$ -Achse ermittelt werden:

$$S = \left( \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g} \right)_{\text{Tangente}} = \frac{29,5 \text{ mA}}{13 \text{ V}} = 2,27 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

1) Der griechische Buchstabe  $\Delta$ , gesprochen Delta, wird bei mathematischen Formulierungen im Sinne von «Änderung von...», «Differenz von...» verwendet.

Legt man in Gedanken die Tangente an verschiedene Punkte der Kennlinie, so kann leicht erkannt werden, daß zum Beispiel bei  $U_g = -18 \text{ V}$  die Steilheit klein ist und bei steigender Gitterspannung immer größer wird.  $S$  ist also keine Röhrenkonstante, sondern hängt vom jeweiligen Anodenstrom  $I_a$  ab.

Für die Definition der Steilheit wurde vorausgesetzt, daß die Anodenspannung  $U_a$  konstant bleibt. Nun ist aber dies in den üblichen Verstärkerschaltungen nicht der Fall. Eine solche Verstärkerschaltung entsteht, wenn in Fig. 58 anstelle des Amperemeters für den Anodenstrom  $I_a$  ein Arbeitswiderstand  $R_a$  von zum Beispiel einigen  $\text{k}\Omega$  eingeschaltet wird. Die Gitterspannung sei vorerst zu  $U_g = -8,2 \text{ V}$  gewählt, was bei  $250 \text{ V}$  Anodenspannung  $11 \text{ mA}$  Anodenstrom ergibt (ECC 82). Bei diesem Anodenstrom resultiert ein bestimmter Spannungsabfall an  $R_a$ , um den die aus der Batterie  $B_2$  abgegriffene Spannung erhöht werden muß, damit an der Anode wirklich  $250 \text{ V}$  liegen. Nun werde die Gitterspannung auf  $-4 \text{ V}$  erhöht. Wäre  $U_a$  konstant, so würde  $I_a$  auf  $23,5 \text{ mA}$  steigen! Dies kann aber nicht der Fall sein, da gleichzeitig mit einer Zunahme von  $I_a$  auch der Spannungsabfall an  $R_a$  zunimmt, was ein Absinken der Anodenspannung zur Folge hat. Ist sie beispielsweise auf  $U_a = 200 \text{ V}$  gefallen (dieses Absinken hängt von der Größe von  $R_a$  ab), so fließt nun bei  $U_g = -4 \text{ V}$  ein Anodenstrom  $I_a = 14,5 \text{ mA}$ . Die Anodenstromänderung ist also statt  $23,5 \text{ mA} - 11 \text{ mA} = 12,5 \text{ mA}$  nur  $14,5 - 11 \text{ mA} = 3,5 \text{ mA}$ .

Aus diesen Überlegungen resultiert, daß im praktischen Betrieb die Anodenstromänderungen  $\Delta I_a$  nicht nur von den Gitterspannungsänderungen  $\Delta U_g$ , sondern auch von den Anodenspannungsänderungen  $\Delta U_a$  beeinflusst werden. Die aus der Definition der Steilheit herleitbare Beziehung

$$\Delta I_a = S \cdot \Delta U_g$$

gilt eben nur bei konstant gehaltener Anodenspannung  $U_a$ . Im allgemeinen tritt gleichzeitig eine Anodenspannungsänderung  $\Delta U_a$  auf, die ähnlich wie eine Gitterspannungsänderung, nur in schwächerem Maße, wirkt. Die gesamte eine Anodenstromänderung beeinflussende Spannung ist somit

$$\Delta U_g + D \cdot \Delta U_a,$$

wobei  $D$  den Bruchteil angibt, mit dem die Anodenspannungsänderung, verglichen mit einer Gitterspannungsänderung, einwirkt. Für die Anodenstromänderung kann somit geschrieben werden:

$$\Delta I_a = S (\Delta U_g + D \cdot \Delta U_a)$$

$D$  wird nach Barkhausen «Durchgriff» genannt. Diese Bezeichnung ist wie folgt begründet: Viele von der Anode ausgehende elektrische Feldlinien enden auf dem Gitter. Nur ein Teil «greift durch das Gitter hindurch bis zur Kathode» und wirkt auf den Elektronenstrom. Durch das Gitter wird also die Wirkung der Anodenspannung auf einen Bruchteil von  $10 \dots 0,1\%$  verkleinert, dieser Bruchteil ist eben der Durchgriff  $D$ .

Wie kann der Durchgriff aus den Röhrenkennlinien bestimmt werden? Es gelingt dies leicht mit Hilfe des folgenden gedachten Versuchs: Zunächst wird die Gitterspannung allein um  $\Delta U_g$  erhöht, es tritt eine Anodenstromänderung  $\Delta I_a$  auf.

Dieser Stromzuwachs kann dadurch wieder vollständig rückgängig gemacht werden, daß nun die Anodenspannung um  $\Delta U_a$  verkleinert wird. Die totale Stromänderung ist somit gleich Null, und es gilt die Gleichung

$$0 = S (\Delta U_g - D \cdot \Delta U_a)$$

woraus sich ergibt:

$$D = \frac{\Delta U_g}{\Delta U_a}$$

Diese Beziehung gilt also unter der Voraussetzung, daß der Anodenstrom  $I_a$  konstant gehalten wurde.

Für unsere ECC 82 ergibt sich folgendes: Bei  $U_g = -8,2 \text{ V}$  fließt ( $U_a = 250 \text{ V}$ )  $I_a = 11 \text{ mA}$  ( $P_1$ ). Nun wird  $U_g$  auf  $-5,3 \text{ V}$  erhöht,  $\Delta U_g$  ist somit  $(-5,3 \text{ V}) - (-8,2 \text{ V}) = 2,9 \text{ V}$ .  $I_a$  steigt dann auf  $19 \text{ mA}$  ( $P_2$ ). Die Erhöhung von  $I_a$  wird völlig rückgängig gemacht, indem  $U_a$  auf  $200 \text{ V}$  abgesenkt wird ( $\Delta U_a = 50 \text{ V}$ ). Nun ist  $I_a$  wieder  $11 \text{ mA}$  ( $P_3$ ), und für  $D$  ergibt sich:

$$D = \frac{2,9 \text{ V}}{50 \text{ V}} = 0,058 = 5,8\%$$

Diese Zahl gibt also an, daß der durch eine Anodenspannungsänderung hervorgerufene Einfluß auf den Anodenstrom durch eine Gitterspannungsänderung von  $5,8\%$  der Anodenspannungsänderung völlig kompensiert werden kann.

Auch beim Durchgriff  $D$  gilt, wie bei der Steilheit  $S$ , daß er um so genauer bestimmt wird, je kleiner die betrachteten Spannungsänderungen  $\Delta U_g$  und  $\Delta U_a$  sind. Und wie die Steilheit hängt der Durchgriff von der Wahl des Ausgangspunktes auf der Kennlinie ab, wenn auch in geringerem Maße als die Steilheit.

Ein letzter wichtiger Begriff bei der Vakuumtriode ist der innere Widerstand  $R_i$ . Bei einem elektrischen Ofen wird er zum Beispiel dadurch bestimmt, daß man den bei der Spannung  $U$  aufgenommenen Strom  $I$  mißt und nach dem Ohmschen Gesetz

$$R = \frac{U}{I}$$

berechnet. Bei der Triode kommt es wieder, wie bei Steilheit und Durchgriff, nur auf die Änderungen dieser Größen an, und es ist daher  $R_i$  wie folgt definiert:

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

wobei diesmal  $U_g$  konstant gehalten wird. Bei der ECC 82 gelten zum Beispiel nach Fig. 59 bei  $U_g = -5,3 \text{ V}$  die Werte:

$$\begin{array}{ll} U_a = 200 \text{ V} & I_a = 11 \text{ mA} \\ U_a = 250 \text{ V} & I_a = 19 \text{ mA} \end{array}$$

Es sind also  $\Delta U_a = 50 \text{ V}$  und  $\Delta I_a = 8 \text{ mA}$ , was für  $R_i$  ergibt:

$$R_i = \frac{50 \text{ V}}{8 \text{ mA}} = 6,25 \text{ k}\Omega$$

Dies ist der Widerstand, mit dem die Röhre auf Änderungen der Anodenspannung anspricht und mit dem die entsprechenden Änderungen des Anodenstroms berechnet werden können.

Für die drei Größen  $S$ ,  $D$  und  $R_i$  gilt ein einfacher Zusammenhang. Werden sie miteinander multipliziert, so ergibt sich:

$$\frac{\Delta I_a}{\Delta U_g} \cdot \frac{\Delta U_g}{\Delta U_a} \cdot \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} = 1,$$

also:

$$S \cdot D \cdot R_i = 1$$

Diese von H. Barkhausen gefundene Röhrenformel gestattet es, aus zwei bekannten Größen die dritte zu berechnen. Beispielsweise ist

$$R_i = \frac{1}{S \cdot D}$$

Für die ECC 82 gilt bei  $U_g = -8,2 \text{ V}$  und  $U_a = 250 \text{ V}$ :

$$S = 2,76 \frac{\text{mA}}{\text{V}}; \quad D = 5,8\% = 0,058$$

Somit wird:

$$R_i = \frac{1}{2,76 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \cdot 0,058} = 6,25 \frac{\text{V}}{\text{mA}} = 6,25 \text{ k}\Omega,$$

was mit dem oben gefundenen Wert übereinstimmt.

Anstelle des Durchgriffs  $D$  wird in Röhrenkatalogen meist der reziproke Wert  $\mu$  angegeben:

$$\mu = \frac{1}{D}$$

$\mu$  heißt Verstärkungsfaktor, da er die mit der Triode maximal erreichbare Spannungsverstärkung angibt. Bei der ECC 82 entspricht zum Beispiel einem Durchgriff  $D = 5,8\%$  ein Verstärkungsfaktor von:

$$\mu = \frac{1}{0,058} = 17,25$$

In Ergänzung zu den in Fig. 59 links dargestellten  $I_a - U_g$ -Kennlinien verwendet man auch die  $I_a - U_a$ -Kennlinien, bei denen jeweils  $U_g$  als Parameter auf einem bestimmten Wert festgehalten ist. Diese Kennlinien sind in der Fig. 59 rechts dargestellt. Sie sagen gegenüber den  $I_a - U_g$ -Kennlinien nichts Neues aus, bieten aber für die Beurteilung des Verhaltens der Röhre und unter bestimmten Betriebsbedingungen gewisse Vorteile. Auch diesen Kennlinien können die Werte für  $S$ ,  $D$  und  $R_i$  entnommen werden. Den genauen Wert von  $R_i$  in einem bestimmten Betriebspunkt erhält man wieder durch Konstruktion der Tangente an die Kennlinie durch diesen Punkt und Berechnen ihrer Neigung. Beispielsweise ist im

Punkte  $U_g = -4 \text{ V}$  bei  $U_a = 175 \text{ V}$  (Punkt  $P_1$ ) die Tangente  $T_2$  gezeichnet. Wählt man auf ihr die Strecke zwischen  $I_a = 0$  und  $I_a = 20 \text{ mA}$ , so kann man ablesen:

$$R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} = \frac{243 \text{ V} - 97 \text{ V}}{20 \text{ mA}} = \frac{146 \text{ V}}{20 \text{ mA}} = 7,3 \text{ k}\Omega$$

Auch bei der Triode darf die Anodenverlustleistung

$$P_a = U_a \cdot I_a$$

je nach Röhrentyp einen bestimmten Grenzwert nicht überschreiten. Bei der ECC 82 beträgt diese Leistung  $P_a = 2,75 \text{ W}$ . Wie leicht nachgerechnet werden kann, darf somit bei  $U_a = 275 \text{ V}$  der Anodenstrom  $I_a$  höchstens  $10 \text{ mA}$  sein, bei  $U_a = 200 \text{ V}$  dagegen  $I_a = 13,75 \text{ mA}$ , bei  $U_a = 125 \text{ V}$  sogar  $22 \text{ mA}$ . Trägt man diese und weitere berechnete Werte im  $I_a - U_a$ -Kennlinienfeld ein (Fig. 59 rechts), so liegen sie alle auf einer stetigen Kurve (strichpunktiert), welche die Form einer Hyperbel hat und als Grenzkurve zu betrachten ist. Betriebspunkte außerhalb der Hyperbel sind im Dauerbetrieb nicht zulässig.

Über die Anwendung der Triode zur Verstärkung wird später berichtet.

#### d) Mehrgitterröhren

Bei der Triode ist gezeigt worden, daß bei einer Gitterspannungsänderung  $\Delta U_g$  die Anodenstromänderung  $\Delta I_a$  auch noch von einer gleichzeitig auftretenden Anodenspannungsänderung  $\Delta U_a$  abhängt.  $\Delta U_a$  macht sich nach Maßgabe des Durchgriffs  $D$  bemerkbar, ist also um so wirksamer, je höher  $D$  ist. Bei der normalen Verstärkerschaltung wird durch den Einfluß der Anodenspannungsänderung die Anodenstromänderung beträchtlich vermindert, dies setzt den Verstärkungsgrad der Schaltung herab.

Ein weiterer Nachteil der Triode ist die relativ große Kapazität zwischen Gitter und Anode, was die Verstärkung bei hohen Frequenzen erschwert. Diese Nachteile behob W. Schottky dadurch, daß er zwischen Anode und Steuergitter ein Schutznetz, ein «Schirmgitter», einbaute, das er an eine gegenüber der Kathode feste, positive Gleichspannung legte. Es entsteht damit eine Doppelgitterröhre oder Tetrode (Fig. 61).

Die Wirkung des Schirmgitters kann wieder am Gummimembranmodell untersucht werden (Fig. 62). Gegenüber dem Modell der Triode ist eine Reihe von Stäben hinzugekommen, die das Schirmgitter  $G_2$  darstellen. Da die Schirmgitterspannung einen relativ großen positiven Wert hat, werden diese Stäbe auf etwa der gleichen Höhe liegen wie der Anodenring A. Damit die Gummimembrane von den Schirmgitterstäben beeinflusst werden kann, muß man sie sich auf den oberen Stabflächen aufgeklebt denken.

Man stelle sich nun die Anordnung wieder wie das Zirkuszelt räumlich vor, diesmal mit zwei ringförmig angeordneten Mastenreihen. Die Bahn des die Kathode verlassenden Elektrons (des Kügelchens im Modell) wird nun sowohl von der Steuergitterspannung als auch von der Schirmgitterspannung (durch die Höhe der Stäbe dargestellt) beeinflusst. Ändert dagegen die Anodenspannung, das heißt, wird der

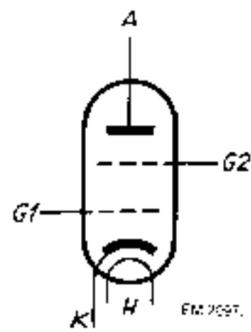


Fig. 61  
Symbolische Darstellung einer Tetrode mit Anode A, Schirmgitter  $G_2$ , Steuergitter  $G_1$ , Kathode K (indirekt geheizt) und Heizfaden H

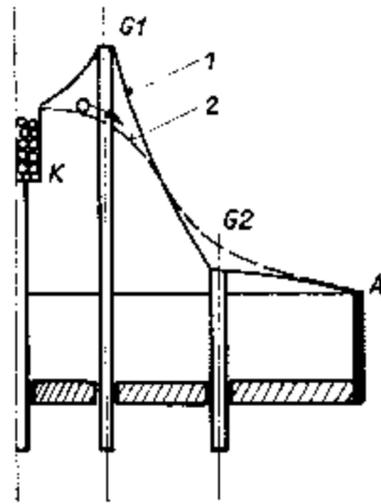


Fig. 62

Gummimembranmodell für die Untersuchung der Wirkungsweise des Schirmgitters in einer Tetrode. K Kathode mit Thermoemission -  $G_1$  Steuergitterstäbe -  $G_2$  Schirmgitterstäbe - A Anodenring - 1 Bahn über Gitterstäbe - 2 Bahn durch Gittermaschen

Anodenring A im Modell gehoben oder gesenkt, so hat dies auf die Steilheit der Bahn zwischen  $G_1$  und  $G_2$  einen nur geringen Einfluß. Mit andern Worten: Die Anodenspannung beeinflusst den Röhrenstrom nur in kleinem Maße, die Röhre hat einen kleinen Durchgriff.

Doch bringt das Schirmgitter nicht nur Vorzüge mit sich. Nimmt man die  $I_a - U_a$ -Kennlinie der Röhre bei bestimmten, konstanten Werten von  $U_{g1}$  und  $U_{g2}$  auf, so zeigt diese Kennlinie vor allem im Gebiet  $U_a < U_{g2}$  eine störende Einsattelung (Fig. 63). Dies ist darauf zurückzuführen, daß die auf die Anode aufprallenden Elektronen dort Sekundärelektronen auslösen. Bei  $U_a < U_{g2}$  liegt das Schirmgitter auf höherem Potential als die Anode, es zieht die Sekundärelektronen an, wodurch der Anodenstrom erheblich verringert wird. Erst bei  $U_a > U_{g2}$  verschwindet diese Tendenz zur Abwanderung der Sekundärelektronen.

Dieser Effekt schränkt den Aussteuerbereich und damit die Anwendung der Tetrode erheblich ein. Es gelingt allerdings, durch die Wahl einer bestimmten räumlichen Anordnung die Auswirkung des Sekundärelektronen-Effektes zu beseitigen. Diese Röhren, bei denen die Elektronen nur in einem bestimmten Sektor ausstrahlen, werden als «beam power tubes» (Strahlröhren) bezeichnet. Doch bieten sie gegenüber den Pentoden keine Vorteile und werden selten gebraucht.

Als wirksamste Maßnahme zur Beseitigung der störenden Einsattelung in der  $I_a - U_a$ -Kennlinie hat sich der Einbau eines weiteren Gitters, des sogenannten Bremsgitters, zwischen Schirmgitter und Anode erwiesen. Damit ist die Pentode entstanden, die neben Anode und Kathode drei Gitter, total also fünf Elektroden besitzt (Fig. 64). Meist ist das Bremsgitter in der Röhre direkt mit der Kathode verbunden, es besitzt also Kathodenpotential.

Wie kann nun das Bremsgitter die schädliche Sekundäremission auf der Anode unterdrücken? Die Verhältnisse können wieder am Gummimembranmodell studiert werden (Fig. 65). Unser «Zeit» hat eine weitere ringförmige Mastenreihe erhalten, welche die Wirkung des Bremsgitters untersuchen läßt. Zwischen den Masten durch-

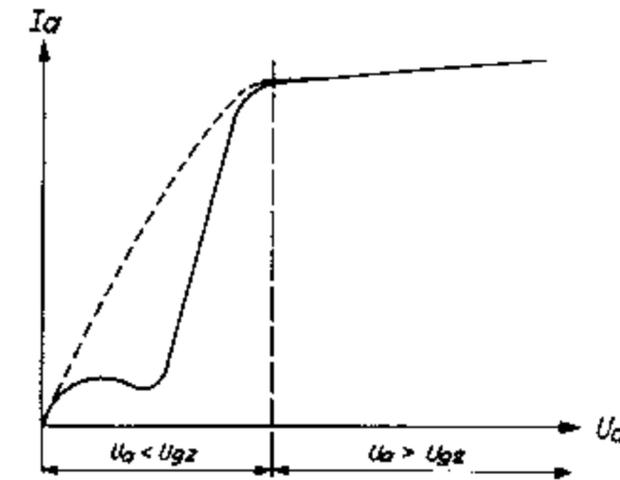


Fig. 63  
 $I_a - U_a$  Kennlinie einer Tetrode  
— tatsächlicher Verlauf  
- - - Verlauf bei nicht vorhandener Sekundäremission an der Anode

läuft ein bei der Kathode gestartetes Kügelchen die reinste Berg- und Talbahn. Der «Hügel»  $G_2 - G_3 - A$  verlängert lediglich die Laufzeit zwischen  $G_2$  und A, hat aber keinen Einfluß auf die Zahl der bei A ankommenden Kugeln bzw. auf den Anodenstrom. Dagegen wird nun der Sekundärelektronenstrom nach  $G_2$  verhindert: ein aus der Anode ausgelöstes Sekundärelektron wird durch die Steigung von A nach  $G_3$  zur Umkehr gezwungen.

Die Kennlinien der Pentode entsprechen damit denen der Tetrode ohne Sekundärelektronen (in Fig. 63 gestrichelt dargestellt). Die Schaltung zur Aufnahme der Pentodenkennlinien kann aus der für die Triode entwickelt werden (Fig. 58); hinzu kommt, daß das Schirmgitter auf eine feste Schirmgitterspannung  $U_{g2}$  gelegt wird, während das Bremsgitter meist Kathodenpotential erhält. Als Beispiel sind in Fig. 66 die  $I_a - U_a$ -Kennlinien der Endpentode EL 84 (in Fig. 48 abgebildet) dargestellt. Wie bei der Triode ist die Steuergitterspannung  $U_{g1}$  ein Parameterwert, dazu kommt nun als weiterer Parameter die Schirmgitterspannung  $U_{g2}$ . In Fig. 66 ist dieser Wert zu  $U_{g2} = 250$  V festgelegt.

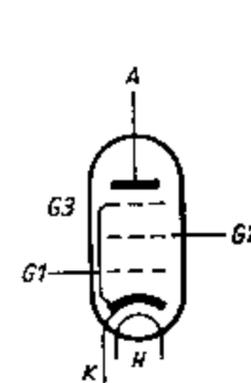


Fig. 64  
Pentode mit Anode A, Bremsgitter  $G_3$  (mit Kathode verbunden), Schirmgitter  $G_2$ , Steuergitter  $G_1$ , Kathode K und Heizfaden H

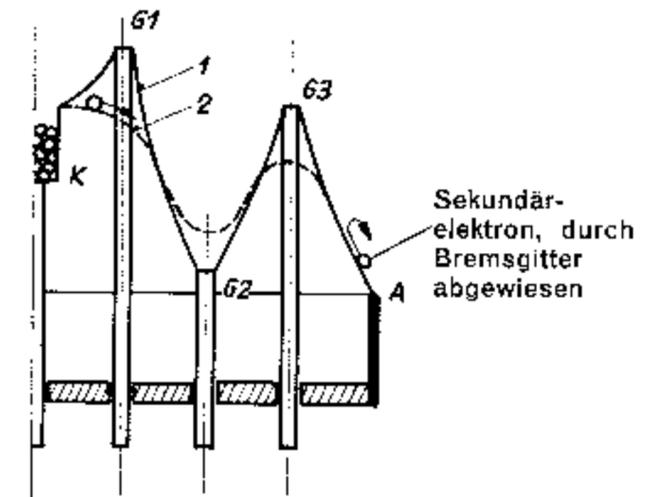


Fig. 65  
Gummimembranmodell der Pentode. Zu der Anordnung nach Fig. 62 sind die Bremsgitterstäbe  $G_3$  hinzugekommen, die auf Kathodenpotential liegen

Die bei der Triode eingeführten Röhrenbegriffe Steilheit, Durchgriff und innerer Widerstand finden selbstverständlich auch bei der Pentode Verwendung. Die Steilheit

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_{g1}}$$

kann zum Beispiel im Punkte  $P_2$  längs einer Vertikalen durch diesen Punkt ( $U_a = \text{konstant} = 200 \text{ V}$ ) zwischen den Punkten  $P_1$  ( $U_{g1} = -6 \text{ V}$ ) und  $P_3$  ( $U_{g1} = -10 \text{ V}$ ) abgelesen werden zu

$$S = \frac{64,5 \text{ mA} - 20,5 \text{ mA}}{10 \text{ V} - 6 \text{ V}} = \frac{44 \text{ mA}}{4 \text{ V}} = 11 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

Die Steilheit ist bei der Pentode bedeutend größer als bei der Triode ECC 82; zudem kann sie in Verstärkerschaltungen praktisch in vollem Ausmaß zur Geltung kommen, da der Durchgriff und damit die Anodenrückwirkung sehr klein sind. Zunächst sei aber noch der innere Widerstand  $R_i$  im gleichen Punkte  $P_2$  berechnet, der wie in Fig. 59 mit Hilfe der Tangente  $T_1$  bestimmt werden kann. Ihre Neigung ist

$$R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} = \frac{300 \text{ V} - 0 \text{ V}}{43 \text{ mA} - 35,5 \text{ mA}} = \frac{300 \text{ V}}{7,5 \text{ mA}} = 40 \text{ k}\Omega$$

Aus  $S$  und  $R_i$  kann nun nach Barkhausen  $D$  berechnet werden:

$$D = \frac{1}{S \cdot R_i} = \frac{1}{11 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \cdot 40 \text{ k}\Omega} = \frac{1}{440} = 2,27\text{‰}$$

und schließlich noch der Verstärkungsfaktor

$$\mu = \frac{1}{D} = 440$$

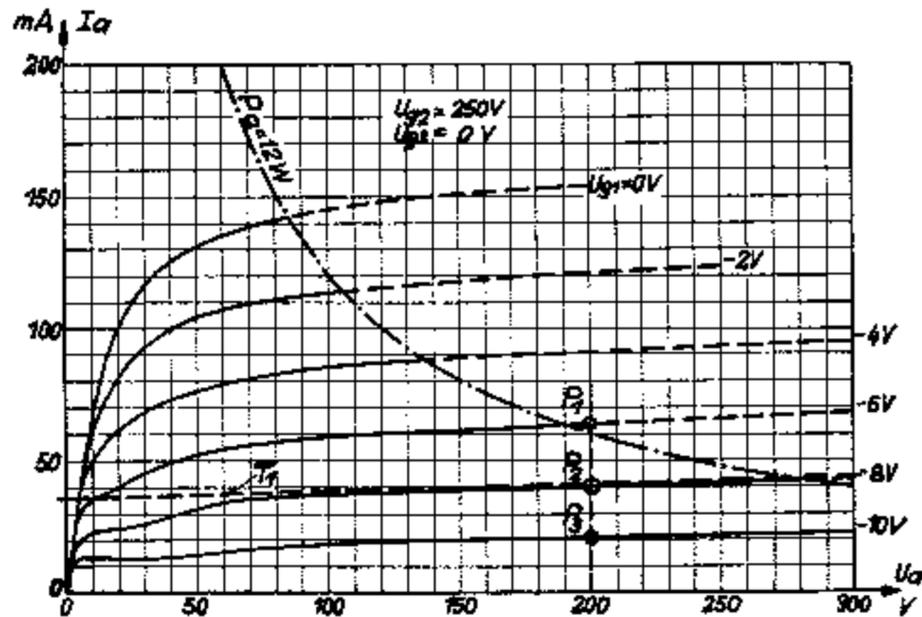


Fig. 66

$I_a - U_a$ -Kennlinien der Endpentode EL 84. Es ist auch die Kurve der maximal zulässigen Anodenverlustleistung  $P_a = 12 \text{ W}$  eingetragen

Wie bei der Triode ist diese Zahl eine theoretische obere Grenze, die praktisch nicht erreicht werden kann; immerhin sind Verstärkungsfaktoren von 50, 100 oder noch höher realisierbar, womit die Pentode die Triode in dieser Beziehung weit überflügelt.

Pentoden finden ausgedehnte Verwendung für die Verstärkung von Hochfrequenzschwingungen (im HF-Teil von Empfängern), aber auch von niederfrequenten Signalen und in den Endstufen von Empfängern und Verstärkern. Es ist möglich, die Pentode mit veränderlicher Steilheit herzustellen, sie eignet sich dann zur automatischen Regelung der Empfangs-Lautstärke beim «fading» oder Schwund des Eingangssignals.

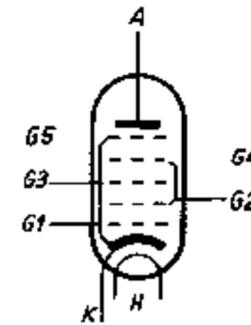


Fig. 67

Heptode mit 2 Steuergittern  $G_1$  und  $G_3$ , 2 Schirmgitter  $G_2$  und  $G_4$  und dem Bremsgitter  $G_5$

Zwischen Anode und Kathode lassen sich noch weitere Gitter einbauen; bei vier Gittern entsteht die Hexode, bei fünf Gittern die Heptode, bei sechs Gittern die Oktode. In der industriellen Elektronik werden diese Röhren selten gebraucht. Unentbehrlich sind sie dagegen in der Hochfrequenztechnik, zum Beispiel als Mischröhren in den Überlagerungs-(Superhet-)Empfängern. Als Beispiel sei eine Heptode erwähnt (Fig. 67). Die Gitter  $G_1$  und  $G_3$  sind Steuergitter und ermöglichen eine doppelte Steuerung des Anodenstroms. Die Schirmgitter  $G_2$  und  $G_4$  entkoppeln die beiden Steuergitter bzw. vermindern den Anodendurchgriff.  $G_5$  ist wie bei der Pentode das Bremsgitter und verhindert einen störenden Einfluß der Sekundärelektronen. An das Gitter  $G_1$  wird Spannung von Eingangsfrequenz  $f_e$  von der Empfangsantenne angelegt.  $G_3$  führt dagegen die Spannung eines kleinen Schwingungserzeugers oder Oszillators mit Frequenz  $f_o$ . Durch «Mischung» dieser beiden Einflüsse tritt im Anodenstrom eine Komponente auf, deren Frequenz die Differenz  $f_o - f_e$  ist, die sogenannte Zwischenfrequenz. Diese Komponente wird im Zwischenfrequenzverstärker weiter verstärkt. Die moderne Empfängertechnik ist ohne dieses Überlagerungsprinzip nicht mehr denkbar. In der industriellen Elektronik findet es dagegen kaum Verwendung, und es wird deshalb hier nicht näher darauf eingetreten.

### e) Die Röhre im Zeitalter der Halbleitertechnik

Das rasche Vordringen des Transistors könnte bei flüchtiger Beurteilung den Eindruck erwecken, als ob eine weitere Entwicklung in der Röhrentechnik überflüssig sei. Sorgfältige Untersuchungen und eine objektive Beurteilung der Möglichkeiten von Transistor und Röhre zeigen aber deutlich, daß der Transistor nicht das einzige

aktive Bauelement der Zukunft sein wird, sondern daß auf einer Reihe von Arbeitsgebieten die Röhre nicht nur auf ihrem bisherigen Bestand gehalten, sondern weiter entwickelt und ausgebaut werden muß.

Bei den Frequenzen im Mikrowellengebiet sind Röhren in Koaxialtechnik, insbesondere Laufzeitröhren, den Halbleiter-Bauelementen vor allem dann überlegen, wenn höhere Leistungen, große Bandbreite und ein größerer Abstimmbereich gefordert werden. Die Erzeugung von hohen Impulsleistungen im Mikrowellengebiet, wie sie z.B. bei der Radar-Technik benötigt werden, bleibt ebenfalls der Röhre vorbehalten.

Auch bei der Photoelektronik handelt es sich um ein Gebiet, dessen Aufgaben nur zu einem begrenzten Teil vom Halbleiter erfüllt werden können, so daß die Röhre noch ein weitgespanntes Tätigkeitsfeld findet. Abgesehen von den klassischen Photozellen gehören zu dieser Technik Bildaufnahme- und Bildwandleröhren, Photovervielfacher und schließlich die Oszillographen-Röhren, die für die Meßtechnik in vielfältigster Form benötigt werden.

Das Gebiet der Großsenderöhre muß auf alle Fälle gepflegt und ausgebaut werden, denn bei den Nachrichtensendern besteht ein deutlicher Zug zu höheren Leistungen. Beim Betrieb von Senderöhren wird nur ein Teil der der Anode zugeführten Gleichstromleistung in Wechselstromleistung umgesetzt; der Rest, die sogenannte Anodenverlustleistung, tritt in Form von Wärme auf und muß abgeführt werden. Bei kleinen Röhren kann dies durch Abstrahlung erfolgen. Bei größeren



Fig. 68  
Leistungspentode in Metall-Keramik-Technik mit 1,5 kW Anodenverlustleistung, verwendbar bis 110 MHz. Die thorierte Wolframkathode garantiert lange Lebensdauer



Fig. 69  
So schwer, daß man sie nur mit einem Kran transportieren kann, ist die siedegekühlte 500-kW-Senderöhre RS 1828 für Nachrichtensender und Industriegeneratoren (Telefunken)

Röhren bildet die Anode zugleich einen Teil der Röhren-Außenwand, die von einem vorbeifließenden Wasserstrom gekühlt wird. Auch Luftkühlung ist möglich, wobei aber die Anode zur Vergrößerung der äußeren Oberfläche in einen Luftkühler eingelötet wird, der zahlreiche Kühlrippen trägt (Fig. 68).

Das neueste Kühlverfahren ist die Siede- oder Verdampfungskühlung. Sie macht Gebrauch von der großen Verdampfungswärme des Wassers (bei 1 at Druck sind 2260 Ws nötig, um 1 g Wasser zu verdampfen) sowie von den günstigen Werten des Wärmeüberganges von einer heißen Wand an das Wasser. Die Senderöhre befindet sich mit ihrem Anodenmantel in einem Siedegefäß. Das mit dem heißen Anodenmantel in Berührung stehende Wasser wird verdampft; die Verdampfungswärme wird mit dem Dampf an eine entfernte Stelle weggeleitet, und das kondensierte Wasser steht zu abermaliger Verdampfung zur Verfügung. Durch besondere Formgebung der Anode kann die Bildung einer zusammenhängenden, den Wärmeaustausch unterbindenden Dampfblase verhindert werden. Die Vorteile der Siedekühlung liegen nicht nur in der größeren zulässigen Belastung der Anode, sondern auch in einer Vereinfachung der ganzen Kühlungsanlage. Die verdampfende Menge Wasser paßt sich stets der Anodenverlustleistung an, während z.B. bei gewöhnlicher Wasserkühlung der Wasserstrom den Verlustleistungsspitzen entsprechend eingestellt werden muß.

Fig. 69 zeigt die siedegekühlte Großleistungssenderöhre RS 1828. Die Anschlüsse für Heizung und Gitter sind hier nach unten geführt, die Anode mit fest aufgebautes Kühltopf befindet sich oben. Die Anodenverlustleistung beträgt etwa 300 kW; bei mittleren Wellenlängen lassen sich 500 kW Hochfrequenzleistung erreichen.

Wenn die Großsenderöhre als der Goliath in der Röhrentechnik angesprochen werden kann, ist der Nuvistor der David. Hier handelt es sich um eine Subminiaturröhre in Metall-Keramik-Technik, bei der mit Hilfe einer besonderen Aufbau- und Herstellungstechnik die Elektroden und ihre Abstände so klein gewählt werden können, daß eine Röhre von etwa 11 mm Durchmesser entsteht. Die kleinen Abmessungen gestatten den Einsatz in Verbindung mit Transistoren in gedruckten Schaltungen.

Da im Gegensatz zu den üblichen Röhren jegliche Glas- oder Glimmerteile fehlen, kann der Nuvistor bei Temperaturen von über 1000 °C entgast und verlötet werden, was die Röhre fast völlig frei von Restgasen und von mechanischen Spannungen macht. Der stabile, koaxiale Aufbau der Elektroden auf der Basis des keramischen

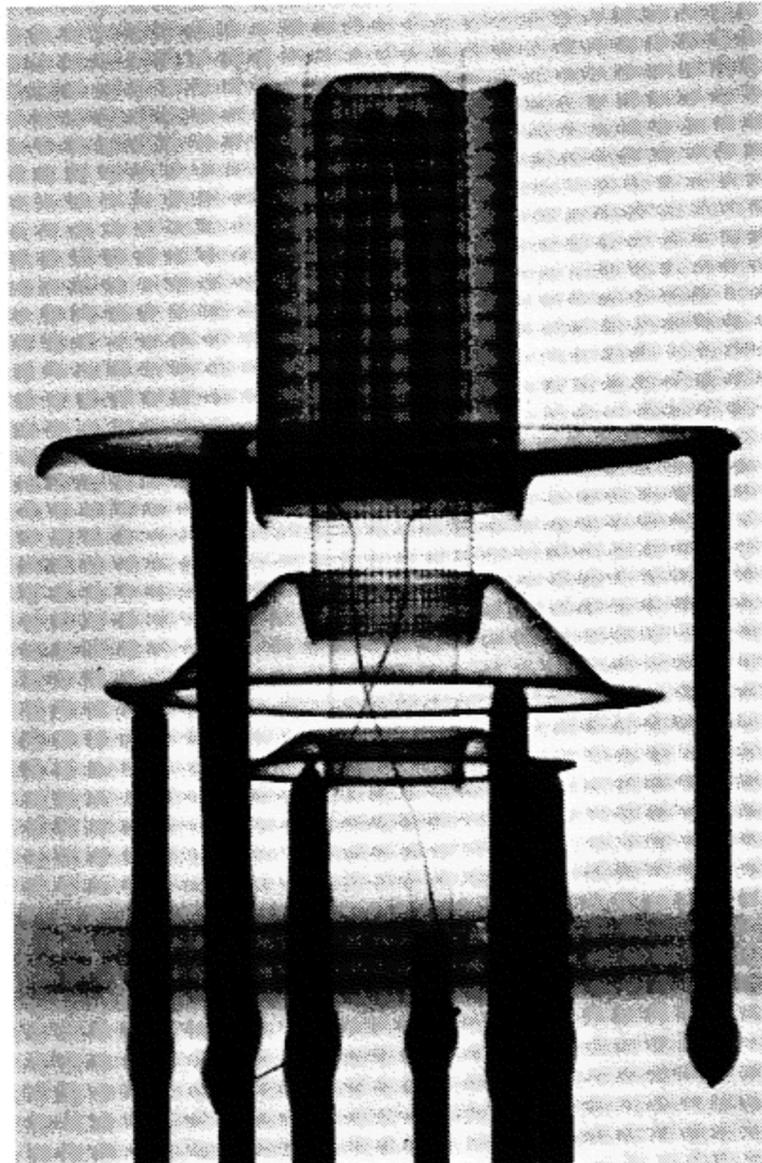


Fig. 70  
Röntgenbild der aktiven Teile eines Nuvistors. Man erkennt die wendelförmige Kathode, die Gitterwicklung und den Anodenzylinder. Der horizontale, balkenförmige Schatten stellt den keramischen Sockelboden dar (Philips)

Sockelbodens gewährleistet eine ausgezeichnete Isolierung der Elektroden unter sich und vom Röhrenmantel (Fig. 70), außerdem eine hohe Widerstandsfestigkeit gegenüber Schlägen und Vibrationen.

Fig. 71 zeigt den Typ 7586, eine Triode für allgemeine Verwendung in industriellen Geräten. Die Röhrenheizung braucht 6,3 V bei 135 mA. Mit 75 V Anodenspannung und  $-1$  V Gitterspannung betrieben, liefert sie etwa 10 mA Anodenstrom und hat dabei eine Steilheit von  $S = 11,5$  mA/V. Gleichzeitig ist der innere Widerstand  $R_i = 3$  k $\Omega$ . Mit  $U_g = -7$  V kann der Anodenstrom auf unter 10  $\mu$ A gebracht werden. Das Hauptanwendungsgebiet der Nuvistoren ist die Radio- und Fernsehtechnik. Häufig ist auch die Verwendung als hochohmige Eingangsstufe in Transistor-Verstärkern, z.B. in Kathodenstrahl-Oszillographen.

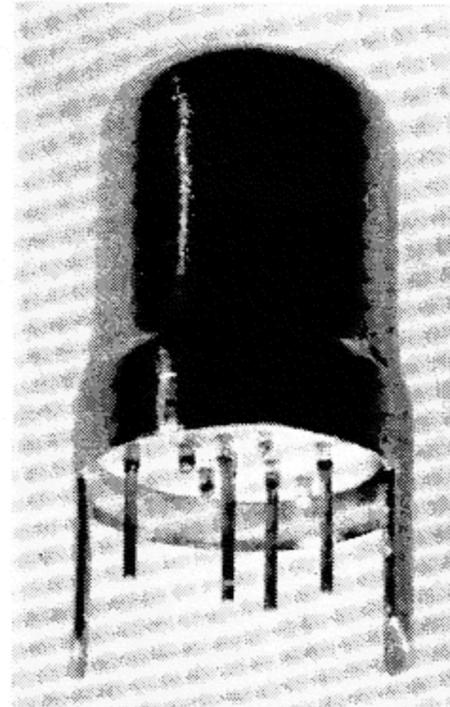


Fig. 71  
Nuvistor Typ 7586, eine Triode mit mittlerem Verstärkungsfaktor für allgemeine Verwendung in industriellen Geräten. Außendurchmesser des Kolbens: 10,2 mm

### 3. Gasgefüllte Röhren mit Glühkathode

#### a) Die Diode

Bei der Behandlung der Vakuumdiode hat es sich gezeigt, daß diese Röhre infolge der Raumladung einen relativ hohen Innenwiderstand besitzt, was zur Folge hat, daß bei größeren Strömen sich der Spannungsabfall unangenehm bemerkbar macht. Ist in dieser Beziehung bei Einfüllung eines Gases eine Verbesserung zu erwarten? In Fig. 72 ist der Einfluß der Gasfüllung dargestellt. Kurve 1 bezieht sich auf die Vakuumdiode und entspricht der ausgezogenen Kurve in Fig. 55. Sie zeigt die typischen Merkmale des Raumladungseinflusses und der Sättigung. Wird nun eine kleine Menge eines Edelgases, wie zum Beispiel Xenon, eingefüllt, so verschiebt sich die Kennlinie nach 2. Die Gasfüllung ermöglicht den Elektronen, durch Stoßionisation positive Ionen und damit weitere Elektronen zu bilden. Zunächst tragen einmal die Ionen selbst dadurch zum Stromfluß bei, daß sie sich gegen die Kathode

zu bewegen. Ausschlaggebend ist aber die durch die positiven Ionen bewirkte teilweise Neutralisation der Raumladungswolke; der Elektronendurchtritt wird weniger behindert und bei gegebener Anodenspannung  $U_a$  fließt ein höherer Anodenstrom  $I_a$ . Bei vermehrter Gasfüllung kann eine Kennlinie nach 3 erreicht werden, bei der nun die Raumladung fast völlig neutralisiert ist. In einem gewissen Bereich ist der Anodenstrom praktisch unabhängig von der Anodenspannung.

Mit der Stoßionisation sind auch die übrigen Entladungserscheinungen verbunden: das Glimmen und bei hoher Stromdichte der Lichtbogen, der sehr hohe Ströme führen kann. Aber ist bei einer Diode mit Glühemission der Anodenstrom nicht durch Sättigung begrenzt? Dies ist bei der Vakuumdiode tatsächlich der Fall. Bei Gasfüllung werden jedoch durch die auf die Kathode aufprallenden Ionen aus ihr zusätzliche Elektronen ausgelöst, so daß der Strom weiter steigen kann. Durch das Ionenbombardement werden aber aus der oft verwendeten Oxydglühkathode leider nicht nur Elektronen, sondern auch Moleküle der aktiven Masse abgelöst, die Oxydschicht wird also zerstört, die Kathode «spratzt». Die Lebensdauer der Röhre sinkt daher um so stärker, je mehr und länger der Sättigungsstrom überschritten wird.

Wie bei jeder Glimm- und Bogenentladung muß daher auch hier der Anodenstrom durch einen äußeren Widerstand auf den zulässigen Wert begrenzt werden. Legt man an die Serieschaltung von Widerstand und Röhre eine wachsende Gleichspannung mit dem positiven Pol auf der Anodenseite, so fließt bei Spannungen von einigen V zunächst ein sehr kleiner Anodenstrom. Wird die Zündspannung überschritten, so steigt der Anodenstrom sprunghaft an, die Röhre hat gezündet. Der Spannungsabfall an der Röhre sinkt auf die Brennspannung, die zum Beispiel bei Quecksilberdampfröhren etwa 15 V beträgt. Dieses Verhalten der Röhre entspricht dem der reinen Glimmentladung, wie es auf Seite 31 beschrieben ist.

Die Entladung erlischt, sobald die Anodenspannung wieder unter die Brennspannung abgesenkt wird. Sie zündet auch nicht mehr, wenn die Anodenspannung umgepolt wird, denn die negative Anode stößt die aus der Kathode emittierten Elektronen ab und ermöglicht auch keine Ionisation. Bei hoher negativer Anoden-

spannung kann es allerdings durch gegen die Kathode hin beschleunigte Elektronen doch wieder zu Ionisation und Zündung kommen, wobei nun der Anodenstrom in umgekehrter Richtung fließt. Man nennt diese vor allem in Gleichrichterschaltungen unerwünschte Erscheinung Rückzündung. Damit sie vermieden wird, ist für jeden Röhrentyp eine bestimmte maximale negative Anodenspannung zulässig, die maximale Sperrspannung, die vom Gas, seinem Druck und der Elektrodenanordnung abhängt.

Zur Gasfüllung verwendet man Quecksilberdampf, Edelgase, wie Argon und Xenon, oder eine Mischung von Quecksilberdampf mit einem Edelgas. Röhren mit Quecksilberdampffüllung können für hohe Sperrspannungen von 20 kV und mehr gebaut werden, da der Quecksilbervorrat stets einen ausreichenden Dampfdruck sicherstellt. Die Quecksilberfüllung hat aber den Nachteil, daß die Röhren nur in senkrechter Lage betrieben werden dürfen, so daß keine Quecksilbertröpfchen in die Umgebung der Anode gelangen können. Außerdem müssen solche Röhren durch Einschalten des Heizstroms vor dem Anlegen der Anodenspannung während längerer Zeit angeheizt werden, um die zum Beispiel an der Anode festgesetzten Quecksilbertröpfchen zu verdampfen und im unteren Kolbenteil zu kondensieren. Niedrige Raumtemperaturen erfordern eine mehrfach längere Anheizzeit.

Demgegenüber ist die Anheizzeit von Röhren mit Edelgasfüllung beträchtlich kürzer, da praktisch nur noch die Kathode allein auf die nötige Betriebstemperatur gebracht werden muß. Da bei den Edelgasen der Druck nur wenig von der Temperatur abhängt, können solche Röhren in einem sehr weiten Temperaturbereich von zum Beispiel  $-75^\circ$  bis  $+90^\circ$  C betrieben werden; zudem können sie in jeder beliebigen Lage arbeiten. Nachteilig ist, daß die Sperrspannung im allgemeinen tiefer als bei Quecksilberdampffüllung liegt, was aber für industrielle Zwecke meist unwesentlich ist. Schwerwiegender ist, daß bei den Edelgasröhren die positiven Gasionen allmählich in die Metallteile hineindiffundieren, was zu einer Gasaufzehrung und einem Absinken des Gasdruckes führt: die Lebensdauer ist begrenzt.

Einen günstigen Kompromiß stellt die Füllung der Röhre mit Quecksilberdampf und einem Edelgas dar: Mischfüllung. Im kalten Zustand arbeitet die Röhre wie bei reiner Edelgasfüllung und erhält mit steigender Temperatur die Charakteristik der Quecksilberdampf-Entladung. Bei stark verkürzter Anheizzeit gegenüber reiner Quecksilberdampf-Füllung sind auch tiefe Raumtemperaturen zulässig; eine Begrenzung der Lebensdauer durch Gasaufzehrung ergibt sich praktisch nicht. Durch die Gasfüllung ist allerdings die Sperrspannung beschränkt, was industriell – wie bereits erwähnt – selten ins Gewicht fällt.

Technologisch sind die gasgefüllten Dioden etwas anders aufgebaut als Hochvakuumdioden. Als Beispiel sind in Fig. 73 die Bestandteile der Quecksilberdampf-Hochspannungsgleichrichterröhre DQ 2 (Brown, Boveri) gezeigt. Die Anode A besteht aus graphitiertem Metall, was einerseits eine gute Wärmeabfuhr erreichen läßt, andererseits die Sekundäremission behindert. Die Kathode ist direkt geheizt und besteht aus einem Metallband großer Oberfläche mit Oxydbedeckung, die einen kräftigen Emissionsstrom zu liefern vermag. C ist die Kathodenabschirmung; sie verringert das Ionenbombardement auf die Kathode und setzt die Wärmeabstrahlung

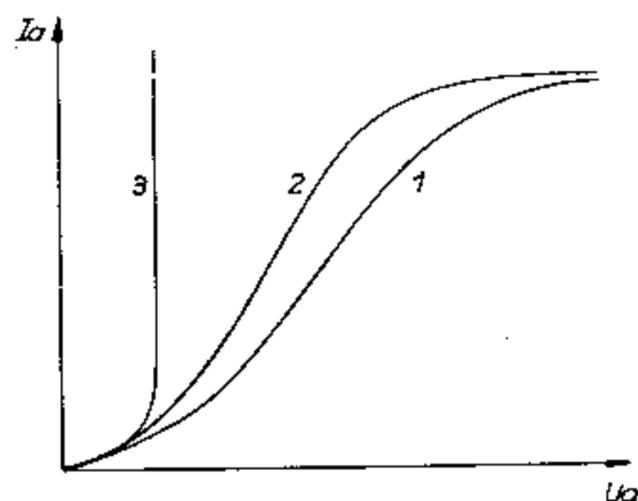


Fig. 72  
Formen der Kennlinie einer Diode mit Vakuum (1), mit schwacher Gasfüllung (2) und bei günstiger Gasfüllung (3)

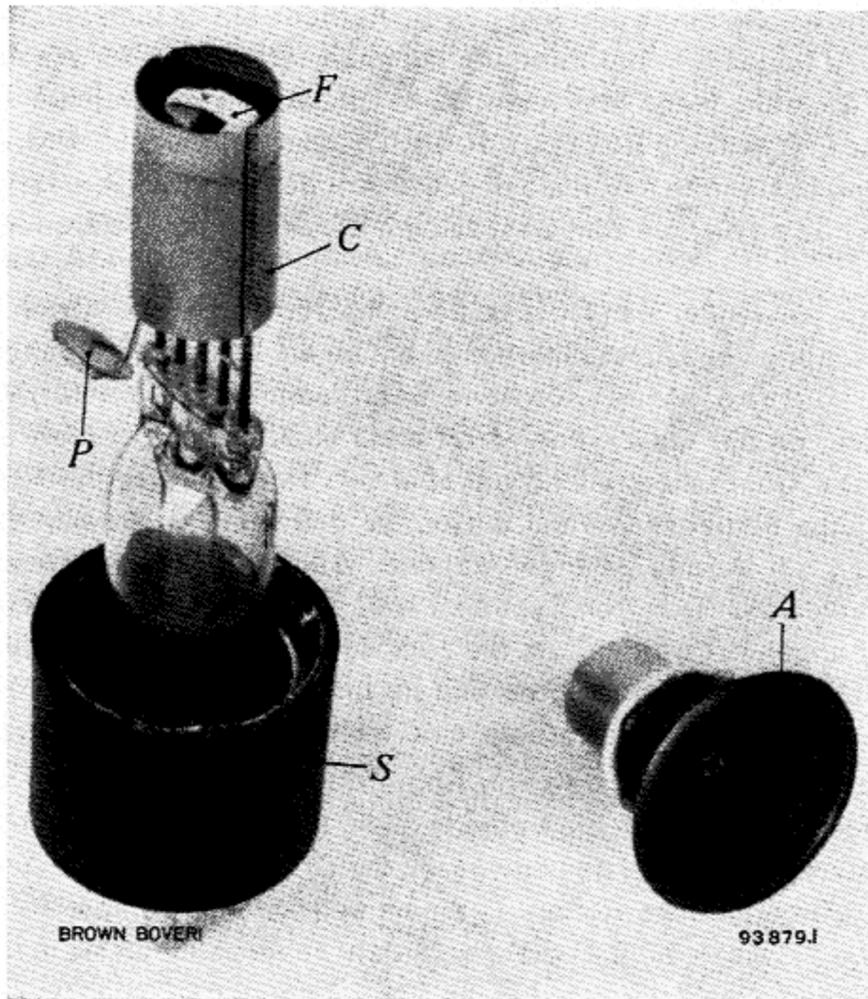


Fig. 73

Quecksilberdampf-Hochspannungs-Gleichrichterröhre DQ 2 (Brown, Boveri) bei entferntem Glaskolben. Mittlerer Anodenstrom  $I_{a\ med} = 0,25\ A$ , Spitzenwert der Sperrspannung  $U_{inv} = 10\ kV$ .<sup>1)</sup> A Anode aus graphitiertem Metall – F Direkt geheizte Kathode – C Kathodenabschirmung – P Pillenträger – S Sockel

herab, wodurch an Heizleistung eingespart werden kann. Die Quecksilberfüllung erfolgt hier nach dem sogenannten Pillensystem. Das flüssige Quecksilber ist durch eine in eine kleine Metalldose eingeschlossene Pille ersetzt, eine aus Pulver gepreßte Mischung von Quecksilberoxyd, einem Reduktionsmittel und einem zur Verzögerung der Reaktion dienenden Element. Bei der durch Hochfrequenzheizung eingeleiteten chemischen Reaktion werden Quecksilber und Sauerstoff frei, wobei aber der Sauerstoff sofort gebunden wird. Bei diesem Füllverfahren läßt sich die Quecksilbermenge genau dosieren, und da keine überflüssigen Quecksilbertröpfchen mehr existieren, können die Röhren in jeder Lage betrieben werden. Auch die Anheizzeit läßt sich abkürzen, sie beträgt bei diesem Röhrentyp 10 s.

Für die Fälle, in denen eine Röhre dauernd bei niedriger Temperatur betrieben werden soll, steht z. B. die mit reinem Edelgas gefüllte Gleichrichterröhre DX 2

<sup>1)</sup> Das Symbol «med» (von Medium = Mitte) bedeutet «mittel», das Symbol «inv» (von invers = umgekehrt) heißt hier «Spitzenwert in umgekehrter bzw. Sperr-Richtung».

(Fig. 74) mit ähnlichen Daten wie der Typ DQ 2 zur Verfügung. Bei kurzer Anheizzeit (minimal 10 s) ist die DX 2 besonders erschütterungsfest und eignet sich vornehmlich für die Verwendung in mobilen Geräten.

Die beiden erwähnten Röhrentypen sind eigentliche Hochspannungs-Gleichrichterröhren, wie sie etwa für die Stromversorgung von Sendeanlagen verwendet werden. Für Anwendungen bei kleiner Spannung, aber höherem Strom wie in Batterieladegeräten, eignet sich zum Beispiel die Röhre 1049 (Philips) in Fig. 75. Sie ist direkt geheizt, besitzt zwei Anoden und eine Mischfüllung bei einer empfohlenen Anheizzeit von 2 min. Der Aufbau als Duodiode (Fig. 76) ermöglicht die Schaltung als Zweiweggleichrichter insbesondere für die Batterieladung (maximal 20 Zellen eines Bleiakkumulators). Die Schraffur symbolisiert die Gasfüllung. Auf die eigentlichen Gleichrichterschaltungen wird später eingetreten.

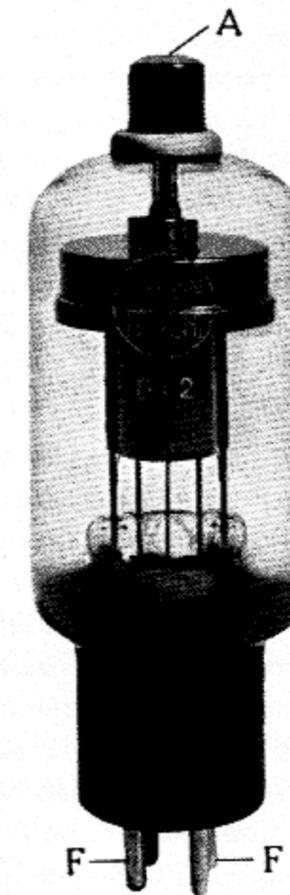
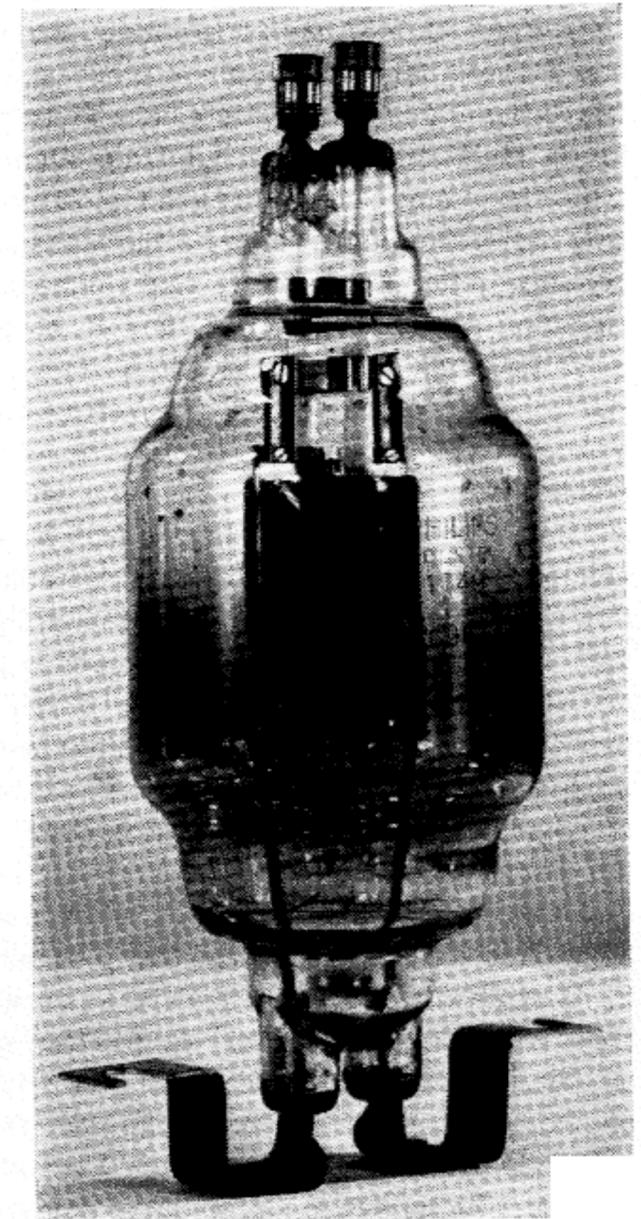


Fig. 74

Edelgas-Gleichrichterröhre DX 2 (Brown, Boveri) mit Xenonfüllung.  $I_{a\ med} = 0,25\ A$ ,  $U_{inv} = 10\ kV$   
A Anodenanschluß F Heizungsanschluß

Fig. 75

Zueiweggleichrichterröhre mit Quecksilberdampf- und Edelgasfüllung, Typ 1049 (Philips).  $I_{a\ med} = 25\ A$ ,  $U_{inv} = 185\ V$ , Brennspannung  $U_B = 9\ V$ . Kolbendurchmesser etwa 100 mm



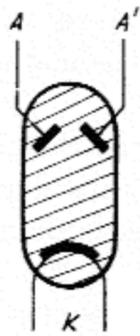


Fig. 76  
Symbolische Darstellung einer gasgefüllten Duodiode mit Anoden A und A' und Kathode K (direkt geheizt)

### b) Das Thyatron

Von den oben beschriebenen gasgefüllten Dioden unterscheidet sich das Thyatron (auch «Stromtor») durch wenigstens eine weitere zusätzliche Elektrode zwischen Kathode und Anode, das Steuergitter. Allerdings hat es eine ganz andere Form als bei der Vakuumtriode, es besteht meist aus einem gelochten oder mit einem Schlitz versehenen Blech- oder Graphitteller. Fig. 77 zeigt den Aufbau des Philips-Thyatron PL 5632. Man erkennt deutlich die kräftige Kathode, ihre Abschirmung, das Steuergitter in Form eines Blechzylinders mit Schlitz und den Anodenteller. Die Wirkung des Steuergitters beim Thyatron ist von der des Gitters einer Vakuumtriode stark verschieden. Zur Untersuchung der Steuerwirkung des Thyatrongitters kann eine Schaltung nach Fig. 78 dienen, die der nach Fig. 58 (Vakuumtriode) entspricht. Die Instrumente für die Messung der Ströme und Spannungen auf der Gitter- und der Anodenseite sind weggelassen, dafür sind in Gitter- und Anodenzuleitung die Widerstände  $R_g$  und  $R_a$  eingebaut, wie sie bekanntlich in Serie mit jeder Gasentladungsstrecke zur Strombegrenzung immer erforderlich sind.

Hat  $U_g$  einen großen negativen Wert (Abgriff A ganz unten), so ist wie bei einer Vakuumtriode der Elektronenstrom zur Anode fast völlig unterbunden. Wird  $U_g$  allmählich erhöht, so nimmt wieder wie bei einer Vakuumtriode der Elektronenstrom zu, und bei einem bestimmten kritischen Gitterspannungswert reicht die Energie einiger Elektronen aus, die Atome des Füllgases zu ionisieren. Durch Stoßionisation wächst die Elektronenzahl lawinenartig an, die Röhre zündet, und die Anodenspannung  $U_a$  fällt auf die Brennspannung  $U_B$  zusammen. Der Anodenstrom  $I_a$  schnell in die Höhe und wird nur durch den äußeren Widerstand  $R_a$  begrenzt. In diesem Augenblick verliert das Gitter seine Steuerwirkung vollkommen. Wird der Abgriff A noch weiter über den festen Abgriff A' hinaufgeschoben, so fließt nun lediglich ein immer höherer Gitterstrom  $I_g$  (durch  $R_g$  begrenzt) ohne jeden Einfluß auf den Anodenstrom  $I_a$ . Aber auch wenn der Abgriff A wieder bis an das unterste Ende des Gitterspannungsteilers hinabgeschoben wird, zu einer Stellung, bei der anfänglich die Röhre sperrte, hat dies auf den Anodenstrom  $I_a$  keinen Einfluß. Eine einmal gezündete Röhre kann auch durch eine sehr große negative Gitterspannung nicht wieder gelöscht werden. Der Grund dafür ist der, daß die positiven Ionen des Plasmas sich beim negativen Gitter anhäufen und seine Wirkung abschirmen. Der Anodenstrom fließt daher so lange, bis der Anodenkreis unterbrochen wird oder die im Anodenkreis treibende Spannung (der Batterie  $B_2$  in Fig. 78) unter den Wert der Brennspannung abgesenkt wird.

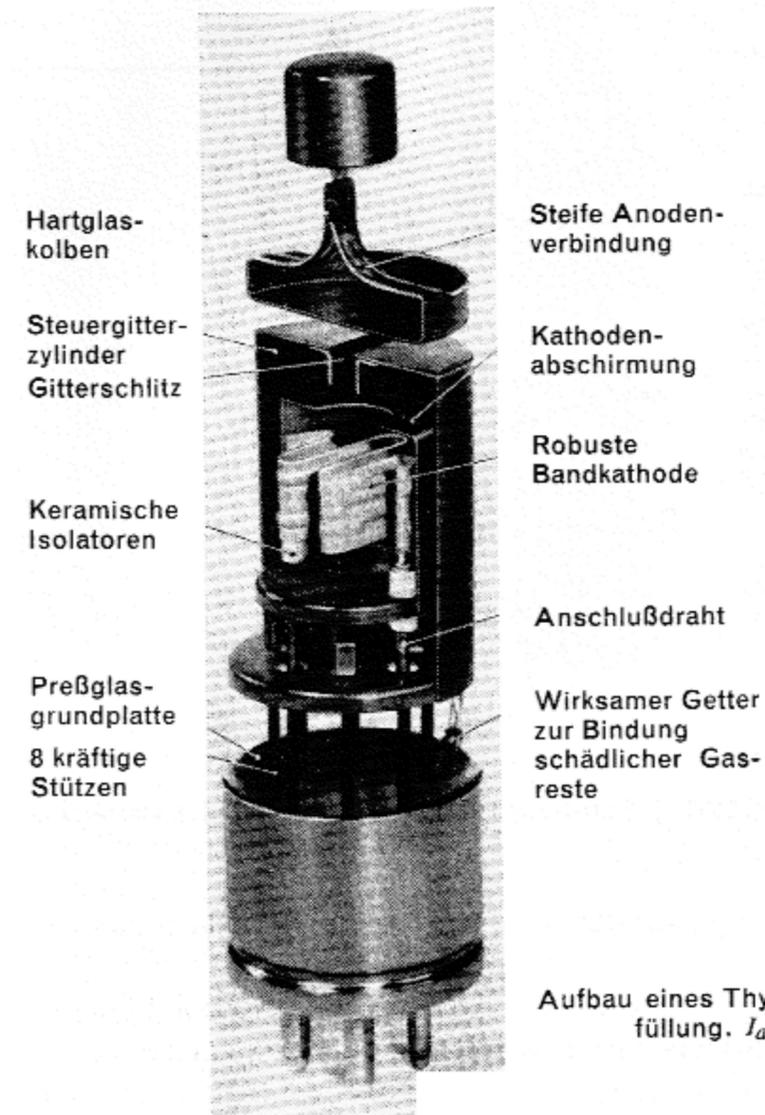


Fig. 77  
Aufbau eines Thyatron (Philips PL 5632) mit Xenonfüllung.  $I_{a\text{ med}} = 2,5 \text{ A}$ .  $U_{\text{inv}} = 1,25 \text{ kV}$

Die negative Gitterspannung  $U_g$ , bei der die Röhre zündet, hängt von der positiven Anodenspannung  $U_a$  ab. Mißt man bei verschiedenen Werten von  $U_a$  diese «Gitterzündspannung» und trägt den Zusammenhang graphisch auf, so entsteht die Zündcharakteristik des Thyatron. Für die in Fig. 77 gezeigte Röhre ist diese Charakteristik in Fig. 79 dargestellt. Da die Meßwerte von der Betriebstemperatur der Röhre abhängen und zudem bei verschiedenen Röhren gleichen Typs etwas streuen, ist nicht eine exakte Linie, sondern ein ganzer Bereich (Schraffur) angegeben. Rechts dieses Bereichs zündet die Röhre sicher, links davon sperrt sie sicher. Ist also beispielsweise  $U_a = 400 \text{ V}$ , so kann mit  $U_g = -5 \text{ V}$  (Punkt  $P_1$ ) die Röhre gesperrt werden, mit  $U_g = -1,5 \text{ V}$  (Punkt  $P_2$ ) dagegen zündet sie. Ein weiterer Unterschied zur Vakuumtriode besteht in einer gewissen Trägheit der Gasentladung, die in der Entionisierungszeit zum Ausdruck kommt. Vom Moment an, da der Anodenstrom unterbrochen wird, dauert es noch eine gewisse Zeit, bis das Gitter seine Steuerwirkung wieder erhalten hat. Diese Entionisierungszeit beträgt je nach Röhrentyp einige  $\mu\text{s}$  bis über  $1000 \mu\text{s}$  und begrenzt die Frequenz der Anodenwechselspannung, die mit wirksamer Gittersteuerung gleichgerichtet

<sup>1)</sup>  $\mu\text{s}$  = Mikrosekunde = Millionstel-Sekunde

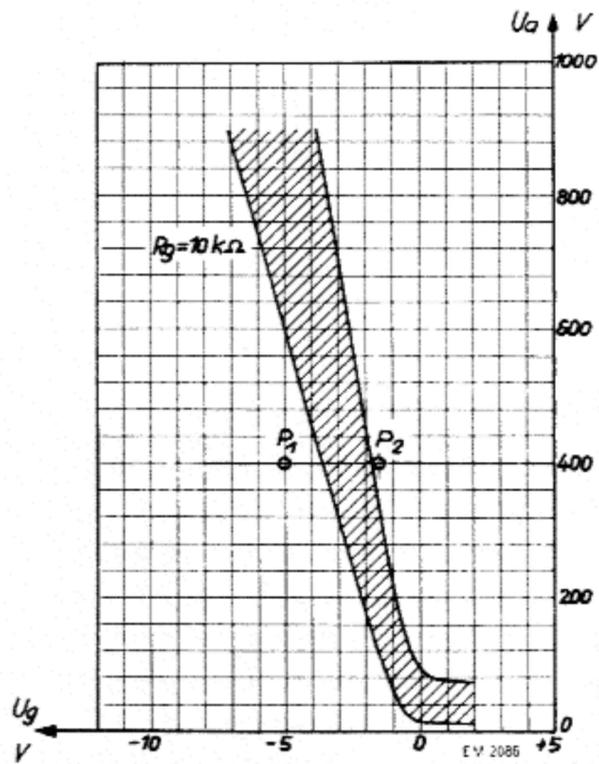


Fig. 79  
Zündcharakteristik des Thyratrons PL 5632

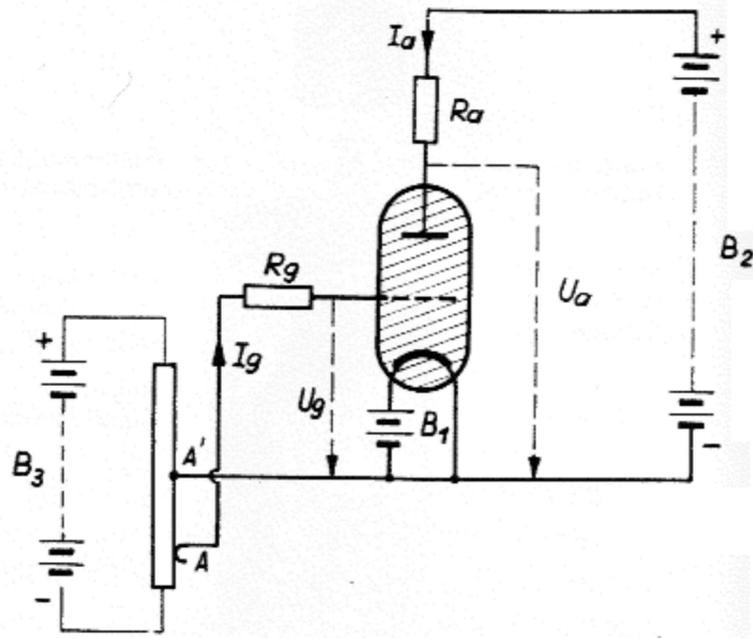


Fig. 78  
Schaltung zur Aufnahme der Zündcharakteristik eines Thyratrons

werden kann. Die Hauptanwendung liegt daher in Netzen mit normaler Industriefrequenz 50 Hz.

Gasgefüllte Röhren werden statt mit einem Gitter seltener auch mit zwei Gittern (Tetroden) hergestellt (Fig. 80). Sie bieten die Möglichkeit, die Zündcharakteristik durch Verändern der Schirmgitterspannung in horizontaler Richtung zu verschieben. Für die mit einem Edelgas gefüllte, indirekt geheizte Tetrode PL 2 D 21 der Philips ist dies in Fig. 81 dargestellt. Der Einbau eines Schirmgitters bietet auch

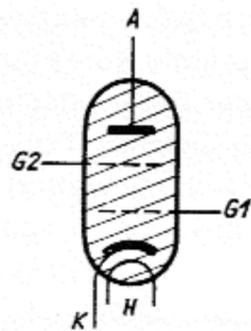


Fig. 80  
Gasgefüllte Tetrode mit Anode A, Schirmgitter G<sub>2</sub>, Steuergitter G<sub>1</sub> und indirekt geheizter Kathode K

Fig. 81  
Zündcharakteristik der gasgefüllten Tetrode PL 2 D 21 (Philips) bei verschiedenen Schirmgitterspannungen U<sub>G2</sub>

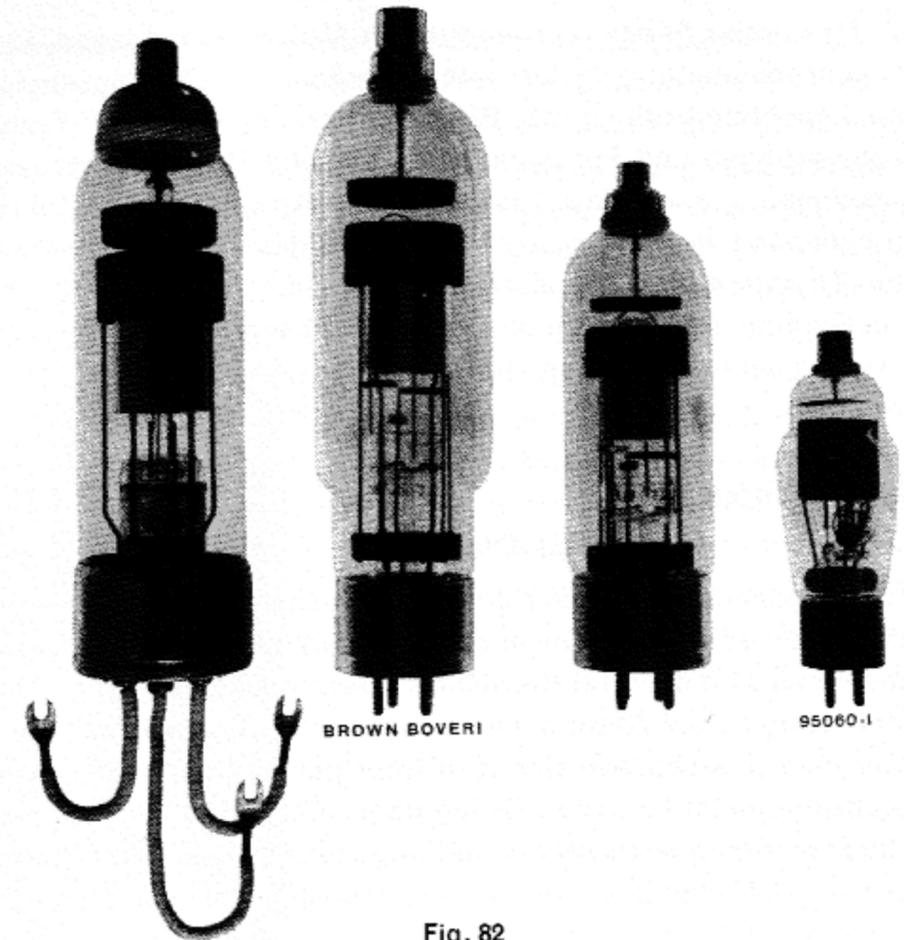
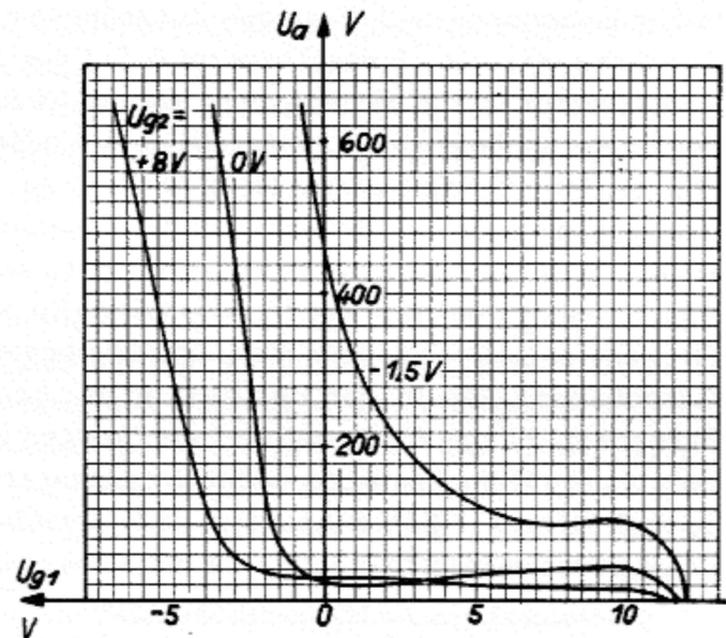


Fig. 82  
Brown-Boveri-Industriethyratrons mit Mischfüllung (Argon und Quecksilberpille). Von links nach rechts die Typen TQ 2/12, TQ 2/6, TQ 2/3 und TQ 1/2. Als wichtigste Daten sind Spitzenwert der Sperrspannung  $U_{inv}$ , zulässiger mittlerer Anodengleichstrom  $I_{a med}$  und kurzzeitiger Spitzenstrom  $I_{a max}$  angegeben:

Typ	Sperrspannung $U_{inv}$ (kV)	Mittlerer Anodengleichstrom $I_{a med}$ (A)	Kurzzeitiger Spitzenstrom $I_{a max}$ (A)
TQ 1/2	2	1,6	20
TQ 2/3	2	3,2	40
TQ 2/6	2	6,4	80
TQ 2/12	2	12,5	150

noch die Vorteile einer geringeren Kapazität zwischen Anode und Steuergitter und eines kleineren Gitterstroms.

Die PL 2 D 21 ist eine relativ kleine, gasgefüllte Röhre. Sie kann einen mittleren Anodenstrom von  $I_{a med} = 0,1$  A führen, wobei der Spitzenwert der Sperrspannung  $U_{inv} = 1300$  V ist. Die Edelgasfüllung und die kleinen Abmessungen ergeben eine sehr kurze Entionisierungszeit von 35 bis 75  $\mu s$ , je nach der angelegten Steuergitterspannung. Die Brennspannung beträgt  $U_B = 8$  V.

Abschließend seien noch einige Thyratrons für größere Leistungen beschrieben. Fig. 82 zeigt eine Auswahl von Industrie-Thyratrons der Firma Brown, Boveri. Es sind dies Röhren mit einer Mischfüllung, bestehend aus Argon und Quecksilberdampf, der nach dem Pillensystem eingefüllt ist. Wie bei den gasgefüllten Dioden ergibt dies die Vorteile einer relativ kurzen Anheizzeit von zum Beispiel 30 s bei der Röhre TQ 1/2 auch bei tiefen Raumtemperaturen, der Möglichkeit, die Röhren in jeder Lage zu betreiben und einer hohen Lebensdauer.

Mit den Thyratrons lassen sich außerordentlich viele Aufgaben der industriellen Elektronik lösen, ja, es beruht die stürmische Entwicklung der Elektronik nicht zuletzt auf den Fortschritten in der Technik der gasgefüllten Röhren mit und ohne

Steuergitter. Thyratrons finden Verwendung in Motorsteueranlagen, in Schweißgeräten mit Ignitronsteuerung, in Lichtsteuergeräten zur stufenlosen Lichtstärkeregelung von Leuchtstoffröhren, bei Wickelvorrichtungen in der Textilindustrie, für Aufzugssteuerungen und Fördereinrichtungen, für Programmsteuerungen bei Werkzeugmaschinen u. a. m. Eine Auswahl dieser Anwendungen wird in späteren Abschnitten behandelt werden. Immer stärker wird das Thyatron allerdings durch das Halbleiter-Thyatron, den Thyristor, konkurrenziert, vor allem wenn es sich um den Einsatz in Geräten mit kleineren und mittleren Spannungen bis zu einigen 100 V handelt. In Hochspannungsgeräten dürfte das Thyatron seine Stellung bis auf weiteres behaupten.

#### 4. Kaltkathodenröhren

##### a) Die Diode

Den bis jetzt behandelten Elektronenröhren ist gemeinsam, daß sie alle eine Kathode mit Glühemission aufweisen. Diese Emissionsart ist mit einer Reihe von Nachteilen verbunden: es wird dauernd Heizleistung verbraucht, auch wenn im Anodenkreis kein oder wenig Strom fließt; die Heizung verursacht zusätzliche Erwärmung; es muß immer eine gewisse Anheizzeit in Kauf genommen werden; die Lebensdauer der Glühkathode ist begrenzt. Es lag daher nahe, daß man bei der Entwicklung der Elektronenröhren auch Röhren mit ungeheizter oder kalter Kathode untersuchte, wobei es sich allerdings zeigte, daß man bei üblichen Spannungen nur mit Hilfe einer Gasfüllung brauchbare Ergebnisse erzielen konnte. Die Gasfüllung dient nicht nur zur Bildung des leitenden Plasmas zwischen den Elektroden (S. 29), sondern liefert auch die positiven Ionen, die beim Aufprall auf die Kathode die Elektronen befreien, die zur Aufrechterhaltung der Ionisierung erforderlich sind. Wie bei allen Gasentladungen braucht es auch hier in Serie mit der Röhre einen Widerstand, der den Anodenstrom auf einen Wert begrenzt, der einer Glimmentladung entspricht. Bei höherem Strom würde die Kathode durch den Aufprall der positiven Ionen so stark aufgeheizt, daß Glühemission und ein Lichtbogen auftreten würden, was rasch zur Zerstörung der Röhre führen könnte.

Die Strom-Spannungs-Kennlinie der Glimmentladung ist bereits auf S. 31 behandelt worden. Sie zeigt die typischen Merkmale der relativ hohen Zündspannung  $U_Z$ , die zur Einleitung der Entladung erforderlich ist, und eines flachen Minimums, deren Spannung als Brennspannung  $U_B$  bezeichnet wurde. Die Ausnützung dieses nahezu horizontal verlaufenden Teils der Kennlinie erfolgt in den Stabilisierungsröhren, die dazu dienen, gewisse in elektronischen Geräten benötigte Gleichspannungen trotz Schwankungen der Netzspannungen auf möglichst konstantem Wert zu behalten. In Ergänzung zu Fig. 31 wird in Fig. 83 die Glimmdiode 85 A 2 gezeigt, die nicht nur zur Spannungsstabilisierung, sondern als eigentliche Spannungsreferenzröhre dienen kann. Sie liefert eine sehr konstante Bezugs- oder Referenzspannung, wie sie zum Beispiel in Kompensationsschaltungen oder für automatische Regelungen benötigt wird. Im Gegensatz zu den Vakuum-Elektronenröhren ist hier die Anode der zentrale Stab, die sehr sorgfältig aus möglichst homogenem Metall hergestellte Kathode das zylindrische Blech.

In den Signalglimmlampen wird lediglich die Leuchtkraft der Glimmentladung der Kaltkathodendiode ausgenutzt (Fig. 27). Verglichen mit Glühlampen ist zwar die Leuchtdichte gering, dagegen sind die Glimmlampen gegen Erschütterungen unempfindlich, es wird weniger Wärme erzeugt, und vor allem haben Glimmlampen eine weit größere Lebensdauer. An sich enthält die Glimmentladung bei günstiger Gasfüllung fast nur rotes und gelbes Licht; es ist daher unmöglich, zum Beispiel durch Verwendung eines blauen Farbglases eine blauleuchtende Lampe herzustellen. Man gibt daher dem Füllgas Zusätze bei, die eine dem Auge unsichtbare ultraviolette Strahlung erzeugen. Diese wird dazu benützt, auf der Kolbeninnenseite angebrachte Leuchtstoffe zum Leuchten anzuregen, womit auch die Farben Grün und Blau erzeugt werden können.

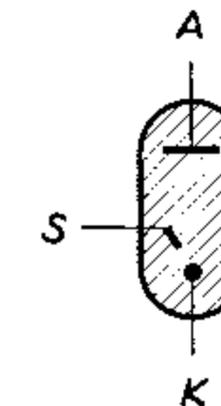


Fig. 83

Spannungs-Stabilisierungsröhre 85 A 2 (Philips) in Miniaturtechnik mit hoher Stabilität während der gesamten Lebensdauer. Zündspannung 125 V, mittlere Brennspannung 85 V, Stabilisierungsbereich 1 bis 10 mA bei max. 4 V Spannungsänderung

Fig. 84

Schematische Darstellung einer Glimmtriode mit Anode A, Steuerelektrode S (Starter, «trigger») und kalter Kathode K

Glimmlampen eignen sich, da sie keine sichtbare Trägheit haben, prinzipiell auch als Stroboskoplampen, die zur Auflösung rascher Bewegungen in ihre einzelnen Phasen dienen.

##### b) Die Relaisröhre

Führt man in eine gasgefüllte Diode mit kalter Kathode eine weitere Elektrode als Steuerelektrode ein, so entsteht die Glimmtriode oder die Relaisröhre (Fig. 84). Diese Röhre, noch während des Zweiten Weltkrieges fast unbekannt, hat sich als eines der jüngsten Glieder der Familie der Elektronenröhren sehr rasch entwickelt, wobei in der Schweiz die Firmen Cerberus AG, Männedorf, und Elesta AG, Bad Ragaz, maßgebenden Anteil haben. Der Grund für die zunehmende Verwendung

der Relaisröhre ist der, daß sie in idealer Weise wichtige Eigenschaften elektronischer und elektromechanischer Schaltelemente verbindet. Als Elektronenröhre besitzt sie hohe Steuerempfindlichkeit und große Schaltgeschwindigkeit, andererseits ist sie – wie ein elektromechanisches Relais – jederzeit ohne Vorheizung arbeitsbereit. Diese Eigenschaft ist besonders bei jenen Anwendungen von Bedeutung, bei denen nach langen Bereitschaftszeiten relativ kurze Arbeitszeiten auftreten, wie im Ionisationsfeuermelder (Fig. 19), in Netzkommandoempfängern, für die automatische Telephonie, bei Lichtsteuerungen (Ölfeuerungen), bei Zeitsteuerungen u. a. m.

Zur Erklärung des Steuermechanismus einer Glimmtriode muß auf die Strom-Spannungs-Kennlinie der Glimmstrecke zurückgekommen werden (Fig. 85), wobei im Gegensatz zu Fig. 30 die Stromstärke  $I$  in logarithmischem Maßstab aufgetragen ist. Dies gestattet es, die Kennlinie in der Umgebung der Zündspannung  $U_z$ , welches Gebiet bei linearer Darstellung praktisch auf der Ordinate liegt, genauer zu betrachten.

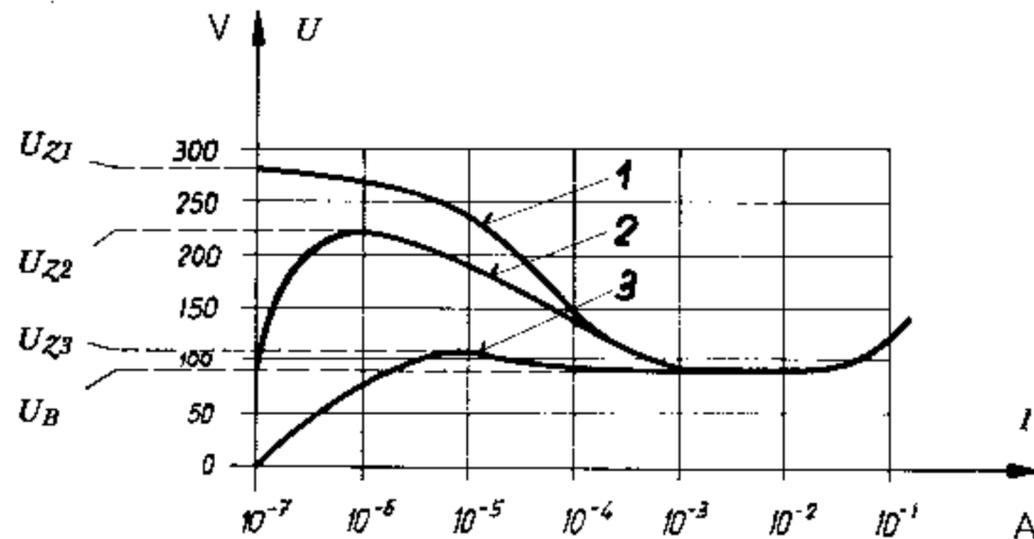


Fig. 85

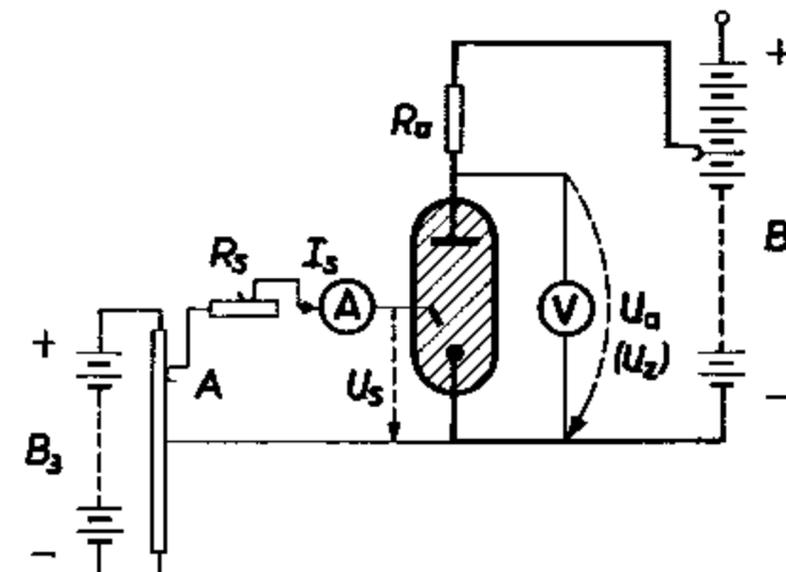
Strom-Spannungs-Kennlinie einer Glimmtriode, 1 ohne Fremdstrom (Zündspannung  $U_{z1}$ ), 2 mit schwachem Fremdstrom (Zündspannung  $U_{z2}$ ), 3 mit starkem Fremdstrom (Zündspannung  $U_{z3}$ ).  $U_B$  = Brennspannung

Die Glimmdiode hat eine Kennlinie nach 1. Erst bei der relativ hohen Zündspannung  $U_{z1}$  wird die Entladung selbständig, das heißt hält sie sich durch Stoßionisation aufrecht. Nun ist es denkbar, die Einleitung der selbständigen Entladung durch eine «Einspritzung» von Ladungsträgern in die Entladungsstrecke zu begünstigen. Man kann zum Beispiel die Röhre mit einer lichtempfindlichen Kathode versehen und von außen kräftig beleuchten. An der Kathode werden Photoelektronen ausgelöst, die zur Anode fliegen und sich auf dem Weg durch Stoßionisation noch vermehren. Unter dem Einfluß dieses von außen ausgelösten «Fremdstroms» sinkt die Kennlinie auf die Form 2 (Fig. 85) mit bedeutend kleinerer Zündspannung  $U_{z2}$ . Eine stärkere Beleuchtung führt zu einem kräftigeren Fremdstrom, was die Kennlinie weiter absenkt (3) mit noch tiefer liegender Zündspannung  $U_{z3}$ . Normalerweise erfolgt die Einspritzung der zusätzlichen Ladungsträger durch eine besondere Steuerelektrode, den Starter S. Da dieser Starter nahe bei der Kathode

K liegt, genügt zur Zündung der Steuerstrecke S-K eine relativ niedrige Spannung von zum Beispiel etwa 100 V. Mit einem im Starterkreis liegenden Strombegrenzungswiderstand wird der Steuerstrom variiert und dadurch die Zündspannung der Hauptentladungsstrecke Anode-Kathode beeinflusst. Je stärker der Steuerstrom, desto mehr Ladungsträger existieren in der Röhre und desto niedriger ist die Zündspannung der Hauptstrecke. Der Zusammenhang zwischen Steuerstrom  $I_s$  und Zündspannung der Hauptstrecke  $U_z$  wird Steuerkennlinie der Relaisröhre genannt.

Zur Aufnahme dieser Steuerkennlinie dient eine ähnliche Schaltung wie die zur Ermittlung der Zündkennlinie eines Thyratrons (Fig. 78), mit dem Unterschied, daß keine Spannungsquelle für die Röhrenheizung erforderlich ist und nun hier speziell der Starterstrom  $I_s$  und die Anodenspannung  $U_a$  bei der Zündung der Hauptstrecke interessieren, was durch Einschaltung entsprechender Instrumente (Voltmeter sehr hochohmig!) hervorgehoben ist (Fig. 86). Durch Verstellen des Abgriffs an der Anodenbatterie  $B_2$  wird eine bestimmte Anodenspannung  $U_a$  gewählt. Nun wird die Starterspannung  $U_s$  durch Hochschieben des Abgriffs A am Starterspannungsteiler so weit erhöht, bis die Steuerstrecke zündet und ein Steuerstrom  $I_s$  einsetzt, der zunächst noch durch den Widerstand  $R_s$  im Starterkreis auf einen kleinen Wert begrenzt ist. Die so erfolgte «Einspritzung» von Ladungsträgern genügt noch nicht zur Durchzündung der Entladung auf die Anode. Es wird nun durch Verkleinerung von  $R_s$  der Steuerstrom  $I_s$  so weit erhöht, bis auch die Hauptstrecke zündet und Anodenstrom einsetzt. So kann der für eine bestimmte Anodenspannung erforderliche Steuerstrom ermittelt werden. Die Wiederholung dieser Messung für andere Anodenspannungswerte und Einzeichnen dieser Punktepaare in einer graphischen Darstellung gibt die erwähnte Steuerkennlinie, die in Fig. 87 für die Relaisröhre 5823/Z 900 T dargestellt ist. Sie sagt zum Beispiel aus, daß diese Röhre bei einer Anodenspannung von 175 V zündet, sofern der Steuerstrom  $160 \mu A$  beträgt (Punkt  $P_1$ ).

Die Schaltung nach Fig. 86 kann auch dazu dienen, die Zündung irgendeiner Entladungsstrecke bei Vorhandensein von Spannung nur im Starterkreis, nur im



Anodenkreis oder in beiden Kreisen zu untersuchen. Die so ermittelten Zündspannungen sind in der Zündkennlinie (Fig. 88) festgehalten. Bei abgeschaltetem Anodenkreis wird zum Beispiel zunächst die Starterzündspan-

Fig. 86  
Schaltung zur Aufnahme der Steuerkennlinie einer Relaisröhre

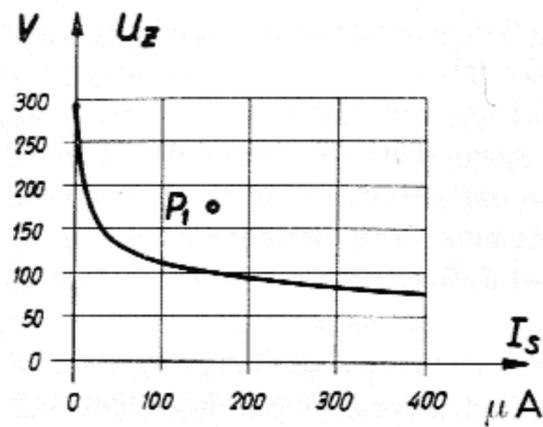


Fig. 87  
Steuerkennlinie der Relaisröhre 5823/Z 900 T  
(Philips)

nung bestimmt, die – wieder bei der Röhre 5823/Z 900 T – bei positiver Starterspannung 80 V (Punkt  $P_1$ ), bei negativer Starterspannung  $-70$  V beträgt (Punkt  $P_2$ ). Die Anodenzündspannung (bei abgeschaltetem Starterkreis) ergibt sich zu 290 V ( $P_3$ ) bzw.  $-275$  V ( $P_4$ ).

Wie verhält sich nun die Röhre, wenn an Starter S und an Anode A gleichzeitig bestimmte Spannungen gegenüber der Kathode K liegen? Je nach diesen Spannungen kann die Glimmentladung in der Hauptstrecke AK, in der Steuerstrecke SK oder zwischen Anode und Starter AS zustande kommen, wobei auch noch die Stromrichtung wechseln kann, so daß total 6 Entladungsarten möglich sind. Sie sind in Fig. 88 schematisch eingetragen unter Hinweis auf den zugehörigen Abschnitt der Zündkennlinie und unter Angabe der Stromrichtung in der Anoden- oder der Starterzuleitung. Wird zum Beispiel die Anodenspannung zu  $U_a = 140$  V gewählt ( $P_5$ ) und nun die Starterspannung  $U_s$  von 0 her gegen positive Werte vergrößert, so zündet bei  $U_s = 80$  V ( $P_6$ ) eine Entladung zwischen Starter und Kathode. Die Kennlinie zeigt, daß diese Starterzündspannung in einem weiten Bereich unabhängig von der jeweiligen Anodenspannung ist. Dies gilt praktisch auch für die Anodenzündspannung, die ihrerseits nur wenig von der Starterspannung abhängt. Wird zum Beispiel  $U_s = 30$  V gewählt ( $P_7$ ) und nun  $U_a$  erhöht, so zündet eine Entladung zwischen Anode und Ka-

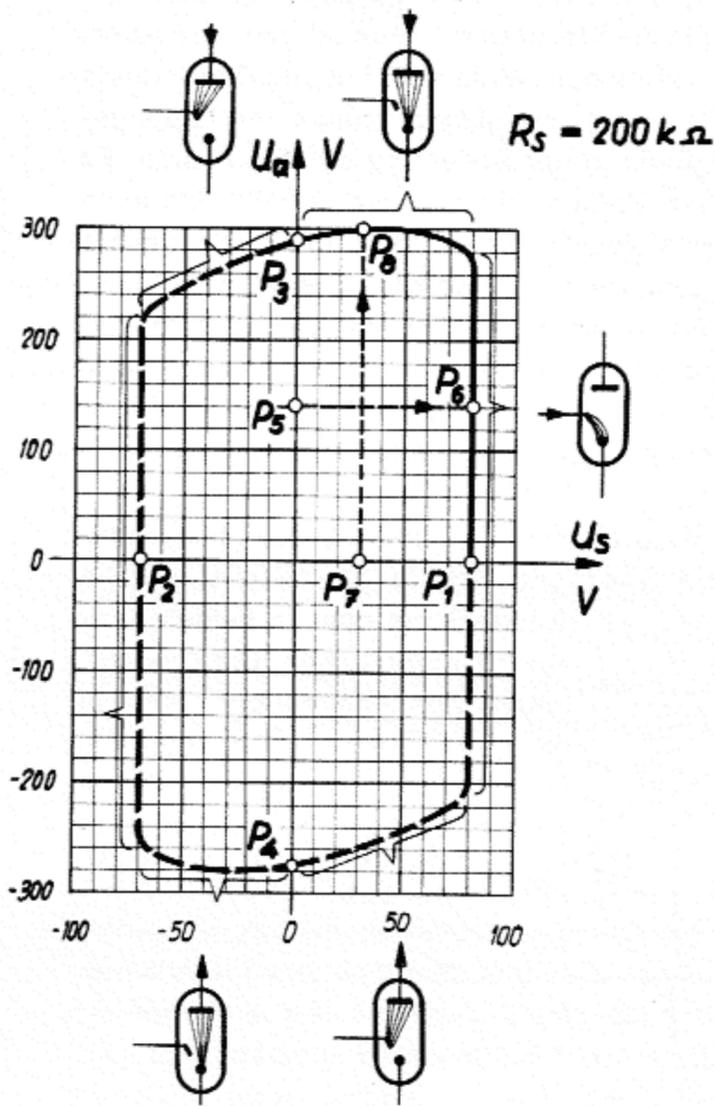


Fig. 88  
Zündkennlinie der Relaisröhre 5823/Z 900 T

thode bei  $U_a = 300$  V ( $P_3$ ); bei einer anderen Starterspannung hätte man eine nur wenig veränderte Anodenzündspannung erhalten.

Fig. 88 zeigt, daß auch Entladungszustände gezündet werden können, bei denen entweder die Anode oder der Starter Elektronenaustrittsstellen sind, also «Kathode spielen» müssen. Diese Entladungsformen sind unnatürlich und können der Röhre schaden. Es wird daher im allgemeinen empfohlen, solche Röhren nur im ersten Quadranten des Kennlinienfeldes zu betreiben (kräftig ausgezogener Teil). Es muß noch ergänzt werden, daß wie beim Thyatron die Meßwerte sowohl für die Steuerkennlinie als auch für die Zündkennlinie bei einem bestimmten Röhrentyp von Röhre zu Röhre etwas streuen, dies selbst auch bei ein und derselben Röhre innerhalb der Lebensdauer. Die vollständigen Kennlinien enthalten daher auch Streubänder, auf deren Wiedergabe aber verzichtet wurde, um die Figuren nicht zu überlasten.

Hat die Röhre bei irgendeiner Entladungsform einmal gezündet, so kann wie beim Thyatron der Strom nur durch kurzzeitiges Absenken der Betriebsspannung unter die Brennspannung der betreffenden Entladung unterbrochen werden. Diese Brennspannung beträgt zum Beispiel bei der 5823/Z 900 T sowohl für die Hauptstrecke als auch für die Steuerstrecke etwa 60 V. Und wie beim Thyatron wird der Entladungsraum nach dem Löschen der Entladung nur allmählich von Entladungsprodukten frei, so daß beim Wiederanlegen der Speisespannung kurz nach der Löschung unter Umständen eine Wiederezündung bei einer Spannung stattfindet, die nach Zündkennlinie nicht zur Zündung führen würde. Es braucht also auch hier eine gewisse Entionisierungszeit, die bei der 5823/Z 900 T je nach den Betriebsbedingungen  $500 \mu s$  beträgt. Andererseits braucht auch der Aufbau der Entladung eine gewisse Zeit. Diese sogenannte Ionisierungszeit ist bei unserer Röhre bei normaler Beleuchtung  $10 \dots 100 \mu s$ .

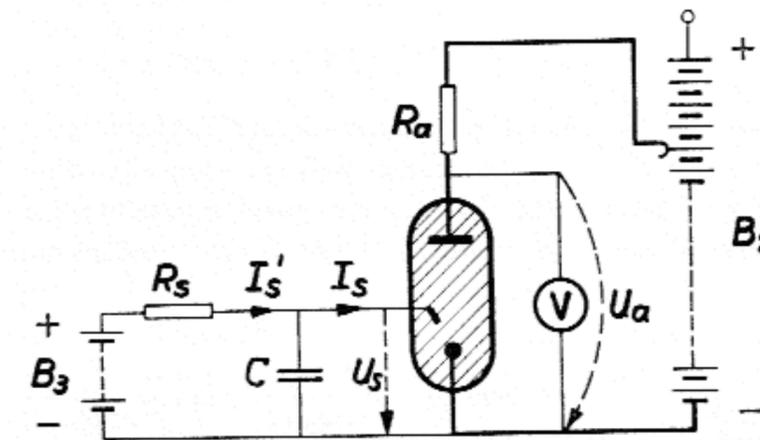


Fig. 89  
Schaltung zur Aufnahme der Kipp-Steuerkennlinie einer Relaisröhre

Bei zahlreichen Anwendungen der Relaisröhre sind die verfügbaren Steuerströme so klein, daß sie nicht genügen würden, eine merkbare Verkleinerung der Zündspannung in der Hauptentladungsstrecke zu bewirken. In solchen Fällen wird die Schaltung nach Fig. 89 mit sogenannter Kippsteuerung angewendet. Gegenüber der Schaltung nach Fig. 86 ist als wesentliches Element ein Kondensator C

parallel zur Steuerstrecke hinzugekommen. Der hier über einen hochohmigen Widerstand  $R_s$  von zum Beispiel  $10\text{ M}\Omega$  zufließende kleine Steuerstrom  $I_s'$  lädt den Kondensator  $C$  auf; seine Spannung  $U_s$  steigt immer mehr. Sobald  $U_s$  die Starterzündspannung erreicht hat, zündet die Steuerstrecke, und der Kondensator entlädt sich schlagartig bis auf die Brennspannung der Steuerstrecke, wobei eine relativ hohe Spitze des Starterstroms  $I_s$  entsteht, die den Steuerstrom  $I_s'$  um mehrere Größenordnungen übersteigt. Die Anodenzündspannung wird durch diesen Stromstoß in der Steuerstrecke kräftig herabgesetzt. Der Vorgang im Starterkreis gleicht der Entleerung eines zum Beispiel Sand führenden Lastwagens mit kippbarer Brücke. Erst wenn die Brücke einen bestimmten Neigungswinkel erreicht hat, kommt plötzlich die ganze Ladung ins Rutschen.

Die bei der Kippsteuerung erforderliche Kondensatorspannung ist durch die Starterzündspannung gegeben; die verfügbare Energie kann daher nur durch die Kapazität beeinflusst werden. Unter der Kippsteuerungskennlinie versteht man daher den Zusammenhang zwischen Anodenzündspannung und Kippkapazität im Starterkreis. Sie ist in Fig. 90 für die Relaisröhre GR 15 (Cerberus) dargestellt. Es kann ihr zum Beispiel entnommen werden, daß bei einer Anodenspannung von  $U_a = 160\text{ V}$  eine Kippkapazität von  $200\text{ pF}$  (Punkt  $P_1$ ) zur Zündung der Hauptstrecke der Röhre genügt. Dank der Kippsteuerung ist es bei besonderen Röhren möglich, mit extrem kleinen Steuerströmen in der Größenordnung von  $10^{-12}\text{ A}$  auszukommen!

Bei den Schaltungen nach den Fig. 86 und 89 zur Untersuchung der grundsätzlichen Wirkungsweise der Relaisröhre sind ausschließlich Gleichspannungen verwendet worden. Für viele praktische Anwendungen der Röhre wäre es nun wesentlich günstiger, direkt mit Wechselspannung, zum Beispiel der normalen Netzspannung  $220\text{ V}$ , arbeiten zu können. Dies ist auch tatsächlich bei besonders gebauten Relaisröhren, den sogenannten Wechselstromröhren wie die GR 16,

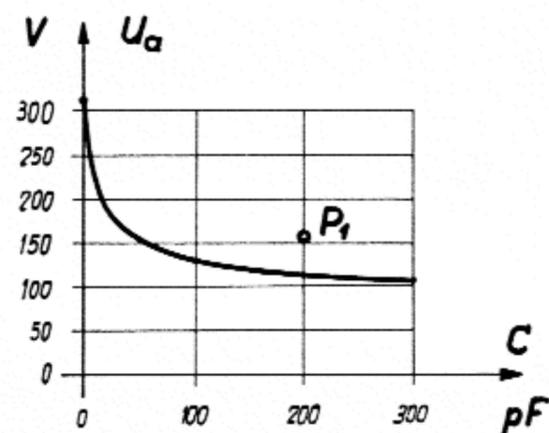


Fig. 90  
Kippsteuerkennlinie der Relaisröhre GR 15  
(Cerberus)

ohne weiteres möglich; sie sind so gebaut, daß sie bei normaler Netzspannung nicht ohne Hilfe der Steuerentladung zünden. Es muß dann in jeder Periode mit Hilfe des Starters neu gezündet werden, wenn die Röhre nicht gelöscht bleiben soll, da in der Nähe des Nulldurchgangs der Anodenspannung die Röhre selbst-

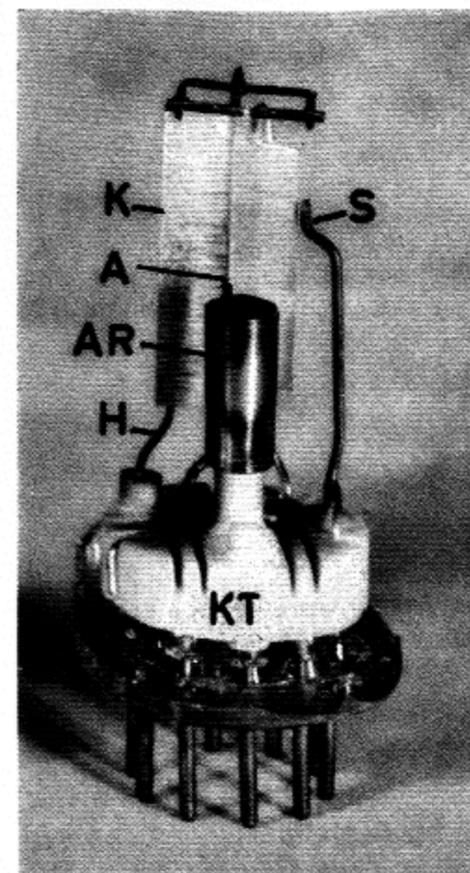


Fig. 91  
Innenaufbau einer GR 16 mit Reinmetallkathode in Allglas-Noval-Ausführung  
K Kathode  
S Starter  
A Anode in Abschirmröhrchen  
AR Abschirmröhrchen  
H Hilfsanode  
KT Keramikteller  
Cerberus AG, Männedorf



Fig. 92  
Glimmrelais GR 41 mit zwei Startern, Subminiaturausführung zum Einlöten, im Größenvergleich mit Novalröhre. Cerberus AG, Männedorf

tätig löscht. Entsprechende Schaltungen werden später im Rahmen der praktischen Anwendungen zur Behandlung kommen.

Abschließend seien noch einige praktische Ausführungen gezeigt. Fig. 91 stellt die Relaisröhre GR 16 der Cerberus mit kalter Molybdänkathode dar, deren Anodenkreis mit Gleich- oder Wechselspannung betrieben werden darf und die vor allem für Kontaktschutzrelais, Zeitrelais und photoelektrische Steuerungen geeignet ist. Fig. 92 zeigt im Größenvergleich mit einer Novalröhre die Subminiaturröhre GR 41 (Cerberus), die dank des Einbaus von zwei Startern sich besonders für elektronische Automatikschaltungen und Zählkreise eignet. Daß die kalte Kathode auch für sehr hohe Impulsströme anwendbar ist, zeigt Fig. 93, die eine Hochstrom-Schaltröhre darstellt. Sie dient zum Beispiel zur gesteuerten Entladung von Kondensatoren, wobei der Einsatz der Entladung durch eine Starterelektrode bei sehr hoher Stromverstärkung von  $10^8$  bis  $10^{10}$  erfolgt.

Wie bei den Vakuumröhren können auch bei Kaltkathodenröhren mehrere Elektroden zwischen Anode und Kathode eingeschaltet werden; es entstehen dann Kalt-

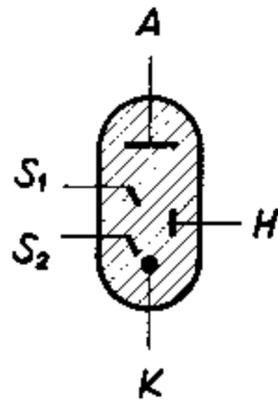
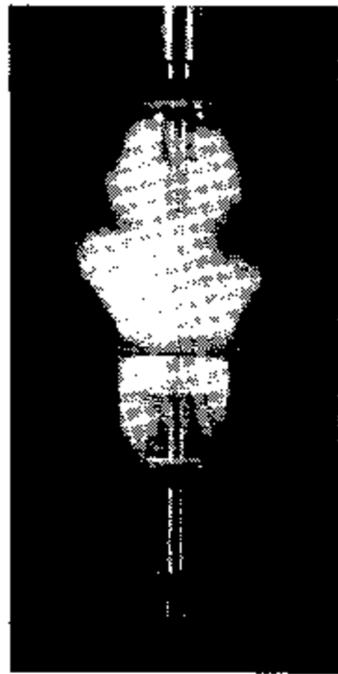


Fig. 94  
Glimmpentode mit Anode A,  
Kathode K, zwei Startern S<sub>1</sub> und  
S<sub>2</sub> und eine Hilfsanode H

← Fig. 93  
Hochstrom-Schaltröhre HSR 21 (Cerberus) für die Erzeugung  
sehr hoher Stromspitzen bis zu 10000 A von kurzer Dauer.  
Anodenspannung 2000 V Gleichstrom

kathoden-Tetroden und -Pentoden. Fig. 94 zeigt als Beispiel die schematische Darstellung einer Glimmpentode, deren Hilfsanode H dazu dienen kann, die Zündzeiten zu verkürzen oder die Anodenzündspannung zu beeinflussen.

Eine besonders interessante Ausführung einer Kaltkathodenröhre ist die dekadische Zählröhre EZ 10 B (Elesta). Ihr Schema zeigt Fig. 95, ihre Form Fig. 96. Die Entladung springt beim Anlegen und Wegnehmen eines Zählimpulses jeweils zur nächsten der 10 Hauptkathoden. Die Stellung der Entladung kann von Auge

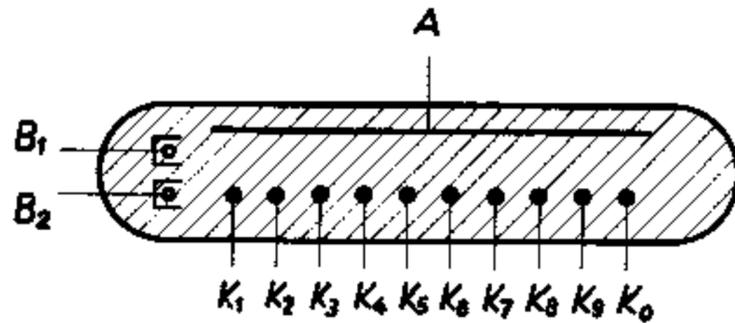
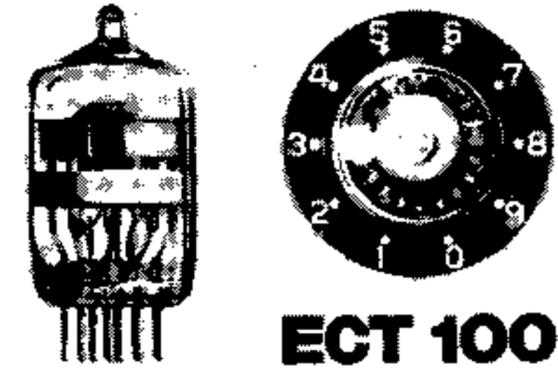


Fig. 95  
Schema einer dekadischen Kaltkathoden-Zählröhre mit  
Anode A, 10 Hauptkathoden K<sub>1</sub>, K<sub>2</sub> usw. bis K<sub>10</sub> und zwei  
Hilfskathoden B<sub>1</sub> und B<sub>2</sub>



Fig. 96 >  
Dekadische Zählröhre EZ 10 B (Elesta) für eine Zähl-  
frequenz von über 1000000 Impulsen pro Sekunde

Fig. 97  
Gasgefüllte Kaltkathoden-Zählröhre ECT 100  
(Elesta) für Zählgeschwindigkeiten bis zu  
1 MHz



abgelesen werden. Solche Zählröhren können leicht kombiniert werden, so daß von einer Impulsserie die Einer, Zehner, Hunderter usw. rasch und genau bestimmt werden können. Die Röhre findet praktische Anwendung in elektronischen Zähl-, Meß-, Speicher- und Steuer-Geräten, für Frequenzteiler und für genaue Zeitrelais. Für sehr hohe Zählfrequenzen bis 1 MHz eignet sich die gasgefüllte Kaltkathoden-Zählröhre ECT 100 (Fig. 97). Sie kann direkt durch Transistoren angesteuert werden, zählt vor- und rückwärts und ist bei kleinen Abmessungen (Durchmesser des Glaskolbens 21 mm) sehr robust.

## 5. Röhren mit Quecksilberkathode

### a) Allgemeines

Um 1900 war der Amerikaner Peter Cooper Hewitt damit beschäftigt, den schon seit 1860 bekannten Quecksilberlichtbogen als Lichtquelle kommerziell auszuwerten. Bei seinen Versuchen wurde er zufällig darauf aufmerksam, daß in einer mit Wechselspannung gespeisten Anordnung mit einer Quecksilberelektrode ein Gleichstrom floß, die Entladungsstrecke also als Gleichrichter wirkte! Hewitt erkannte sofort die Bedeutung seiner Entdeckung und meldete sie 1902 zum Patent an. Fig. 98 ist die Wiedergabe des Schemas einer Vierphasen-Gleichrichtung aus dem damals erteilten schweizerischen Patent, das abgesehen von der kapazitiven Zündung (mit Außenelektrode) schon sehr modern anmutet.

Die Erfindung Hewitts ist eine interessante Parallele zu der Entdeckung der Glühemission durch Edison (Seite 51), der ebenfalls primär die Glühlampe als Lichtquelle eingehend untersuchte und dabei als «Nebeneffekt» den Austritt von Elektrizität aus dem Glühfaden entdeckte.

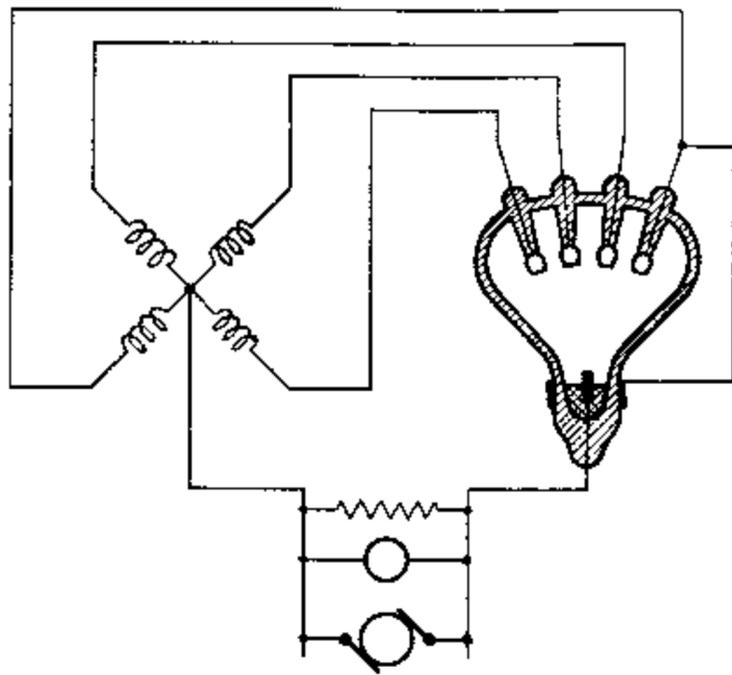


Fig. 98  
 Schema eines Vierphasen-Quecksilberdampf-Gleichrichters aus dem Schweizer Patent von P. C. Hewitt vom 19. Dezember 1902

Bei der praktischen Realisierung der Erfindung von Hewitt, die auf breiter Basis zunächst in Amerika und dann auch in Europa aufgenommen wurde, stieß man bald auf eine sehr unangenehme Schwierigkeit; der Gleichrichter neigte zu Rückzündungen (Seite 73). Man ordnete daher die Anoden in besonderen Armen an, die später noch geknickt wurden, so daß es ausgeschlossen war, daß von der Kathode dauernd weggeschleuderte Quecksilbertröpfchen eine Anode erreichen und dort zu Emission Anlaß geben konnten. Eine weitere Verbesserung bedeutete die Steuerung des Gleichrichters durch Gitter, deren Verwendung 1914 Langmuir vorschlug. So waren zu diesem Zeitpunkt schon alle wesentlichen Elemente bekannt, die auch heute noch im Quecksilberdampf-Gleichrichter Verwendung finden. Trotzdem war noch ein weiter Weg vom damaligen Glasgleichrichter bescheidener Leistung zum modernen leistungsfähigen Eisengefäß-Großgleichrichter. Das Jahr 1902 kann als Geburtsstunde der industriellen Elektronik bezeichnet werden, sie ist also – entgegen der üblichen Ansicht – älter als die nachrichtentechnische Röhren-Elektronik, die erst mit der Erfindung der Vakuumtriode durch von Lieben und de Forest (Seite 55) Bedeutung gewann.

Die Leistung der anfänglich üblichen Glasgleichrichter war auf einige 100 kW beschränkt. Zur Steigerung der Leistung mußte man auf Eisengefäße übergehen. Hier bereiteten nun die Rückzündungen und die Erreichung und Erhaltung eines genügenden Vakuums derartige Schwierigkeiten, daß in den USA etwa 1927 die Entwicklung der Eisengleichrichter aufgegeben wurde! Unterdessen waren aber in Europa vielversprechende Arbeiten in Schwung gekommen. Nachdem die Herstellung leistungsfähiger Hochvakuum pumpen gelungen war, konnte man zunächst zur Realisierung von Eisengleichrichtern mit dauernd laufender Pumpe übergehen. Die Firma Brown, Boveri in Baden war schon anfangs der zwanziger Jahre in der Lage, Gefäße für 1000 A und mehr Gleichstrom zu liefern.

Bald fabrizierte man Gefäße mit 6, 12 oder gar 24 Anoden für Kathodenströme bis gegen 10 000 A. Doch blieb die Entwicklung hier nicht stehen, sondern ging in zwei Richtungen weiter: zum Einanodengefäß und zum pumpenlosen Gleichrichter.

Der Einanodengleichrichter wurde in der Schweiz vor allem durch die Maschinenfabrik Oerlikon gefördert. Der Entwicklung des pumpenlosen Gleichrichters nahm sich eine Zürcher Studiengesellschaft unter Dr. Dällenbach an, der 1933 der Bau eines allen Anforderungen entsprechenden Gefäßes gelang. Unter anderem hatte man erkannt, daß aus dem den Eisenmantel des Gleichrichters umgebenden Kühlwasser Wasserstoff in das Vakuum diffundiert. Die Schlußfolgerung aus dieser Entdeckung war die Einführung der Luftkühlung, wobei in der Schweiz speziell die Sécheron-Werke diese Entwicklungsrichtung pflegten. – Die Beibehaltung der Wasserkühlung ist unter Verwendung hochwertiger nichtrostender Stähle für den Eisenmantel der Gleichrichter möglich, welche Lösung in den USA bevorzugt wird. Dort hatte man sich indessen vor allem dem Bau von Einanodengefäßen zugewendet, die zunächst unter Verwendung dauernd laufender Vakuumpumpen, später auch pumpenlos hergestellt wurden. Als Besonderheit wiesen sie den 1933 eingeführten Zündstift oder Ignitor auf, mit dem die Entladung in jeder Periode neu gezündet wird. Diese Gefäße erhielten den Namen Ignitron, sie sind heute auch in Europa für spezielle Aufgaben der industriellen Elektronik wie für die Schweißmaschinensteuerung verbreitet.

#### b) Der Mehranodengleichrichter

Mehranodengefäße lassen sich für Belastungen von über 10 000 A herstellen. Sie sind mit Wasser- oder Luftkühlung versehen, wobei vor allem für kleinere und mittlere Leistungen die Luftkühlung in Verbindung mit pumpenlosen Gleichrichtern immer mehr vorgezogen wird. Der Aufbau eines solchen luftgekühlten Gleichrichtergefäßes ist dem Schnittbild einer Ausführung von Sécheron (Fig. 99) zu entnehmen. Konstruktiv handelt es sich hier um die sogenannte Dosenform mit ringförmiger Anodenplatte und dem «Dom», einem zylindrischen Aufsatz über dem eigentlichen Entladungsraum, der der Kondensation des aus der Kathode fortwährend verdampften Quecksilbers dient. Elektronenquelle ist das Kathodenquecksilber, insbesondere der Fußpunkt des im Betrieb entstehenden Quecksilberdampf-Lichtbogens, der sogenannte Kathodenfleck. Die auf die Kathode zu strömenden positiven Ionen des Lichtbogens bilden vor dem Kathodenfleck eine konzentrierte Raumladung und ein kräftiges elektrisches Feld, das in Verbindung mit dem Ionenstoß die Elektronen aus der Kathode herauszieht (Feldemission, Seite 42).

Zur Zündung, das heißt zur Einleitung des Lichtbogens, wird der an Spannung liegende Zündstift elektromagnetisch in das Kathodenquecksilber getaucht und wieder hochgehoben, wobei der Unterbrechungsfunke einen kleinen Lichtbogen einleitet. Dieser springt dann zu derjenigen Anode über, die gegenüber der Ka-

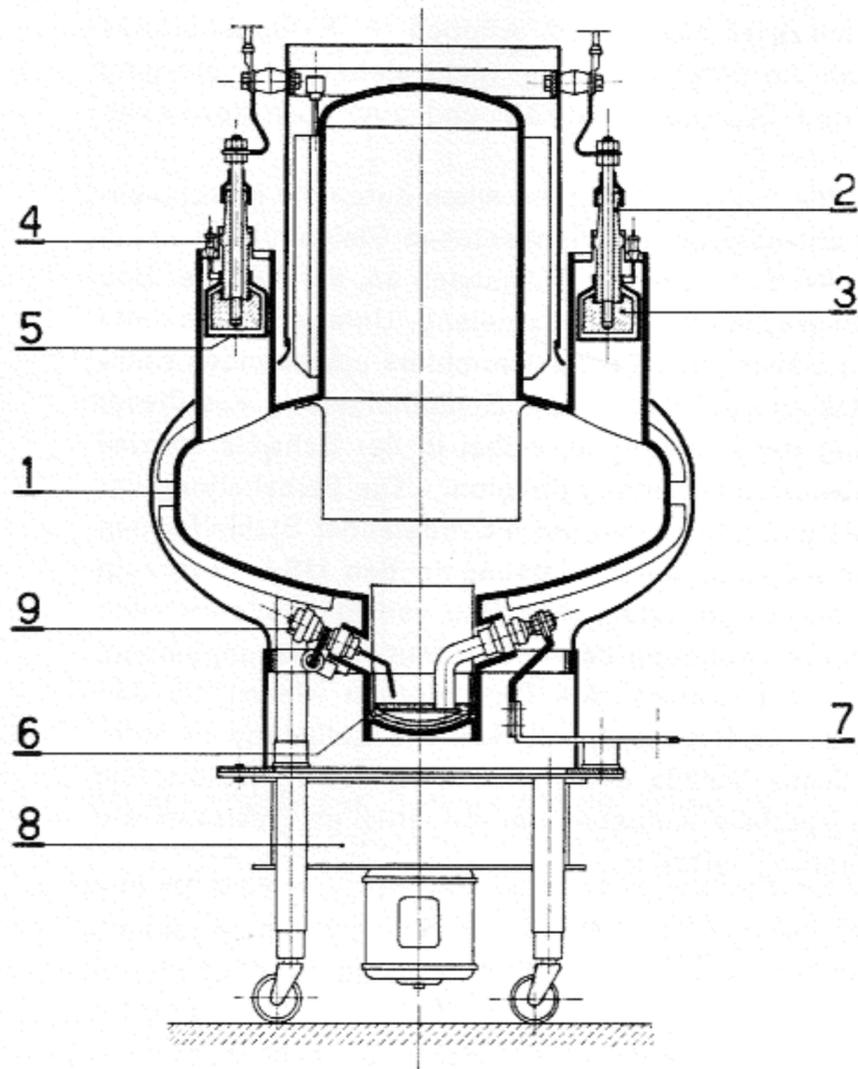


Fig. 99  
Schnitt durch ein sechsanodiges Gleichrichtergefäß, Bauart Sécheron

- 1 Vakuummantel aus Stahl
- 2 Anodenisolator
- 3 Anode
- 4 Gitterisolator
- 5 Gitter
- 6 Kathodenquecksilber
- 7 Kathodenstromschiene
- 8 Ventilator
- 9 Zündung

thode das höchste Potential hat (die Anoden sind mit den «Phasen» eines Mehrphasentransformators verbunden). In der Folge wandert der Lichtbogen regelmäßig von Anode zu Anode, immer «angezogen» von derjenigen mit der größten positiven Spannung gegenüber der Kathode.

Die Anoden selbst sind kräftige Graphitkörper, deren Anschlußbolzen isoliert und völlig vakuumdicht in die Anodenplatte eingesetzt (Glas-Metall-Verschmelzungen oder Keramik-Metall-Verlötungen) sind. Die Gitter umfassen die Anoden in Form eines im Boden mit Löchern versehenen Korbes.

Die Lichtbogenspannung beträgt etwa 20 bis 30 V; sie ist abhängig von der Gefäßbauart, praktisch jedoch unabhängig von der Stromstärke. Die Wirkung des Gitters ist prinzipiell die gleiche wie beim Thyatron. Solange eine bestimmte Entladungsstrecke Anode-Kathode noch nicht gezündet hat, kann mit einer negativen Gitterspannung diese Entladung verhindert oder mindestens verspätet werden. Es ist damit einerseits eine Steuerung des Anodenstroms möglich, andererseits kann zur Abschaltung von Kurzschlüssen oder Rückzündungen durch rasches negatives Aufladen der Gitter eine Neuzündung überhaupt unterdrückt werden («Gitterschnellabschaltung»). Dagegen kann – ebensowenig wie beim Thyatron

– ein bereits bestehender Lichtbogen durch negative Gittervorspannung nicht beeinflußt oder gar gelöscht werden, da die im Lichtbogen befindlichen positiven Ionen die negative Gitterladung unwirksam machen. Die Lichtbogenverbindung zu einer bestimmten Anode bricht erst ab, wenn entweder die Anoden-Kathoden-Spannung unter die Lichtbogenspannung absinkt oder wenn eine Nachbaranode dank höherem Potential den Lichtbogen an sich zieht.

Fig. 100 zeigt einen modernen Sécheron-Sechsanodengleichrichter mit Luftkühlung. Ein besonderes Kennzeichen dieser Gefäße ist deren Edelgasfüllung, die sie unempfindlich gegen Überlastungen und gegenüber tiefen Umgebungstemperaturen macht. Für die Vakuumhaltung ist günstig, daß eventuelle Gasspuren noch während Jahrzehnten durch die Getterwirkung (Seite 47) der Wandungen vollkommen absorbiert werden. Brown, Boveri hat für den Quecksilberdampf-Gleichrichter den Namen Mutator («Wandler») eingeführt. Fig. 101 zeigt den äußeren Aufbau eines Typs für 1000 kW Nennleistung.

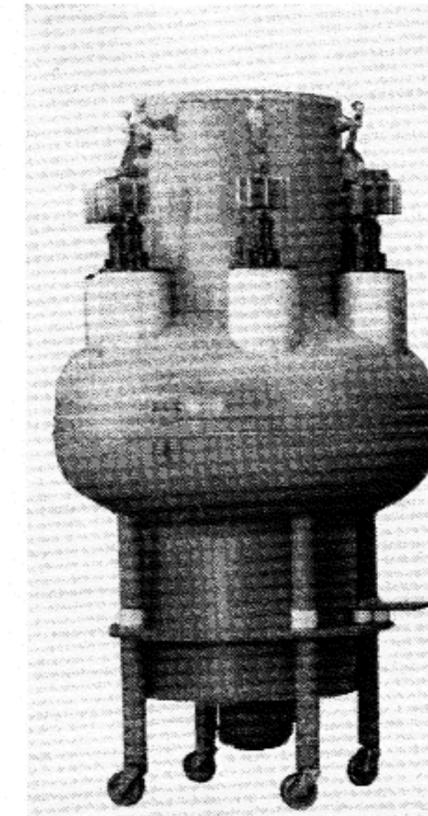


Fig. 100  
Pumpenloser Sechsanodengleichrichter, Bauart Sécheron, mit Quecksilber- und Edelgasfüllung für 1500 A Nennstrom

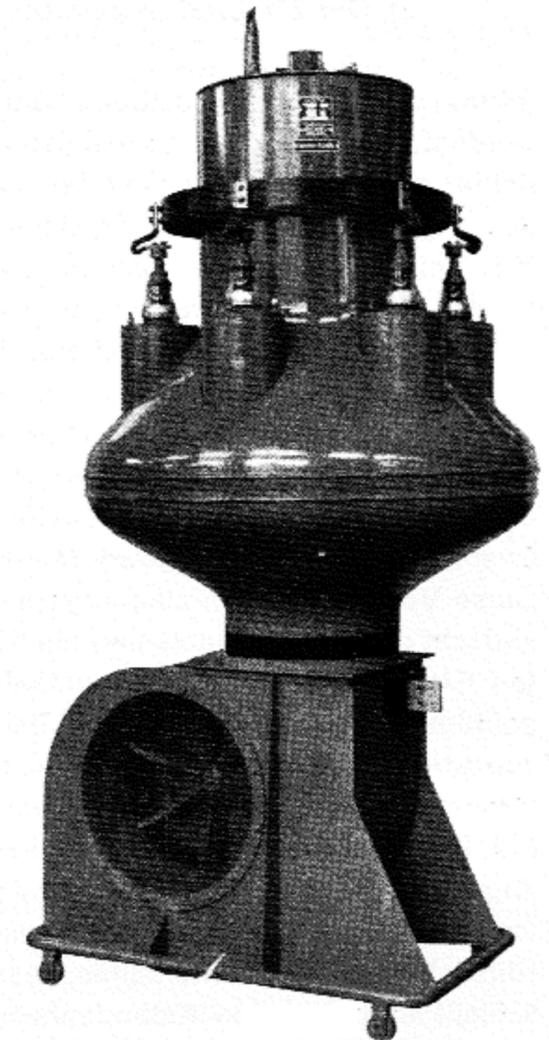


Fig. 101  
Sechsanodiger, luftgekühlter, pumpenloser Mutator (Brown, Boveri) für 1250 A Nennstrom

Solche Mehranodengleichrichter finden Anwendung für die Stromversorgung von Straßenbahnen mit meistens 600 V Gleichstrom, von Trolleybuslinien und der Untergrund- und Vorortbahnen der großen Städte. Aber auch die Vollbahnen, welche mit Gleichspannungen von 1500 und 3000 V arbeiten, werden über Großgleichrichter versorgt. Die umfangreichsten Anlagen erfordert die Elektrochemie zum Beispiel für die Herstellung von Aluminium. Die giftergesteuerten Gefäße eignen sich zur Speisung von elektronisch gesteuerten Gleichstrommotoren bei Leistungen bis über 10000 kW zum Beispiel in Walzwerken. Ähnlich wie beim Thyatron ist auch dem Quecksilberdampf-Gleichrichter in der Halbleitertechnik eine starke Konkurrenz entstanden. Wie seinerzeit das Quecksilbergefäß den rotierenden Umformer ablöste, verdrängt heute der Silizium-Gleichrichter den Quecksilberdampf, dies dank der damit verbundenen Verbesserungen in bezug auf Wirkungsgrad, Einfachheit, Platzbedarf, Wartungsfreiheit und Preis.

### c) Der Einanodengleichrichter mit Dauererregung (Excitron)

Röhren mit Quecksilberkathode können auch als Einanodengefäße hergestellt werden. Als Ersatz für zum Beispiel einen sechsanodigen Mehrphasen-Gleichrichter müssen dann 6 Einanodengefäße zu einer Gruppe zusammengestellt werden (Fig. 102). Welche Vorteile können damit erreicht werden? Einmal ist der etwa 20% kleinere Lichtbogen-Spannungsabfall als Folge des Näherrückens der Anode an die Kathode zu erwähnen, was den Wirkungsgrad einer Gleichrichteranlage entsprechend steigert. Im weiteren ist die Reservehaltung vereinfacht, denn bei Schäden an einer Anode kann das betreffende Gefäß rasch gegen ein Reservegefäß ausgewechselt werden, wogegen bei Mehranodengefäßen die ganze Einheit ersetzt werden muß. Einanodengefäße können ferner stärker belastet werden, ohne daß eine Rückzündung zu befürchten ist, da ein direkter Überschlag zwischen zwei Anoden unmöglich geworden ist.

Diese Vorteile müssen allerdings mit einigen Nachteilen erkauft werden. So vereinfacht die Mehranodenbauart die Kühlung, die Hilfsbetriebe sowie – bei gepumpten Gleichrichtern – die Vakuumbhaltung. Vor allem aber muß beim Einanodengefäß berücksichtigt werden, daß der Lichtbogen nun nicht mehr ohne Unterbruch von Anode zu Anode wandern kann, sondern innerhalb jeder Periode des Wechselstroms in jedem Gefäß einmal abbricht und wieder neu gezündet werden muß. Bei Dauererregung erfolgt diese Zündung automatisch bei kleiner positiver Anodenspannung bezüglich Kathode. Beim Einanodengefäß der Maschinenfabrik Oerlikon (Fig. 103) wird dazu an der Quecksilberoberfläche dauernd ein kleiner Hilfslichtbogen aufrechterhalten, dessen Strom von der Hilfselektrode 8 zur Kathode 9 fließt und dort den Kathodenfleck erzeugt. Diese Hilfselektrode heißt auch Erregeranode, englisch «excitation anode», woher die Röhre den Namen «Excitron» hat. – Die erstmalige Zündung dieses Hilfslichtbogens erfolgt hier mittels einer magnetisch betätigten Quecksilberpumpe, die von der Kathode aus einen Quecksilberstrahl gegen die feste, unter Spannung stehende Hilfselektrode spritzt und

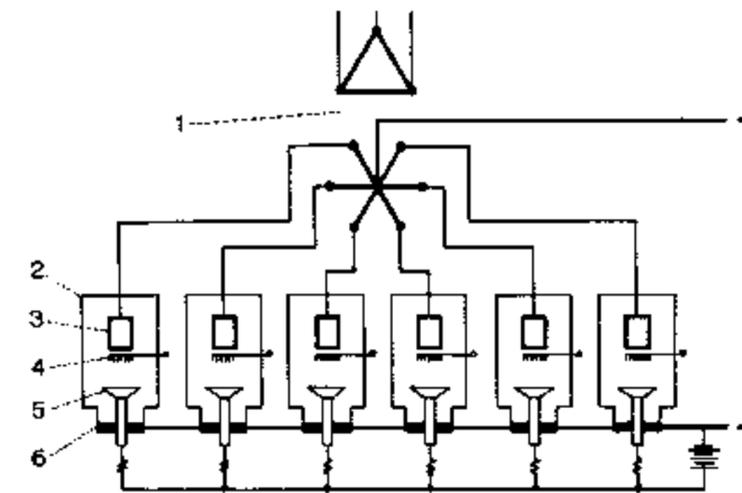


Fig. 102  
Schema einer Doppelstern-Gleichrichterschaltung unter Verwendung von 6 Einanodengefäßen

- |   |                          |
|---|--------------------------|
| 1 | Transformator            |
| 2 | Gleichrichtergefäß       |
| 3 | Anode                    |
| 4 | Gitter                   |
| 5 | Hilfs- oder Erregeranode |
| 6 | Kathode                  |

dadurch den Lichtbogen einleitet. Strichpunktiert ist in Fig. 103 ferner der Verlauf des Hauptlichtbogens angedeutet. Die übrigen Elemente wie Anode, Gitter und Kathode entsprechen der Ausführung bei Mehranodengefäßen.

Die Einanodenbauart ist besonders wirtschaftlich für hohe Ströme von etwa 3000 A an aufwärts. Fig. 104 zeigt eine Gruppe von 6 Einanodengefäßen, die bis zu 4000 A belastbar ist, was pro Gefäß  $4000/6 = 666$  A ergibt. Im Vordergrund von Fig. 104

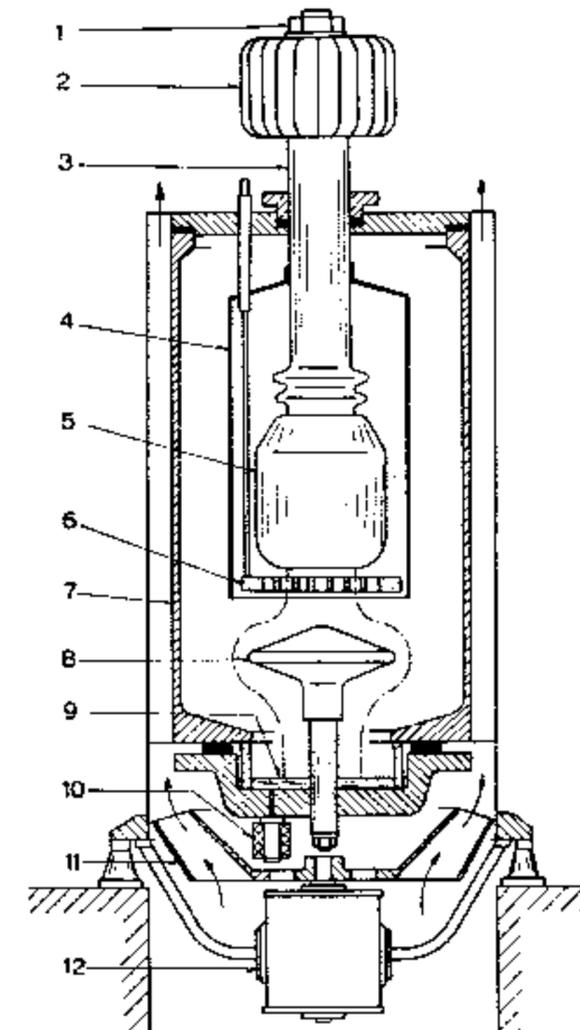


Fig. 103  
Luftgekühltes Einanoden-Gleichrichtergefäß in schematischer Darstellung (Maschinenfabrik Oerlikon)

- |   |                |    |                               |
|---|----------------|----|-------------------------------|
| 1 | Anodenanschluß | 7  | Gleichrichtergefäß            |
| 2 | Anodenkühler   | 8  | Hilfselektrode                |
| 3 | Anodenisolator | 9  | Kathode                       |
| 4 | Anodenhülse    | 10 | Zündung (Quecksilber-Spritze) |
| 5 | Anode          | 11 | Ventilator                    |
| 6 | Steuergitter   | 12 | Motor                         |

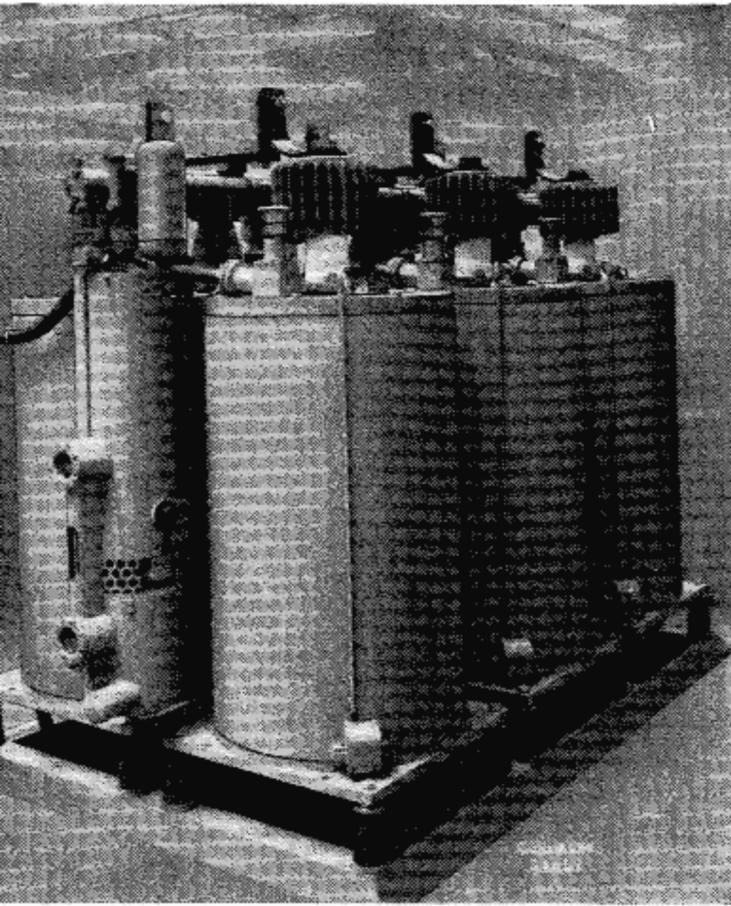
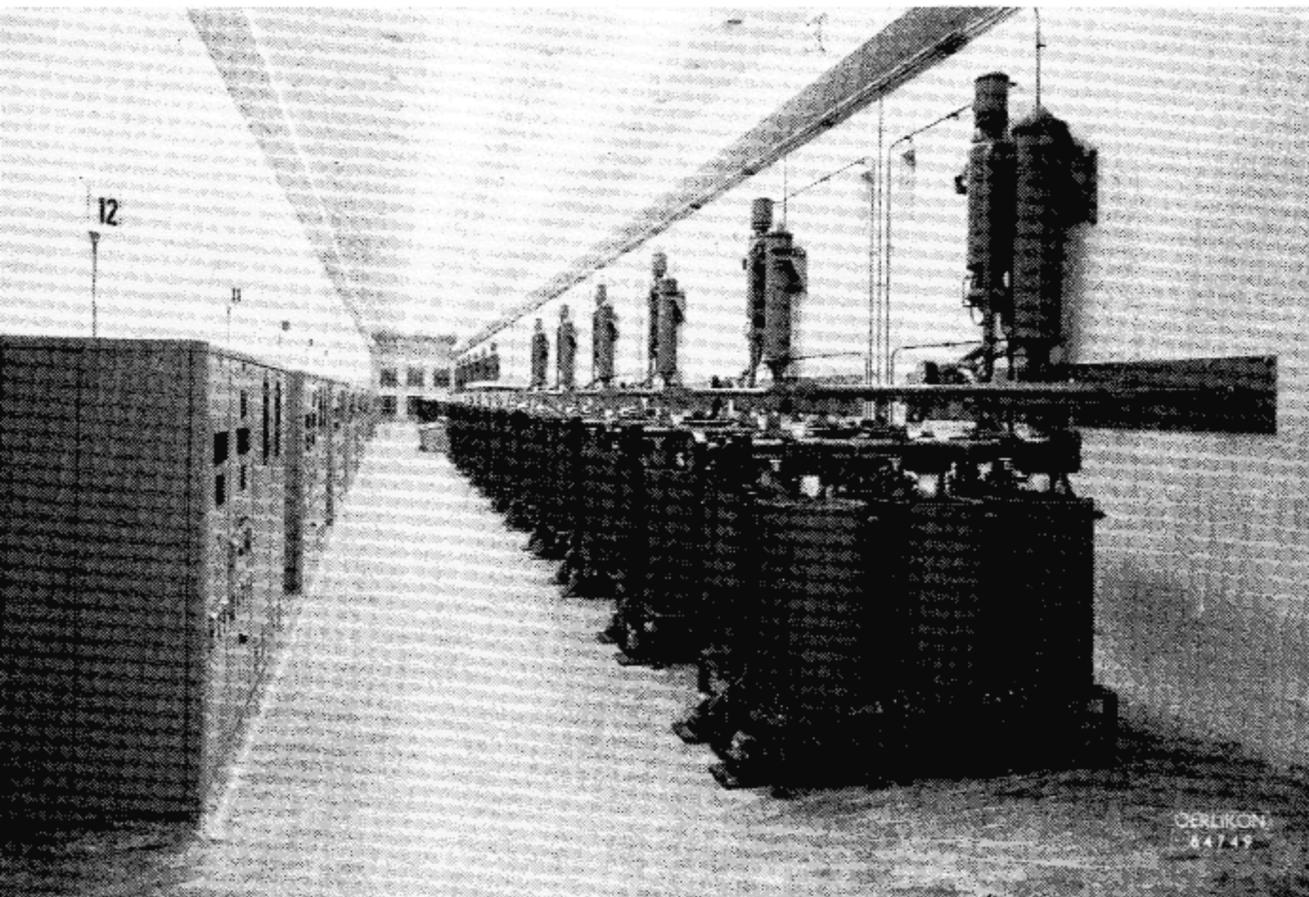


Fig. 104  
Gruppe von 6 Einanodengefäßen für 2400 kW, 600 V, 4000 A  
(Maschinenfabrik Oerlikon)

Fig. 105  
Quecksilberdampf - Gleichrichteranlage für Aluminiumelektrolyse in Norwegen, bestehend aus 12 Gruppen zu je 12 Einanodengefäßen für insgesamt 90000 A bei 850 V (Maschinenfabrik Oerlikon)



ist die Hochvakuumpumpe zu erkennen, die als einfache und betriebssichere Strahlpumpe ausgebildet ist. Die Verwendung der Pumpe hat den Vorteil, daß in Revisionsfällen die Gefäße nicht in die Fabrik zurückgesandt werden müssen, sondern an Ort und Stelle repariert und wieder ausgepumpt werden können.

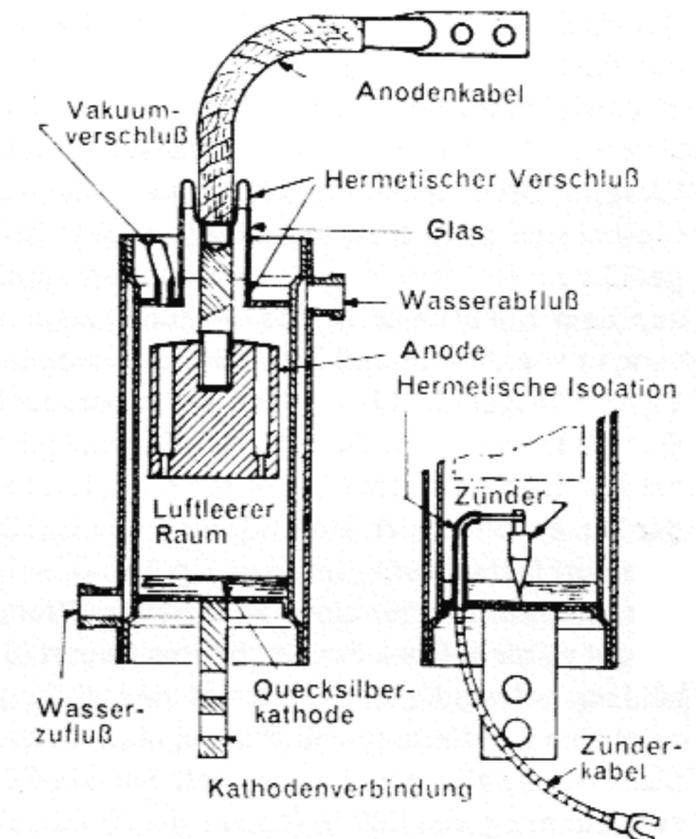
Die Einanodengefäße haben prinzipiell die gleichen Verwendungsgebiete wie die Mehranodengefäße. Besonders lohnend ist aber ihr Einsatz in den Großanlagen der Elektrochemie bei hohen und höchsten Strömen. Als Beispiel ist in Fig. 105 eine Anlage der Maschinenfabrik Oerlikon für die norwegische Aluminiumindustrie gezeigt, die für eine Stromstärke von 90 000 A dimensioniert ist.

#### d) Der Einanodengleichrichter mit Zündstift (Ignitron)

Das Einanodengefäß kann statt mit einer Dauererregung auch mit einer Impulserregung betrieben werden, das heißt der Lichtbogen wird in jeder Periode, bei 50 Hz also 50mal pro Sekunde, neu gezündet. Es ist dies die vor allem in den USA verbreitete Bauart des Einanodengefäßes.

Das Zündverfahren ist 1933 durch Slepian und Ludwig bei Westinghouse (USA) entwickelt worden. Wie in Fig. 106 dargestellt, taucht ein Zündstift («Ignitor») in das Quecksilber der Kathode. Der Zündstift besteht aus Material hohen spezifischen Widerstandes wie zum Beispiel Siliziumkarbid oder Borkarbid, beides typische Halbleiter. Wird durch den Zündstift-Kathoden-Kreis ein kräftiger Stromimpuls geschickt, so bildet sich im Randwinkel zwischen dem nicht benetzenden

Fig. 106  
Schematische Darstellung eines Einanodengefäßes mit Zündstift (Ignitron)



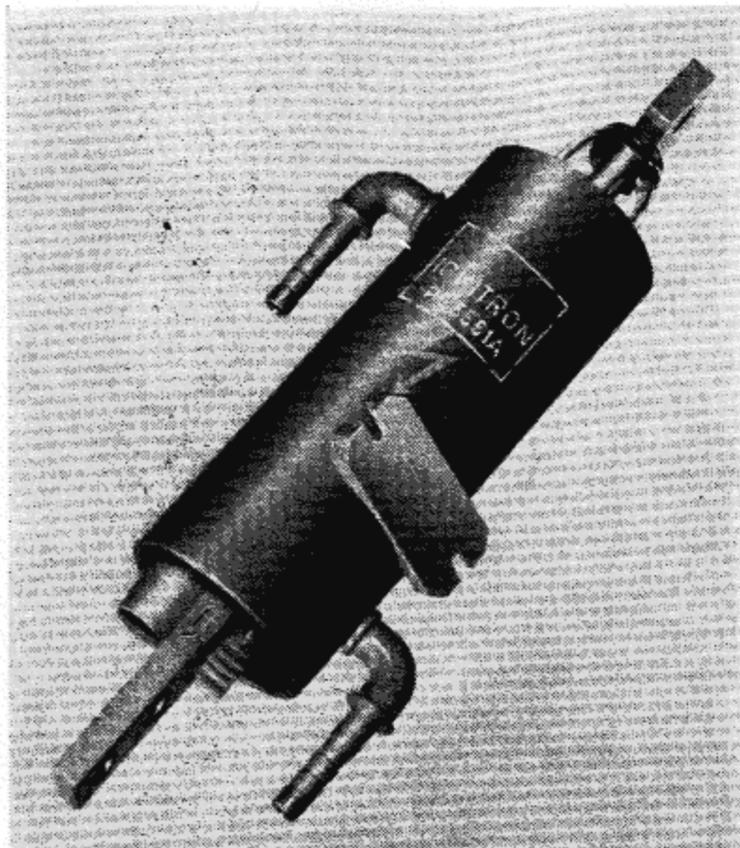
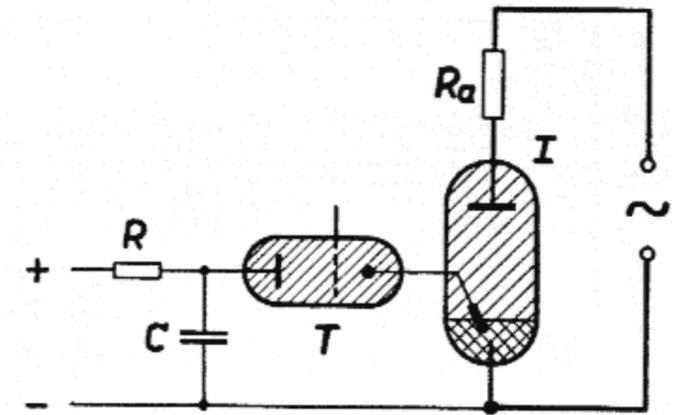


Fig. 107  
Wassergekühltes Ignitron Typ PL 5551 A (Philips) von 70 mm Durchmesser. Der Kühlwasserbedarf beträgt bei maximaler Leistung 4 l/min, die bei Teillast erforderliche Wassermenge kann mit Hilfe eines anbaubaren Thermostaten geregelt werden

Quecksilber und dem Zündstift an irgendeiner Stelle ein kleiner Lichtbogen, durch den die Hauptentladung zwischen positiver Anode und Quecksilberkathode eingeleitet wird unter Bildung des üblichen Kathodenflecks. Wie bei den anderen Quecksilbergefäßen erlischt die Hauptentladung, sobald die Anodenspannung unter den Wert der Brennspannung fällt. – Die übrigen Elemente des Ignitrons sind ähnlich wie bei den anderen Quecksilbergefäßen: Kräftige Anode aus Graphit, Vakuumgefäß zum Beispiel aus Chromstahl zur Verhinderung der Wasserstoff-Diffusion aus dem Kühlwasser in das Vakuum, vakuumdichte und isolierende Einschmelzungen von Anode und Zündstift. Hervorzuheben ist noch, daß die Kathode vom Vakuumkessel nicht isoliert zu werden braucht, dies im Gegensatz zu den übrigen Quecksilbergefäßen. Denn der Kathodenfleck wird in jeder Stromführungsperiode am Zündstift, also etwa in der Mitte der Kathode, neu gezündet und kann während der kurzen Dauer der Stromführung des Gefäßes nicht zur Gefäßwand laufen und sich dort festsetzen.

Das Ignitron kann für einen sehr weiten Stromstärkebereich von 1 bis über 1000 A gebaut werden. Dank der gedrängten Bauart (die allerdings eine wirksame Wasserkühlung notwendig macht) beträgt die Lichtbogenspannung nur 12 bis 18 V. Fig. 107 zeigt eine Ausführung von Philips, die sich besonders für das Steuern von Widerstands-Schweißmaschinen eignet. Für die Zündung dieser Röhre ist eine Zündstiftspannung von 200 V (gegen die Kathode) oder ein Zündstiftstrom von 30 A

Fig. 108  
Schaltung zur Zündung eines Ignitrons I mit Hilfe einer durch ein Thyatron T gesteuerten Kondensatorentladung



erforderlich, wobei diese Werte etwa  $100 \mu\text{s}$  aufrechterhalten bleiben müssen. Wie werden diese relativ starken Impulse erzeugt?

Es hat sich gezeigt, daß die Zündstifte es nicht ertragen, im Anschluß an eine Entladung in umgekehrter Richtung vom Strom durchflossen zu werden, was bei negativer Zündstiftspannung (bezogen auf die Kathode) der Fall wäre. Der Zündstift kann nun am besten dadurch von negativer Spannung freigehalten werden, wenn er über einen Gleichrichter angeschlossen wird. Ist der Gleichrichter noch steuerbar, so kann die Zündung des Ignitrons im gewünschten Zeitpunkt ausgelöst werden. Als gesteuerter Gleichrichter eignet sich zum Beispiel ein Thyatron nach der in Fig. 108 wiedergegebenen Schaltung. Ein Kondensator C wird über einen Widerstand R auf eine genügend hohe Gleichspannung aufgeladen. Im gewünschten Zeitpunkt erhält das Thyatron T einen passenden Gitterimpuls, es zündet und entlädt den Kondensator stoßartig über den Zündstift des Ignitrons I, das nun seinerseits zündet. In Fig. 108 ist als Anodenspannung eine Wechselspannung angedeutet; das Ignitron kann natürlich nur dann zünden, wenn der Zündimpuls innerhalb der positiven Halbwelle der Anodenspannung ausgelöst wird. Es sei nochmals hervorgehoben, daß für kontinuierlichen Betrieb dieser Zündvorgang im Takt mit der Anodenwechselspannung regelmäßig wiederholt werden muß, was den Zündstift erheblich beansprucht und seine Lebensdauer begrenzt. In dieser Hinsicht ist das Excitron überlegen, da es sich mit geringerem Aufwand und zudem genauer als ein Ignitron steuern läßt und eine sehr lange Lebensdauer besitzt.

Da das Ignitron meistens im Impulsbetrieb gebraucht wird, kann seine Strombelastbarkeit nicht durch eine einfache Zahl angegeben werden. An sich kann die Quecksilberentladung vorübergehend fast unbegrenzt hohe Ströme führen. Praktisch ist jedoch die Belastbarkeit durch die infolge der Verlustenergie entstehende Erwärmung begrenzt, wobei vor allem die Anode vor zu hohen Temperaturen bewahrt werden muß, da eine glühende Anode durch Elektronenemission zu Rückzündungen Anlaß geben könnte. Das Ignitron PL 5551 A kann zum Beispiel bei Betrieb mit 1200 V Scheitelwert der Anodenwechselspannung dauernd einen mittleren Strom von 22,5 A führen (Punkt P, in Fig. 109). Nun besitzen aber die Bestandteile des Ignitrons wie die Anode eine gewisse Wärmekapazität, die es

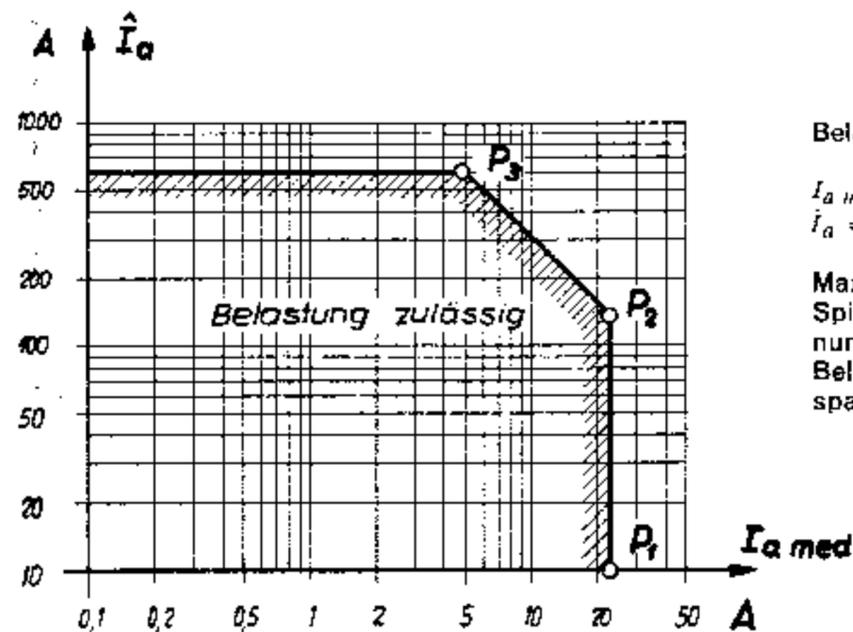


Fig. 109  
Belastungsgrenzen für das Ignitron PL 5551 A (Philips).  
 $I_{a\ med}$  = mittlerer Anodenstrom  
 $\hat{I}_a$  = Scheitelwert des Anodenstroms  
Maximale Integrationszeit 10 s.  
Spitzenwert der Anodenspannung 1,2 kV. Bei verminderter Belastung kann die Anodenspannung höher gewählt werden, z. B. 1,5 kV

gestattet, kurzzeitig zum Beispiel den doppelten Strom (45 A) zu führen, wenn dafür anschließend eine gleich lange Pause gewährt wird. Nur darf dieses «Spiel» Impuls/Pause nicht zu langsam vor sich gehen, bei der PL 5551 A ist zum Beispiel die Dauer des Spiels in diesem Fall auf 10 s begrenzt. Man nennt diese Zeit die Integrationszeit, über die man bei mathematischer Behandlung zur Mittelwertbildung also höchstens integrieren darf.

Je kürzer der Stromimpuls im Verhältnis zur Pause gewählt wird, desto stärker darf dieser Impuls sein. Die PL 5551 A kann während 1 s mit 135 A (Punkt  $P_2$ ) belastet werden, wenn anschließend 5 s Pause eintreten, was wiederum 22,5 A Mittelwert ergibt. Bei noch stärkeren Stromimpulsen gilt die erwähnte Gesetzmäßigkeit nicht mehr, da neben der Verlustleistung im Lichtbogen, die infolge konstanter Brennspannung zur Stromstärke proportional ist, nun die Verluste in den Zuleitungen usw. ins Gewicht fallen, die quadratisch mit der Stromstärke zunehmen. Die zulässige mittlere Stromstärke nimmt daher ab, je höher die Impulsstromstärke gewählt wird. Sie beträgt bei unserer Röhre noch 5 A bei 600 A Impulsstromspitze ( $P_3$ ). Dieser Wert von 600 A ist zugleich der bei dieser Röhre maximal zulässige Stromstärkewert. Weitere Daten können der Darstellung in Fig. 109 entnommen werden, wo die Grenzkurve der zulässigen Strombelastung eingezeichnet ist. Es hat sich dabei als zweckmäßig erwiesen, die Werte bei logarithmischer Teilung der beiden Achsen darzustellen.

Für viele Verwendungszwecke braucht man das Ignitron nicht als Gleichrichter, sondern nützt seine Fähigkeit, große Ströme ein- und ausschalten zu können, in einem elektronischen Schütz aus. Damit dieser Schalter bei Wechselstrom beide Stromhalbwellen führen kann, verwendet man die sogenannte Antiparallelschaltung. Wie Fig. 110 zeigt, sind zwei Ignitrons  $I_1$  und  $I_2$  vorgesehen, wobei die Anode von  $I_1$  mit der Kathode von  $I_2$ , die Anode von  $I_2$  mit der Kathode von  $I_1$  verbunden ist. Diese Einheit liegt wie ein Schalter oder ein Schütz in Serie mit

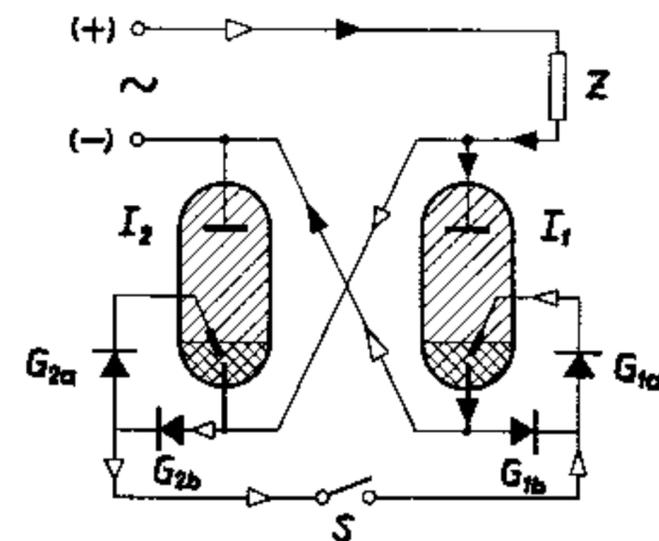


Fig. 110  
Antiparallelschaltung zweier Ignitrons in Schützschialtung mit Anodenzündung

der Belastung Z (zum Beispiel ein Schweißtransformator) am Wechselstromnetz. Die Zündung der Ignitrons erfolgt hier von der Anodenspannung aus; die Zündschaltung enthält verschiedene Gleichrichter (zum Beispiel Selen), von denen  $G_{1a}$  und  $G_{2a}$  vom Zündstift negative Spannung fernhalten.

S ist der Steuerschalter dieses elektronischen Schützes. Er sei eingelegt und im betrachteten Moment habe die Netzspannung die eingezeichnete Polarität (positive Halbwelle). Zunächst fließt nun ein Zündstrom auf dem eingezeichneten Weg (leere Pfeile), Ignitron  $I_1$  zündet und übernimmt die Stromleitung (ausgefüllte Pfeile). Es behält sie während der positiven Halbwelle bei und erlischt in der Nähe des Nulldurchgangs. Zu Beginn der negativen Halbwelle geschieht dasselbe bei Ignitron  $I_2$  und dieses stellt nun den Kontakt her. Öffnet man den Schalter S, so ist der Zündkreis für beide Ignitrons unterbrochen und es findet keine Neuzündung mehr statt; das elektronische Schütz ist geöffnet. Der Schalter S kann durch ein Zeitschaltwerk ersetzt werden, der dieses Schütz nach einem bestimmten Programm schließt und öffnet bei fast beliebig großer Schalthäufigkeit von zum Beispiel über 200 Schaltungen pro Minute. Mechanische Schalter wären dieser hohen Beanspruchung kaum mehr gewachsen. Man findet daher viele moderne Widerstandsschweißmaschinen mit solchen elektronischen Schützen ausgerüstet.

Die Belastbarkeit eines elektronischen Schützes kann durch ein Diagramm ähnlich Fig. 109 dargestellt werden, wobei nun in der Abszissenrichtung die relative Arbeitszeit  $z$ , gemessen in % der gesamten Periode (Arbeits- und Pausenzeit) aufgetragen ist (Fig. 111). In Ordinatenrichtung liegt wieder die Stromstärke, diesmal, da es sich um Wechselstrom handelt, in ihrem Effektivwert gemessen. Für durchgehenden Betrieb (keine Pause) kann das Schütz mit maximal 120 A belastet werden ( $P_1$ ). Bei 20% Arbeitszeit (zum Beispiel 1 s Arbeit bei 4 s Pause) steigt der zulässige Strom auf das Fünffache, also auf 600 A ( $P_2$ ). Aus den obenerwähnten Gründen kann die Stromstärke bei höheren Werten nicht mehr umgekehrt proportional zur relativen Arbeitszeit gesteigert werden (flacherer Verlauf der Kurve zwischen  $P_2$  und  $P_3$ ). Schließlich wird der maximal zulässige Strom erreicht, der hier ( $P_3$ ) volle

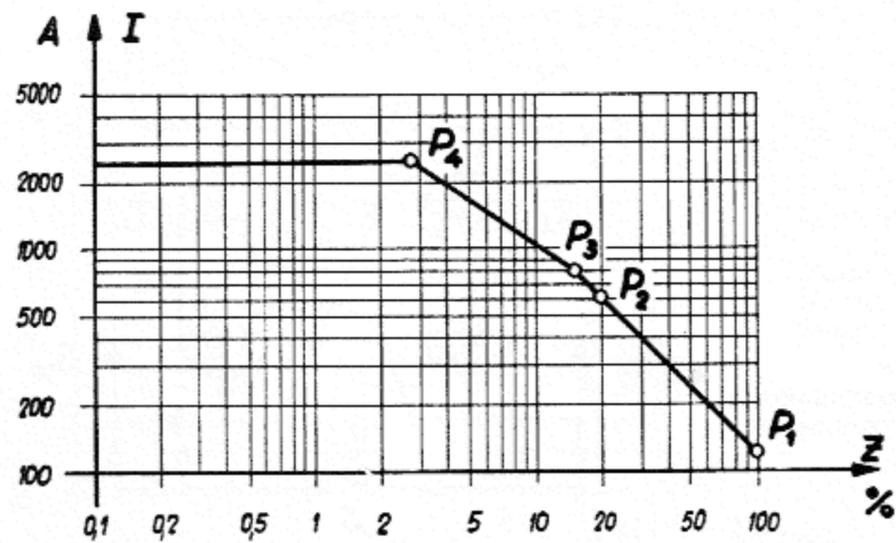


Fig. 111  
 Belastungsgrenzen für  
 die Antiparallelschal-  
 tung zweier Ignitrons  
 PL5551 A. Integrations-  
 zeit 18 s, Effektivwert  
 250 V  
 $z$  = relative Arbeits-  
 zeit in %  
 $I$  = effektive Strom-  
 stärke

2400 A beträgt. Es entspricht dies bei einer Wechselspannung von 250 V einer eingespeisten Leistung von  $2400 \text{ A} \cdot 250 \text{ V} = 600 \text{ kVA}$ . Allerdings kann diese Leistung nur bei einer relativen Arbeitszeit von höchstens 2,8% (Punkt  $P_4$ ) verarbeitet werden. – In einem Kurzschlußfall kann der Strom noch auf höhere Werte ansteigen; für die PL 5551 A-Antiparallelschaltung sind während maximal 0,15 s volle 6720 A zulässig. Diese Zahlen zeigen, daß es sich bei den Ignitrons um eigentliche Starkstromapparate handelt, die aber – als Elektronenröhren – leicht gesteuert werden können und sich dabei kaum abnützen.