

Helmut Schweitzer · RÖHRENMESSTECHNIK

HELMUT SCHWEITZER

Röhren-
Messtechnik

Röhrenmeßtechnik

**Brauchbarkeits- und Fehlerbestimmung
von Radioröhren**

Von

Helmut Schweitzer

Mit 118 Abbildungen



FRANZIS-VERLAG, MÜNCHEN

Verlag der G. Franz'schen Buchdruckerei G. Emil Mayer

1. Auflage 1950

Die redaktionelle Bearbeitung dieses Buches erfolgte in der FUNKSCHAU-Redaktion.
Sämtliche Rechte, besonders das Übersetzungsrecht, an Text und Abbildungen vorbehalten.

Jeder Nachdruck — auch auszugsweise — nicht gestattet.

Druck der G. Franz'schen Buchdruckerei G. Emil Mayer, München 2, Luisenstraße 17.

Vorwort

Die Funktechnik nimmt unter den Berufen eine Sonderstellung ein. Dem einen ist sie Wissenschaft, dem anderen Handwerk. Man verlangt vom Konstrukteur nicht, den materialbedingten Fehler in einem von ihm selbst entwickelten Gerät zu finden. Man verlangt ebensowenig vom Funkpraktiker, daß er zum Beispiel die Entladungsgesetze der Röhre zu berechnen imstande ist, die er gerade prüfen und auf Brauchbarkeit untersuchen will. Im Gegensatz zum Theoretiker muß sich der Praktiker mit den vielartigen Erscheinungen auseinandersetzen, die sich aus Eigenheiten, Anfälligkeiten und Dauerbeanspruchung der Röhren ergeben. Wollen wir die vielfältigen Probleme verstehen lernen, so bietet die Meßtechnik ein wichtiges Hilfsmittel dazu, wenn Meßeinrichtungen vorhanden sind und man damit umzugehen versteht.

Nicht immer vermag die Fachliteratur die gewünschte Auskunft zu erteilen. Es liegt daher nahe, Unterlagen zu schaffen, die dem Praktiker die Beurteilung von Röhren erleichtern helfen. Die Ausführungen des vorliegenden Bandes über Röhrenmeßtechnik wollen keinen unbedingten Anspruch auf ausschließliche Neuigkeiten erheben. Dem Praktiker soll zum Teil Bekanntes neu und anders beleuchtet als Rüstzeug für seine Arbeit zugänglich werden. Die zeitbedingten Probleme sind zu berücksichtigen, wobei man das fachliche Gewissen über alles stellen muß. Der Reparaturpraktiker sollte bestrebt sein, den ihm anvertrauten Geräten und Röhren jede nur mögliche Schonung angedeihen zu lassen. So sollen Meß- und Prüfeinrichtungen sicher funktionieren. Die Fehler- und Brauchbarkeitsbestimmung der Röhren muß richtig und eindeutig sein. Hierzu Wege zu weisen, bot Veranlassung, langjährige Erfahrungen und sorgfältig ausgeführte Untersuchungen dem Funkpraktiker zugänglich zu machen.

Landsberg (Lech)

Helmut Schweitzer

Inhaltsverzeichnis

	Seite
A. Einführung	9
Zur Themastellung	9
Das theoretische Wissen des Praktikers	9
Zum Inhalt	10
B. Grundsätzliches über Radioröhren	11
Die thermische Elektronenemission	11
Emissionsstrom im Raumladestromgebiet	13
Verwendungsweise von Radioröhren	14
Kurze historische Bilanz der industriellen Röhrenentwicklung	15
Äußere Formgebung und Ausführung von Radioröhren	16
C. Messungen an Katode und Faden	18
I. Der Heizfaden	18
Gegenüberstellung: Direkte — indirekte Heizung	18
Heizdaten	19
Die batteriegespeisten Röhren	20
Direkt geheizte Röhren größerer Leistung	23
Indirekt geheizte Röhren	25
Messungen am Faden	26
Vorsicht bei Messungen direkt geheizter Röhren	28
II. Fehlererscheinungen an Faden und Katode.....	30
Ursachen der Fadenunterbrechung	30
Anzeigevorrichtungen zur Fadenkontrolle	31
Kontrolle Faden-Schichtschluß	32
Schwund der Emissionsfähigkeit	33
III. Untersuchungen an Katoden mit Hilfe der An- laufströme	35
Gesetzmäßigkeiten des Anlaufstromes	36
Meßeinrichtung zur Aufnahme von Anlaufströmen	39
Grenzen der Gleichstromverstärkung	42
Auswertung experimentell gefundener Anlaufstromkennlinien	44
Messungen des Anlaufstromes bei direkt geheizten Röhren	52
Ein Zweipunktmeßverfahren zur Brauchbarkeitsbestimmung von Radioröhren	55
Projektierung einer praktisch verwertbaren Prüfschaltung	57
D. Messung der Gleichströme und Gleichspannungen an den Röhren- elektroden	58
I. Meßeinrichtungen und -werke	58
Güte der Meßeinrichtungen	58
Messung von Spannungspotentialen hoher Innenwiderstände	59
Strommessungen	60
Die Aufnahme von Kennlinien	61

	Seite
II. Messungen an Zweielektrodenröhren	62
a) Netzgleichrichter	62
Wirkungsweise des Netzgleichrichters	63
Untersuchungen und Messungen an Netzgleichrichterröhren	65
U_a/J_a -Kennlinien	65
Spitzenstrom, Spitzenspannung, Innenwiderstand	68
Beurteilung der Brauchbarkeit von Gleichrichterröhren	70
Weitere Fehler bei Gleichrichterröhren	71
Belastungsdiagramme	72
b) Messungen mit Dioden	73
Diodenarbeitsweise im Empfangsgerät	74
Bemessung der Schaltglieder bei Hf-Gleichrichtung mit Diode ..	76
Emissionsprüfung bei Dioden	77
III. Messungen an Verstärkerröhren	77
Arbeitsdaten bei Ein- und Mehrgitterröhren	77
Einiges über Untersuchungen im Reparaturgerät	81
Negative Gitterströme	83
Begriffserklärung der Vakuumsverschlechterung	83
Meßtechnische Ermittlung negativer Gitterströme	84
Thermische Gitteremission	86
Isolationsfehlerströme	87
Sonderfälle und besondere Wirkungen bei schlechtem Vakuum u.a.m.	88
Untersuchungen an Röhren, deren Emissionsfähigkeit	
nachgelassen hat	89
1. Meßbeispiel: EBC 11	90
2. Meßbeispiel: AL 1	92
3. Meßbeispiel: C-System einer ECL 11	94
Auswertung der Meßbeispiele	95
Brauchbarkeitsbestimmung bei Abstimmunzeigeröhren	96
E. Messungen zur Ermittlung von Röhrenennendaten, -kennwerten und	
-kennlinien und deren Auswertung, beschränkt auf das Gebiet der	
üblichen Röhreninbetriebnahme und Überprüfung	97
Einführung	97
Kurzgehaltene Betrachtung über das Raumladegesetz	98
I. „Dynamische“ Messungen	99
Bestimmung von Kennwerten nach der Brückenmeßmethode	100
a) Begriffserklärung der Steilheitsbestimmung	101
b) Ausarbeitung einer praktisch verwertbaren Meßschaltung	103
c) Günstige Bemessung von R_1 , R_2 und R_a	104
d) Steilheitsermittlung bei direkt geheizten Röhren	106
e) Nullspannungsanzeiger	107
Die Steilheit unmittelbar anzeigende Meßeinrichtungen	108
Durchgriffsbrückenmessung	109
a) Die Schaltung der Brückenordnung	110
b) Einzelteile der Meßeinrichtung	111
Brückenmessung des Innenwiderstandes	111
Innenwiderstandsmessungen mit Spannungsteiler	112

	Seite
Meßschaltung für Innenwiderstandsbestimmung	114
Verknüpfung statischer Kenndaten	115
Praktische Auswertung von Steilheitsermittlungen	115
Graphische Darstellung von Kennwerteveränderungen	116
4. Meßbeispiel: RENS 1374 d	117
Auswertung von Messungen des Verstärkungsfaktor	119
5. und 6. Meßbeispiel: Triodenteile der UCL 11 (6 SQ 7), AD 1	
(und AD 102)	121
Röhreninnenwiderstand	124
a) Trioden	124
b) Pentoden	124
II. Die praktische Verstärkung bei Radoröhren	126
Grundformeln der Verstärkertechnik	127
a) Spannungsverstärkung	127
b) Leistung am Außenwiderstand bei Anfangsstufen	129
Die Messung des Verstärkungsgrades	130
Schaltung einer Spannungsteiler-Meßeinrichtung für die Ermittlung	
des Verstärkungsgrades	132
Auswertung einiger Messungen des Verstärkungsgrades bei Wider-	
standsverstärkung in Hinblick auf die Abnahme der Katodenaktivität	134
7. und 8. Meßbeispiel: Triodenteil der UCL 11, EF 12	134
a) Verlauf der Arbeitskennlinien und des Verstärkungsgrades der	
EF 12 in Triodenschaltung	138
b) EF 12 in Pentodenschaltung	138
Günstige Inbetriebsetzung von Anfangsstufenpentoden in Wider-	
standsverstärkung	141
III. Die Leistungsabgabe bei Endröhren	143
Begriffserklärung der Leistungsabgabe bei Endröhren	144
Die Berechnung der Leistungsabgabe	146
Methoden der Leistungsmessung	149
Unmittelbar anzeigende Leistungsmeßgeräte	151
a) Outputmeter	151
b) Röhrenleistungsmesser	152
Klärung der Begriffe über nichtlineare Verzerrungen	152
a) Klirrfaktor	152
b) Modulationsfaktor	154
c) Verzerrungsmaß	154
Ermittlung des Klirrfaktors	155
a) Auf graphischem Wege	155
b) Wirkungsweise der Klirrfaktor-Meßbrücke	155
Die Leistungsfähigkeit von Endröhren, deren Katodenaktivität nach-	
gelassen hat	159
9. und 10. Meßbeispiel: AL 4 (EL 11) als Pentode und als Triode ..	159
Verhalten des Klirrfaktors bei Endröhren	162

	Seite
F. Diskussion über Röhrenprüfen und Röhrenmeßeinrichtungen	165
I. Das Beurteilungsmaß der Brauchbarkeits-	
bestimmung	166
Röhrenprüf- und Meßeinrichtungen der Industrie	167
Röhrenprüfer nach dem Leistungsprüfverfahren	170
Vorprüfung von Röhren	172
a) Fadenprüfung	172
b) Elektrodenschlußanzeige	173
II. Entwürfe eines Selbstbau-Röhrenprüfgerätes	
Bedienungsweise des Röhrenprüfgerätes	176
Schalttechnische Ausführung eines Röhrenprüfgerätes mit statischer	
Meßmethode	177
Die Spannungsversorgung der Prüfröhren	180
a) Negative Gitterspannungen	180
b) Positive Gitterspannungen	181
c) Anodenspannungsversorgung	181
d) Die Anodenstromanzeige	182
e) Die Fadenspeisung	182
Die Prüfung von Gleichrichterröhren	183
a) Dioden	183
b) Netzgleichrichterröhren	183
Das Umschaltssystem	184
Tabelle I	
Beurteilungsschlüssel für Radioröhren, deren Katodenaktivität nach-	
gelassen hat	186
Tabelle II	
Kennzeichnung der Sockelanschlüsse	188
Schrifttumsverzeichnis	189
Sachverzeichnis	191

A. Einführung

Zur Themastellung

Die Elektronenröhre, deren stürmisch anmutende Entwicklung im Rahmen und zum Fortschritt zahlreicher Industriezweige, Wissenschaften und Kulturanstalten verlief, konnte mit ihren vielfältigen Konstruktionsformen und immer weiter ausholenden Anwendungsmöglichkeiten einen hohen Entwicklungsstand erreichen. So ist z. B. die Elektronenröhre an der Verarbeitung physikalischer Energien, an der für menschliche Begriffe verzögerungsfreien und materielosen Übermittlung elektrischer Signale in kleinsten und größten Räumen wesentlich beteiligt. Die Untersuchung der Röhrencharakteristiken, die Kontrolle der Röhrenfunktionen auf dem Gebiet des Rundfunkempfanges, das Messen und Prüfen gewollter und unerwünschter Effekte und Erscheinungen und die Röhrenpflege sind dabei insbesondere für die Funktechnik von größtem Interesse.

Viele Berichte, Artikel und Bücher in mehreren Bänden beschäftigen sich allein mit Röhren und den damit zusammenhängenden Problemen. Die Theorien scheinen unerschöpflich und sind mit ihren wissenschaftlichen Erörterungen nur dem wissenschaftlich Vorgebildeten zugänglich. Die außerordentlich vielfältigen Probleme, die bei Röhren auftreten, waren seit jeher Anlaß von Untersuchungen, die zu fruchtbringenden Entdeckungen führten und gewiß noch führen können. Wenn auch die Entwicklung im Röhrensektor so gut wie abgeschlossen scheint, so können doch immer wieder neu auftretende Erscheinungen, vielleicht durch Sonderfälle hervorgerufen, den Forscher zu weiteren Untersuchungen veranlassen.

Der praktizierenden Fachwelt werden die Theorien der Röhrentechnik nicht leicht definiert und verständlich gemacht. Tatsächlich ist die Praxis fast immer ihren eigenen Weg gegangen; viele Gesetze und Beweise wurden nicht zuletzt auch aus der Praxis geboren. In den folgenden Überlegungen sollen Experiment und praktischer Versuch Ausgangspunkt und Synthese für die manchmal sehr komplizierten Vorgänge der Röhrentechnik sein. Daher richtet sich das vorliegende Werk vor allem an den Praktiker, dem durch die Röhrenmeßtechnik der Blick für die Belange der Röhrenfunktionen und ihrer besonderen, in der Reparaturtechnik auftretenden Erscheinungen geweitet werden soll.

Das theoretische Wissen des Praktikers

Beim Versuch, fachlichen Stoff zu durchdringen, wird man gestehen müssen, daß sich dies nicht immer ohne Voraussetzung gewisser mathematischer Kenntnisse (Algebra, analytische Geometrie u. a.) bewältigen läßt.

Näherungslösungen, Verallgemeinerungen und Faustregeln sind immer mit Lücken behaftet und stellen zudem eine Gefahr für exakte Definitionen dar. Daher versuche man, sich die grundlegenden mathematisch-theoretischen Auslegungen der Röhrenfunktionen als wichtigen Bestandteil des praktischen Wissens anzueignen. Wenn die akademische Fachliteratur auch nicht immer erschöpfend im Sinne der Werkstattarbeit Auskunft zu geben vermag, so lassen sich doch in vielen Fällen die in praktischer Erfahrung gesammelten Wissensfaktoren unter Zuhilfenahme von Spezialabhandlungen erklären und untermauern. Es hat sich daher in der guten Fachliteratur die schöne Sitte eingebürgert, ausgiebige Literaturnachweise über die zur Behandlung kommenden praktischen Themen zu führen oder sie als Ausgangspunkt der gemachten Überlegungen kenntlich zu machen. Aus zeitbedingten Gründen wird es den meisten Lesern jedoch nicht leicht fallen, auf die bekanntgemachten Werke und Artikel zurückzugreifen.

Alle dargestellten Untersuchungen gehen von der Überlegung aus, stets auch die ursächlichen Gründe der Untersuchungsergebnisse zu finden, da sie schließlich zu wertvollen, logisch richtigen Vorschlägen verhelfen sollen. Viele hier zur Diskussion gestellten Erörterungen konnten erst und können nur durch das Zurückgreifen auf diesbezügliche Fachliteratur geklärt werden. Ohne den Wert dieser und jener hier nicht genannten Publikationen schmälern zu wollen, sind die Bücher von Dr. Rothe und Kleen, Kammerloher und Barkhausen als die modernen Standardwerke der Röhrentechnik zu betrachten, die das Fundament aller in der Praxis mit Röhren getätigten Überlegungen darstellen sollten. Mit den vielfältigen vom Leser persönlich gemachten praktischen Erfahrungen gepaart, kann man aus diesen und anderen Werken wertvolle Hinweise u. a. auch für die praktische Röhrenprüf- und -meßtechnik gewinnen.

Zum Inhalt

Elementare Erörterungen, Kennliniendiagramme und Röhrentabellen kommen im Rahmen der vorliegenden Schrift nur in Betracht, soweit sie Ausgangspunkt von Überlegungen sind, die einer grundlegenden Erklärung bedürfen. Auf die Darstellung allgemein bekannter Daten und Kennlinienbilder wurde daher verzichtet, da diese in genügender Anzahl aus Röhrentabellen, Ringbüchern (z. B. auch „Röhren-Dokumente“ von Fritz Kunze, Franzis-Verlag, München 2) greifbar sind.

Wert wurde auf ausgiebige Untersuchung der für die Reparaturpraxis wesentlichen Vorgänge und Fehler bei Röhren gelegt. Die Darstellungen diesbezüglicher zweckentsprechender Experimente schließen für die Prüf- und Meßpraxis ausgereifte Vorschläge ab, so daß es von Fall zu Fall nicht schwer sein wird, diesen oder jenen Arbeitsvorschlag in die Tat umzu-

setzen. Das vorliegende Buch befaßt sich dabei zunächst mit allen Erscheinungen, die mit Faden und Katode zusammenhängen. Ein darauffolgender Abschnitt behandelt die Möglichkeiten der Bestimmung von Röhrenkenn- und -nenndaten, hauptsächlich der statischen Werte, und den Sektor der Niederfrequenzverstärkung. In unterrichtender und informatorischer Form werden Röhrenprobleme einer kritischen Betrachtung, besonders in Hinsicht des natürlichen Emissionsfalles und anderer Fehler, sowie Streuungen, unterzogen. So wurde auch auf die Problematik der richtigen Brauchbarkeitsbestimmung von Radioröhren in der Werkstatt hingewiesen.

Zum Schluß werden Röhrenprüf- und -meßgeräte behandelt, wovon eine zum Selbstbau geeignete Meßeinrichtung das besondere Interesse des Praktikers finden wird. Die eindeutige Gebrauchsprüfung von Radioröhren war bestimmend für die Art des Aufbaus und der Anordnung der Meßeinrichtung.

B. Grundsätzliches über Röhren

Die thermische Elektronenemission

In einem luftleer gepumpten, in einigen Fällen auch mit Edelgas gefüllten Glas- oder Metallhohlraum befinden sich als grundlegende Teile eine Glühkatode, der eine (kalte) Elektrode gegenüberliegt bzw. die von einer Anode umgeben ist. Der Raum in einer von Luft evakuierten Röhre (geringste restliche Bestandteile von Gasen — CO, N₂ und O₂ — sind unbedeutend) stellt einen Isolator dar, solange die Katode kalt ist, und erhält einen Stromleitwert, wenn die Katode zum Glühen gebracht wird. Die in dunkelroter bis orangener Leuchtfärbung elektrisch erhitze Katode strahlt eine bestimmte Menge Elektronengas aus. Durch die Katodenerwärmung wird die der Katode innewohnende molekulare Kraft, Elektronen festzuhalten, reduziert. Die Ergebigkeit des Elektronenaustrittes hängt im wesentlichen von der Katodentemperatur und ihrer Oberflächenmaterie ab. Ein vollständiges Verdampfen des verfügbaren Elektronengases würde Temperaturen erforderlich machen, die praktisch mit einer Zerstörung der Katode gleichbedeutend wären, da die in Frage kommenden in hohe Temperatur versetzten Metalle (Wolfram, Nickel) wegen ihres Schmelzpunktes für Dauerbetrieb nur begrenzt erhitzt werden dürfen. Es verlassen daher nur geringste Mengen Elektronen die Katode, und zwar solche, die eine ausreichend schnelle Austrittsgeschwindigkeit zu entwickeln imstande sind. Die dazu erforderliche Austrittsarbeit ψ_K wird in Volt gemessen und liegt mit der jeweiligen Austrittsgeschwindigkeit in enger mathematischer Beziehung. Immerhin hat man im Wandel der Röhrenentwicklung durch geeignete Katodenstoffe (Barium, Strontium) den Emissionswirkungsgrad erheblich steigern können.

Da die Elektronen verschiedene Austrittsgeschwindigkeiten besitzen, sind nicht alle Elektronen fähig, sich weit genug von der Katode zu entfernen und kehren einesteils zur Katode zurück. Die schnelleren Elektronen verursachen um die Katode eine negative Raumladung, die ihrerseits den weiteren Durchtritt nachfolgender Elektronen nahezu verhindert. Nur einigen Elektronen gelingt es, dagegen anzulaufen und zu den im Vakuum befindlichen Elektroden zu gelangen. (Anlaufstrom, siehe Seite 35.)

Erst die Feldkraft einer Fremdspannung, eine an Katode und Anode gelegte sogenannte Anodenspannung, saugt in Voraussetzung, daß die Katode negatives und die Anode positives Potential haben, je nach Spannungshöhe, die um die Katode angesammelte Raumladung teilweise bis ganz ab. Die Stärke der Raumladung ist demgemäß von der Emissionsfähigkeit der Katode und der angelegten Anodenspannung abhängig. Die Grenzspannung, die in der Lage ist, die Raumladung völlig aufzuheben, wird Sättigungsspannung U_{aS} (Bild 1), der hierbei fließende, auch bei höheren Spannungen $> U_{aS}$ sich

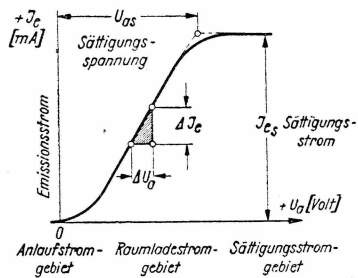


Bild 1. Emissionsstromverlauf einer Elektronenröhre

nicht mehr vergrößernde Strom, Sättigungsstrom J_{eS} bezeichnet. (Praktisch nur bei Wolframkathoden durchführbar!) Es sei das hierfür gültige Richardsonsche Gesetz angeführt:

$$J_{eS} = A \cdot F_K \cdot T^2 \cdot e \frac{-eE \cdot \psi_K}{K \cdot T} \quad (1)$$

Darin bedeuten:

- A = eine Mengenkonzstante $1...2 \times 60,2$
- T = Kathodenwärme nach absoluter Temperaturskala
- e = Basis der natürlichen Logarithmen = 2,718
- $\frac{kT}{eE}$ = mittlere Temperaturgeschwindigkeit
- ψ_K = Austrittsarbeit der Katode
- F_K = Kathodenoberfläche.

Man sieht daraus, daß die Anodenspannung keinen Einfluß auf den primären Austritt der Elektronen hat.

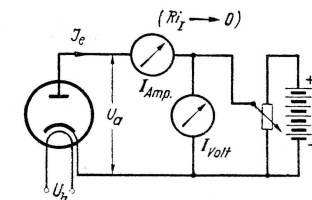
Je nach Höhe der angelegten Spannung und Entfernung der Elektroden erfahren die sich zur positiven Elektrode bewegendenden Elektronen eine stetige Zunahme ihrer Geschwindigkeit. Das Maß der Eintrittsgeschwindigkeit in die Anode und die Ladungsdichte ergeben an der Anodenfläche eine Umwandlung in Wärme, die mit der Anodenverlustleistung $Q_a = J_e \times U_a$ identisch zu betrachten ist. Je nach Inbetriebsetzung und der im Röhrenstromkreis befindlichen Glieder muß die Anode eine bestimmte Abstrahlungsfähigkeit für Wärme haben, damit keine Rückheizung der Katode oder anderer Teile in der Röhre, die eine unerwünschte thermische Emission erzeugen könnten, stattfinden kann. Schwärzung der Anoden, Drahtgazeanoden, Kühlflügel (z. B. bei der AL 5), bei Senderöhren Luft- und Wasserkühlung tragen diesem Umstand Rechnung.

Die durch die Raumladung bedingten Entladungsvorgänge in der Röhre spielen in der Praxis eine ausschlaggebende Rolle. Die sich aus der Vielfalt des Systemaufbaues ergebenden Funktionen geben Anlaß zu weitläufigen Untersuchungen. Es wird verständlich sein, daß sich diese Probleme im Rahmen der Einführung nur streifen lassen.

Emissionsstrom im Raumladestromgebiet

Bei den eben beschriebenen Entladungsvorgängen stellt das Röhreninnere einen bestimmten Leitwert bzw. Widerstand dar, durch den die Höhe des durchfließenden Stromes bestimmt wird. Dem Ohmschen Gesetz gemäß ist der jeweilige Gleichstromwiderstand bei einer konstanten Anodengleichspannung $R_i = \frac{U_a}{J_e}$ (2). Bei Messungen mit verschiedenen Elektroden-

Bild 2. Meßschaltung zur Ermittlung des Emissionswiderstandes und der Emissionssteilheit



spannungen läßt sich dann ferner feststellen, daß die Funktion $J_e = f(U_a)$ — Meßschaltung Bild 2 — nicht wie bei der ohmschen Formel linearen Ge-

setzen gehorcht. Zur grundsätzlichen Anwendung kommt hier das Raumladungsgesetz $J_e = K \cdot U_a^{3/2}$ (3) mit der Einschränkung, daß $0 < U_a < U_{es}$ bzw. U_a positiv ist. K ist eine Konstante, die von der röhreninneren mechanisch-geometrischen Beschaffenheit abgeleitet wird. Da dieser Ausdruck für die Praxis erst nach komplizierten Umrechnungen verwendbar gemacht werden kann, ist der Gebrauch von Differenzbegriffen, einen bestimmten, bekannten Arbeitspunkt vorausgesetzt, für alle weiteren Berechnungen im praktischen Einsatz geeignet.

Nach diesen, besonders für die dynamische Röhrentechnik anwendbaren Ausdrücken errechnet sich der Innenwiderstand aus dem jeweiligen Verhältnis einer Spannungs- zu einer Stromänderung, genauer gesagt aus:

$\frac{\Delta U_a}{\Delta J_e} = R_i \sim \left(\frac{\text{Volt}}{\text{mA}} = \text{k}\Omega \right)$ (4); das ist eine grundsätzliche Form für alle Berechnungen des Röhreninnenwiderstandes, sofern alle weiteren Elektrodenspannungen konstant gehalten wurden. Ein weiteres Maß der differentiellen Strom-Spannungscharakteristik ist die Steilheit S_e , die dafür maßgebliche Beziehung lautet $\frac{\Delta J_e}{\Delta U_a} = S_e$ (5) und ist, wie man sieht, dem R_i reziprok. (Siehe Bild 1.)

Verwendungsweise von Radioröhren

Aus der scheinbaren Vielzahl der Röhrensysteme lassen sich grundsätzliche Merkmale analysieren, die man ungefähr in fünf Verwendungsarten klassifizieren kann. Diese bestehen:

1. aus der Umwandlung von Wechsel- in Gleichspannung und -Leistung auf Grund des Ventileffektes, d. h. Ströme von Wechselenergien können das Röhreninnere immer nur in einer Richtung passieren (Netzgleichrichter, Demodulator);
2. aus der form- und frequenzgetreuen Intensitätssteuerung des Röhrenquerstromes mittels Wechsel- oder auch Gleichsteuerspannungen, was bei günstiger Dimensionierung der im äußeren Röhrenstromkreis liegenden Glieder (ohmsche und komplexe Widerstände, Schwingkreise, elektroakustische Wandler u. a. m.) die Erhöhung der Gleich- und Wechselspannungen und -Leistungen bewirkt (Verstärkung);
3. bei Rückführung von Wechselsteuerspannungen auf das gedämpfte Steuerglied (Schwingkreis) aus der Erzeugung von Wechselenergie (Schwingungserzeugung — Oszillator — auch Rückkopplung);
4. aus der Möglichkeit, durch Mischung verschiedener Frequenzen neue entstehen zu lassen (Mischstufe im Empfänger, Modulation, Schwebungsgenerator);
5. aus der trägheitslosen optischen Anzeige von Gleich- und Wechselspannungen nach dem Katodenstrahlprinzip (Magisches Auge bzw. Abstimmanzeigeröhre).

Während wir die unter 1 und 2 gekennzeichneten Vorgänge in vorliegendem Band behandeln wollen, sollen die unter 3, 4 und 5 dargestellten Vorgänge in einer weiteren Arbeit erörtert werden.

Kurze historische Bilanz der industriellen Röhrenentwicklung

Überblickt man mit statistischen Maßstäben die bisher von der Röhrenindustrie herausgebrachten Röhrentypen, wird man von einer wahrhaft inflationistischen Zahl beeindruckt. Es ergibt sich zwangsläufig die Frage, wie sich die vielen Röhrentypen mit den eben genannten fünf Einsatzmöglichkeiten für Röhren vereinbaren lassen. Um allen Bedürfnissen gerecht zu werden, würde man mit einem Bruchteil der gegenwärtigen Typenproduktion auskommen.

Seit der mehr zufälligen Entdeckung Edisons (1883), nach einer durch Erfindungen und Entdeckungen gekrönten Forschungsperiode und seit die erste Serienerzeugung von Röhren anlief (AEG.: 1912) hat es, wie schon eingangs erwähnt, eine stürmische Entwicklung sich ständig neu ablösender Röhrenserien gegeben. Neue Ideen und Patente (1915: indirekte Heizung; 1916: Schutzgitter; 1919: Schirmgitter; 1926: Pentode; 1932: Hexode), deren praktische Auswertung auf dem Fuß folgte, haben immer wieder neue Röhrenserien hervorgebracht. Mit der Einführung der Buchstabenbezeichnungen (A-, B-, C-, E-, K-, V-Röhren) einigten sich die europäischen Hersteller (außer England) auf die gleichartige und sinngemäße Röhrenkennzeichnung für Heiz- und Systemart. Um die gleiche Zeit führte die RCA. (Amerika) die ersten „reinen“ Metallröhren ein, deren Prinzip nach anfänglicher Ablehnung in Europa einige Jahre später auch in Deutschland in verbesserter Form angewandt wurde. 1936 bis 1937 waren die Entstehungsjahre der ersten hochsteilen Röhren AL 4 und AL 5, die einen beachtlichen Aufschwung in der Empfangsgeräteentwicklung herbeiführten. Die Jahre 1938 bis 1940 brachten uns nacheinander die Stahl-E.11er-, U.11er- und D.11er-Typen; dem Umstand, daß letztere in den ersten Kriegsjahren nur noch „halbkommerziell“ auf den Markt kamen, haben wir es zu verdanken, daß sie ewig rar blieben. Ungefähr zur gleichen Zeit wartete Philips, durch die Erfahrungen des Röhrenbaus für Kurzwellen befruchtet, mit neuartigen Preßglastypen (Allglasröhren) auf (E.21er-, U.21er- und D.25er-Reihe). Gegenüber dem schon früher bekannten Preßglasprinzip (RV 12 P 2000) bilden bei diesen Röhren die durch die Preßsteller nach außen geführten Systemträger gleichzeitig die Sockelstifte. Mit der Erfassung hochliegender Frequenzbereiche (Fernsehen, Frequenzmodulation) für den Rundfunk, werden zum Teil neue Röhrenserien entstehen müssen.

Nicht immer waren es Gründe der Entwicklung und des korrekt geleiteten Fortschrittes, die die Fabrikation der Röhrenserien bestimmten. Reklame- und Konkurrenz motive trugen ebenfalls dazu bei, den Typenumfang bis ins fast Unübersehbare zu steigern. So wetteiferten einmal die amerikanischen Firmen RCA und Philco um die Gunst der Metallröhrenpropaganda. Es ent-

standen daraus gleiche Typen in MG-, SM-, GM-Ausführungen, also Metallröhren mit und ohne Glasinnenwandung oder lediglich mit festliegenden Leichtmetallabschirmungen (siehe Kunze, „Amerikanische Röhren“, Franzis-Verlag, München).

Man verstehe nicht falsch: Ein gesunder Wettbewerb auf wissenschaftlich fortschrittlicher Basis ist der Standarderzeugung vorzuziehen und regt unter Voraussetzung hochangelegter Mittel zu neuen, besseren und nützlicheren Ideen und Formen an.

Obwohl man den letzten U-Röhrenkonstruktionen der 11er- und 21er-Reihe alles Gute voraus- und nachsagte, erschienen bald neue E- und U-Serien (Rimlock- und Pico-Röhren) wie auch Ergänzungstypen für die V-Serie.

Ohne die technischen Vorteile neuer Röhrenreihen in irgendeiner Form aberkennen zu wollen, wird man in Gedanken an die sich nicht nur auf Deutschland beschränkende rare Industriekapazität, die kritischen Absatzverhältnisse und schließlich an die Frage der Röhrennachbestückung wertvoll gewordener, in früherer Zeit teuer erkaufte Rundfunkempfänger skeptisch gestimmt. Die Röhrentabellen erweitern sich wieder um einige Bezeichnungen. Dem Praktiker bleibt es selbstverständlich nicht erspart, sein Wissen über ein Kennzeichenkuriosum ständig zu erweitern.

Äußere Formgebung und Ausführung von Röhren

Mit den Konstruktionsänderungen in der Röhre wandelte sich die äußere Form. Dem Systemaufbau zweckmäßig angepaßt, dem Bestreben, Nebeneinflüssen wie Zuleitungskapazitäten, Klingscheinungen und Störfeldern aus dem Wege zu gehen, änderten sich ständig Form, Art und Aussehen der Röhrenkolben und ihrer Kontaktausführungen. Ferner galt es, beim Sockel hohes Dielektrikum, Kontakt-, Halterungs- und Spannungsüberschlagsicherheit zu erzielen.

Stahl- und Preßglasröhren verdrängten nahezu die Röhren mit Quetschfußaufbau, die bis dahin unbestreitbar als die häufigste Ausführungsart anzusprechen ist. Einige mit diesen Röhren auftretende Begleitfehler sind typisch für ihre Aufbauart und sollen hier behandelt werden.

Häufige Fehler bei Glasröhren

Das Altern der Kittverbindung zwischen Sockel und Kolben oder das zu straffe Herausziehen der Röhren aus den oft stark gefederten Fassungen sind Grund eines immer wieder auftretenden lästigen Lockerns des Kolbens und eventuellen Abreißen der Sockelzuleitungen. Bei den mit einer Zinkschicht abgeschirmten Röhren ist das Lockern die Ursache von Kratzgeräuschen und Selbsterregung. Da es sich hierbei um häufig vorkommende Fehlererscheinungen handelt, soll auch die Abhilfe mit besprochen werden. Das bloße Nachkitten genügt bei

Röhren mit Metallabschirmung nicht, da die Kittarten im allgemeinen isolierend wirken und die Abschirmung von der Sockelzuleitung trennen. Nachdem diese Zuleitung nach außen bloßgelegt und das Nachkitten abgeschlossen, legt man um die außen sichtbaren Berührungstellen des Kolbens mit dem Sockel eine blanke, anschiessbare Litze, die sowohl Abschirmung wie eingelötete Zuführung gut leitend verbindet (Bild 3). Bei „roten“ Röhren ist vorher noch die rote Farbe vorsichtig abzuschmirgeln oder chemisch zu lösen. Dort, wo sich die

Bild 3. Nachträgliches Verbinden der Zuleitung zwischen Abschirmung und Sockelkontakt



Abschirmung von der Glaswandung löst, was häufig bei den alten REN-Röhren anzutreffen ist, lassen sich, soweit eine Abschirmung unbedingt erforderlich scheint, nur Metallanstrichmittel verwenden, deren Metallschicht keine isolierende Bindemittel enthält.

Eine Anzahl Röhren hat außer den normalen Sockelkontakten herausgeführte Anschlüsse oberhalb des Kolbens. Die Konstrukteure bewegten seinerzeit zweierlei Gründe, die Elektrodenzuführungen von den Sockelkontakten weit entfernt nach außen zu leiten. Hohe Heizwechselspannungen wirken sich über Zuleitungskapazitäten besonders am Steuergitter brummstörend aus. Es muß daher die Gitterzuleitung von den anderen Zuführungen auseinander gehalten werden. Andererseits genügt die Spannungsfestigkeit der Sockelkontakte zueinander nicht für Röhrentypen, die hohe Gleich- und Wechselspannungen zu verarbeiten haben (EL 12 spez., RV 210, RL 12 P 35 u. a. m.). Die am Glaskolben festgehaltenen, mit der Elektrodenzuführung verlöteten zylindrischen Bolzen können, sofern sie der Gitterzuführung dienen, die Ursache von mancherlei Geräuschen („Brodeln“) sein, als Folge von Korrosion, welche die vom Röhrensystem aufsteigende Hitze begünstigt.

Nach Säuberung der Kontaktstellen läßt sich der Geräuschfehler — wenigstens für einige Zeit — beseitigen. Nicht selten sind auch die Fälle, bei denen sich die Kontaktbolzen vom Kolben der Röhre vollkommen lösen. Mitunter haben sich Anschlußkappe und Bolzen nach langem Betrieb festgefressen, so daß beim Abnehmen der Kappe der Röhrenkontakt mit abgerissen wird. Bei der Wiederinstandsetzung eignen sich nur temperaturbeständige Kittarten, beim Nachlöten muß man vorsichtig zu Werke gehen. Ist die Drahtausführung obendrein auf gleicher Höhe des Glasstutzens abgebrochen, kann man, wenn möglich, nach äußerst vorsichtigem Abfeilen des Glases eine Lötstelle freilegen, oder man stellt eine spezielle Kontaktbrücke her (FUNKSCHAU Heft 2/1946). Längeres Verweilen des heißen LötKolbens in der Nähe des Kolbenglases muß vermieden werden.

Wenn auch weniger die Absicht besteht, ausführlich von den für diese Systemgattung bezeichnenden Fehlerherden und deren Abhilfemaßnahmen

zu sprechen, so soll damit betont werden, daß genug Anlaß besteht, nun endgültig von Quetschfußkonstruktionen und ihren speziellen Ausführungsarten abzukommen. Selbst wärmeerzeugende Röhrensysteme erfordern nicht unbedingt einen Quetschfußaufbau. Gerade bei steilen Endröhren sollten lange Zuleitungen aus Gründen der Selbsterregung vermieden werden.

Die Frage, ob Metall- oder Allglas-(Preßglas-)technik die kommende Röhrenentwicklung bestimmen wird, wird die Zukunft entscheiden. Vielleicht bleiben beide Ausführungsarten nebeneinander bestehen. Nicht zuletzt werden Patentrechte, Rohstofflage und Absatzserfolg dabei mizureden haben. Die den Stahlröhren oft nachgesagte Unverletzlichkeit besteht nicht zu Recht, da auch bei Metallröhren durch Fall und Stoß mechanische Fehler im Innern der Röhre entstehen können.

C. Messungen an Katode und Faden

I. Der Heizfaden

Gegenüberstellung: Direkte — indirekte Heizung

Während direkt geheizte Röhren fast ausschließlich nur noch den stromsparenden batteriegespeisten Geräten (Reiseempfänger, Empfangsgeräte für stromlose Landstriche, transportable Meßeinrichtungen) vorbehalten sind, behaupten sich heute für Netzbetrieb die indirekt geheizten Röhren. Bei den erstgenannten Röhren trachtet man nach geringster Heizleistung (europäische D-Röhren, amerikanische 1er-[Miniatur-]Röhren), bei den letzteren nach emissionsstarken Katodenoberflächen, um mit geringen Heizleistungen auszukommen. Besondere in die Katodenhülse eingelegte Fadenführungen (Bifilarwicklung) setzen die infolge kapazitiver und induktiver Beeinflussung durch den Heizwechselstrom entstehenden Brummeffekte herab. Es gilt außerdem eine schnelle und verlustarme Übermittlung der Fadenwärme auf die Katodenschicht zu gewährleisten. Mittels spezieller Katodenausfertigungen, wie dünne Katodenwandung, wärmeleitende Trägermetalle, günstige Lagerung der Katodenenden, konnte die Anheizzeit von einer Minute bis auf 20...10 Sekunden gekürzt und weitgehende Wärmeverluste konnten vermieden werden.

Heizdaten

Neben gewissen Normwerten: für Spannungen 1,2...1,4, 2, 4, 6,3, 12,6 Volt und für Ströme 50, 100, 150, 200, 300 mA gibt es noch eine große Anzahl von Zwischenwerten, wie die Häufigkeitsstatistik (Bild 4) zeigt. Da die Hersteller bei direkt und indirekt geheizten Röhren Abweichungen von 10...15% der Heizspannungen erlauben, lassen sich die Röhren in diesen Grenzen unter- bzw. überheizen. Für eine Prüfeinrichtung zum Zwecke der Röhren-

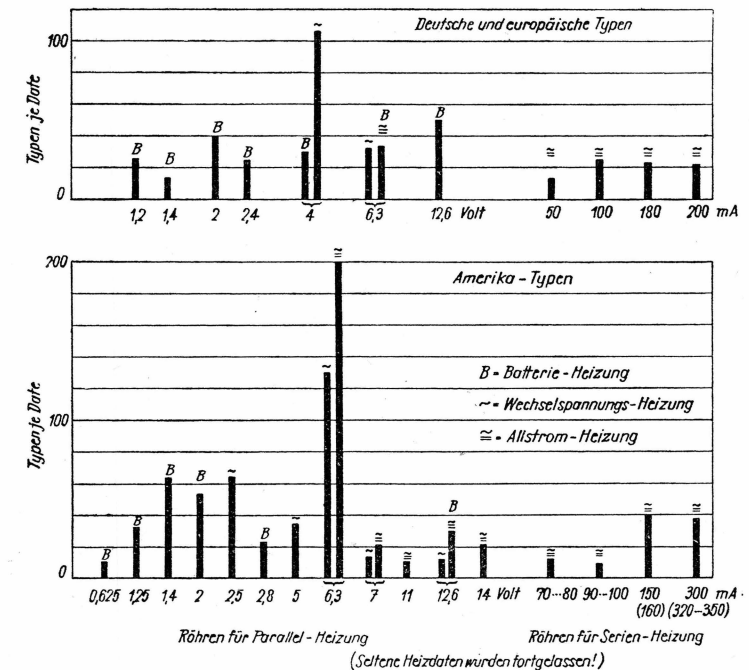


Bild 4. Nach Heizspannung und Heizstrom gestaffelte Häufigkeitskurve sämtlicher europäischen und amerikanischen Röhrentypen¹⁾

gebrauchsprüfung genügt es, wenn sich die hauptsächlich vorkommenden Spannungen einstellen lassen. Bei Inbetriebnahme und Prüfung stromgeicher Röhren sind genauere Einstellungen erforderlich. Eine genehmigte Spannungstoleranz von 15 % entspricht angenähert einer 5 % igen Stromänderung.

¹⁾ Ohne Berücksichtigung der Rimlock-Reihe.

Bei den relativ hohen Fadentemperaturen erhöht sich mit der Spannung der Fadenwiderstand, was einer Stromänderung entgegenwirkt.

Die batteriegespeisten Röhren

Bei den neuzeitlichen Normungen der Heizdaten fällt auf, daß über die Festlegung der Heizspannung hinaus die Heizströme gleiche oder vielfache Höhe aufweisen (DC 11 = 25 mA; DL 11 = 50 mA; DCH 11 = 75 mA; oder aus amerikanischer Produktion 1 R 5 = 50 mA; 1 T 4 = 50 mA; 3 Q 5 = 50 mA). Bei entsprechender Zusammensetzung der Fäden ergibt sich die Möglichkeit, bestimmte Typen in Serie sogar ohne Shunts schalten zu können. Zumindest ist durch die Normung, ähnlich den früheren Serienröhren (z. B.

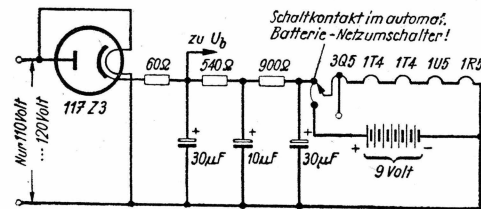


Bild 5. Fadenspeisung in einem amerikanischen Reiseempfänger (Philco)

RE 134 „Serie“), gewährleistet, nach einem Röhrentausch immer wieder richtige Werte des Fadenspannungsabfalles zu erhalten. Die Anwendung der Serienschaltung erlaubt damit auch eine Anpassung an höhere Heizspannungsquellen, ohne einen Leistungsverlust der Spannungsquelle durch Vorwiderstände in Kauf nehmen zu müssen, und die Möglichkeit, die Fäden über eine leistungsfähige Gleichrichterröhre aus dem Netz zu speisen. Zur Ausführung kommt letztere Art bei sogenannten ABC-Empfängern, das sind Geräte, die an alle Stromarten (Gleich-, Wechsel- und Batteriestromversorgung) angeschlossen werden können. In letzter Zeit sind auch in Deutschland derartige Universalgeräte¹⁾ bekannt geworden. Bei einigen dieser Geräte wird die Umschaltung von Batterie auf Netz sehr einfach gehandhabt, die Serienschaltung der Fäden wird auch bei Batterieversorgung beibehalten und dafür die Spannungsquelle für die Heizung mit einer Spannung von 7,5, 9 oder 10,5 Volt (je nach Röhrenzahl) versehen, die dann mit der Anodenbatterie in einer Umhüllung vereinigt mit unverdrehbarem Mehrfachstecker (Octalausführung oder ähnlich) ausgerüstet ist (Schaltung: Bild 5). Im Gegensatz dazu steht die in Europa und auch in Amerika übliche Umschaltung von Parallel-

¹⁾ Vgl. die im FRANZIS-Verlag erschienene Broschüre „Tragbare Universalempfänger für Batterie- und Netzbetrieb“ von Fritz Alf.

auf Serienschaltung, die sich jedoch nur mittels umfangreicher Umschalter bewerkstelligen läßt.

Der geringe Unterschied der Heizspannungen bei deutschen 11er- und 25er-Röhren $\approx 1,2$ Volt einerseits, und bei Philips 21er- (rote Serie) und Amerika-Röhren $\approx 1,4$ Volt andererseits, rührt von der Tatsache her, daß die ersten für 1,2 voltige Sauerstoffzellen, die letzteren für die leistungsfähigeren Braunstein-Elemente (1,4...1,5 Volt) dimensioniert wurden. Man sagt, daß sich die verschiedenartigen Röhrenreihen innerhalb ihrer Toleranzgrenzen

Bild 6a. Serienheizung direkt geheizter Röhren, wenn der Anodenstrom der Endröhre über die Fäden der Vorröhren fließt

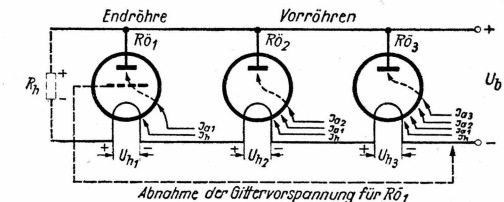
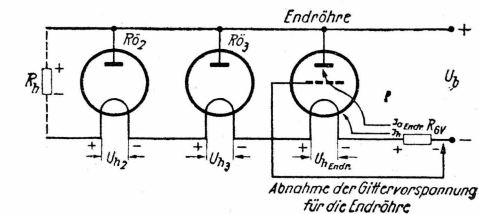


Bild 6b. Serienheizung direkt geheizter Röhren in günstigerer Schaltfolge



10...15% der Spannungsfestsetzung) kombinieren ließen. Eine ordentliche Stromversorgung gewährleisten Nickel-Kadmium-Sammler, die im Ausland bereits in sehr leichter Ausführung (ohne Metallgehäuse) auf den Markt kommen. Ihre größere Kapazität und Spannungs Konstanz (1,2...1,25 Volt) machen sie zum geeigneten Stromversorgungsteil (evtl. sogar mit Wechselrichter für die Anodenspannungserzeugung) für Koffer- und Reiseempfangsgeräte.

Die Vorläufertypen der D-Reihe sind die K-Röhren für 2 Volt-Sammler. Die großen Ausmaße (Quetschfußaufbau) und der zum Teil hohe Heizstromverbrauch der K-Röhren besitzen für transportable Geräte wesentliche Nachteile. Aus Erfahrung verdient erwähnt zu werden, daß K-Röhren scheinbar größere Lebensdauer aufweisen. Im Gegensatz zu D-Röhren wurde für diese Röhrengattung kaum eine Fadenspeisung aus dem Netz angewandt, ferner besitzen die 2-Volt-Bleiakkumulatoren gegenüber den Trockenzellen bei der Entladung eine höhere Spannungs Konstanz, was die Katoden schont.

Die Betriebsverhältnisse der netzgespeisten Batterieröhren lassen auch heute noch zu wünschen übrig. Wir wollen daher die Bedingungen der

C. Messungen an Katode und Faden

batterie- oder netzgespeisten Serienschaltung direkt geheizter Röhren einmal näher untersuchen. Bild 6 zeigt den Stromverlauf dreier hintereinandergeschalteter Röhren, a) wenn der Anodenstrom der Endröhre über die Fäden der Vorröhren fließt, und b) in günstigerer Schaltfolge, die praktisch zu keiner kritischen Belastung der Vorröhren führt. Wenn man trotzdem häufig die erste Schaltweise bevorzugt (Bild 7), so muß mittels Shunts dafür gesorgt

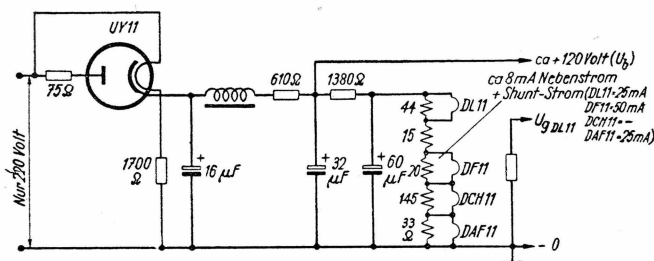


Bild 7. Faden-speisung im Nora-Superhet K 60 durch Netzspannung

werden, daß der Anodenstrom an den Fäden vorbeigeleitet wird. Diese Schaltung hat sogar ihren Vorteil derart, daß eine gewisse Spannungsteilung von der Gleichrichterkatode an bis zum Gesamtnull trotz evtl. Fadenbruchs oder Herausnehmen einer Röhre bestehen bleibt und somit die Sieb- und Ladekondensatoren des Stromversorgerteils durch hohe Ladespannungen nicht gefährdet werden können.

Solange die Spannungen an den Fäden den genormten Daten entsprechen, werden die Katoden geschont. Nun müssen wir aber bei den erwähnten ABC-Empfängern damit rechnen, daß die Netzspannungen nicht immer ausreichende Stabilität aufweisen werden. Die örtliche Verschiedenheit der Netzspannungen hat ja gerade der „Reise“-Empfänger besonders zu spüren. Bei der Überprüfung derartiger Geräte konnte man oft genug die Feststellung machen, daß die im Gerät befindlichen Röhren viel zu früh ihre Emissionsfähigkeit verloren haben. Da diese Empfänger infolge der zeitweise schwierigen Batteriebeschaffung ständig am Netz betrieben werden und das Lichtnetz oft große Spannungsschwankungen aufweist, erhalten die Röhrenfäden entweder zu hohe oder, wie es meistens sein dürfte, zu niedrige Spannungen. Unterspannungen sind dabei noch schädlicher als Überspannungen, weil die ohnehin schon schwachglühenden Katoden zum Beispiel der D-Röhren, wegen der dann auftretenden ungleichmäßigen Wärmeverteilung der Katodentemperatur örtlich verschieden belastet und überlastet werden. Die graphische Gegenüberstellung (Bild 8) experimentell aufgenommener Netz-/Heizspannungscharakteristik bei D-Röhren (Kurve D) und U-Röhren (Kurve U) zeigt, wie ungünstig sich Netz-Über- und -Unterspannungen bei

Berücksichtigung der erlaubten 15 % Toleranzgrenze gerade auf netzgespeiste Batterieröhren auswirken. Meistens macht sich dieser kritische Umstand auch ganz offensichtlich durch das frühe Aussetzen der Oszillator-schwingungen (zuerst bei Kurzwellen) bemerkbar.

Man könnte viel zur Schonung der Röhren und der Betriebssicherheit beitragen, wenn man stromangepaßte Eisenwasserstoffwiderstände einfügen würde, solange sich der Spannungs-(bzw. Strom-)ausgleich auf langsame Änderungen beschränkt; Regelwiderstände weisen ja bekanntlich bestimmte

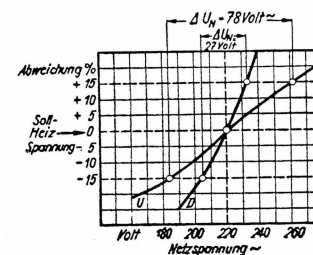


Bild 8a. Heizspannungstoleranzen bei Über- und Unterspannungen des Netzes (U = bei netzgespeisten U-Röhren, D = bei über eine Gleichrichterröhre gespeisten D-Röhren)

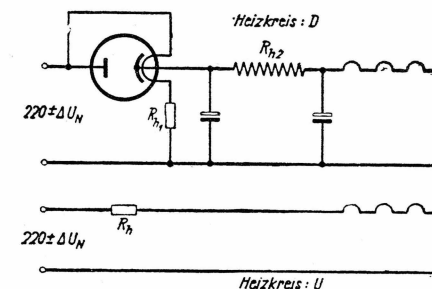


Bild 8b. Heizkreisschaltung für D-Röhren (oben) und für U-Röhren (unten)

Regelträgheit auf. Mittels Glimmstabilisatoren wäre auch die Möglichkeit eines Ausgleichs schneller Schwankungen möglich. Allerdings benötigt man bei guter Regelung eine hohe Speisespannung als Glimmstabilisatoren-Potential. Die niedrigsten bekanntgewordenen Glimmstreckenspannungen stabilisieren 70 Volt. Die Speisespannung soll 1,5...3 mal so groß wie die Glimmstreckenspannung sein.

Bei der zukünftigen Projektierung dieser Art Empfänger wäre es unbedingt ratsam, diese allein aus der Praxis erkannten betrieblichen Unzulänglichkeiten besonders zu berücksichtigen.

Direkt geheizte Röhren größerer Leistung

In der neueren Röhrenproduktion ist man mit einigen Ausnahmen von der Entwicklung direkt geheizter Röhren mit Katoden hoher Emissionsleistung abgegangen. Die Vorteile einer etwas geringeren Heizleistung spielen bei netzgespeisten Röhren eine untergeordnete Rolle. Die Entwicklung der direkt geheizten Röhre AD 1 als eine der in neueren Röhrenserien wenigen Vertreter dieser Kategorie begründet sich damit, daß bei direkt geheizter Katode weit geringere Durchgriffsverzerrungen als bei planparallelen System-

anordnungen mit indirekt geheizten Stabkatoden auftreten. Die Verwendung direkt geheizter Gleichrichterröhren stellt praktisch keinen Vorteil dar, es sei denn, man legt auf die sofortige Betriebsbereitschaft nach dem Einschalten eines Gleichrichters ausdrücklichen Wert. In Rundfunkgeräten treten infolge der zeitverzögerten Einschaltbelastung die bekannten Nachteile auf, die sich in Kondensatorenschäden bemerkbar machen. Besser scheinen halb-indirekt geheizte Röhren zu sein, wie z. B. 5 V 4, 5 Y 3, 5 Z 4 u. a., in denen Faden und Katodenschicht im Kolben untrennbar verbunden sind. Das erlaubt bei der Herstellung Vernachlässigung der Isolation Faden—Schicht. Trotzdem erhält man den Vorteil der verzögerten Anheizzeit. Ähnliche Röhren wie EZ 11, EZ 12 und 6 X 5 haben größere Isolationsfaktoren zwischen Faden und Schicht, so daß bestimmte Spannungen zwischen Katodenschicht und Faden entstehen dürfen. Bei der EZ 12 gibt es allerdings widersprechende Angaben; nach einigen Herstellerdatenblättern soll eine direkte Verbindung des Fadens mit der Katode vorgenommen werden.

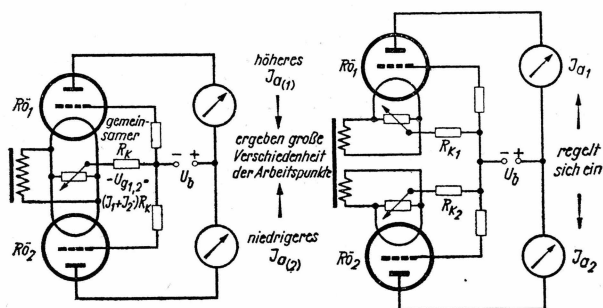


Bild 9a. Gittervorspannungserzeugung durch gemeinsamen Widerstand

Bild 9b. Gittervorspannungserzeugung durch getrennte Widerstände

Nun noch einige Worte über direkt geheizte Empfängerröhren. Der Einsatz in wechsellspannungsgespeisten Vorstufen ist wegen der auftretenden Brummüberlagerung der Röhrensteuerspannungen unmöglich, nur Endröhren mit niedrigen Verstärkungsgraden lassen sich mit Hilfe mittelanzapfter Heizwicklungen oder Entbrummer verwerten (RES 164, AL 1, AD 1). Bei Gegentaktverstärkern zum Beispiel mit zweimal AD 1 bereitet die Gittervorspannungserzeugung immer einige schalttechnische Probleme. Sollen die beiden Endstufenröhren getrennte Vorspannungen nach vollautomatischem Prinzip erhalten, sind doppelte Heizwicklungen erforderlich (Bild 9b). Da Gegentaktröhren bei längerem Betrieb voneinander abweichende Daten

haben können, wird eine Ungleichheit der Arbeitspunkte entstehen, wenn man einfache Gittervorspannungserzeugung verwendet (Bild 9a).

Indirekt geheizte Röhren

Die Elektronenaussendung wird hier nicht mehr vom Faden selbst vorgenommen, dieser vermittelt lediglich dem ihn umgebenden Katodenröhrchen bzw. der Katodenschicht die notwendige Temperatur. Die Katode, die keinen Spannungsabfall mehr führt, nennt man Aquipotentialkatode. Der

Bild 10. Parallelheizung

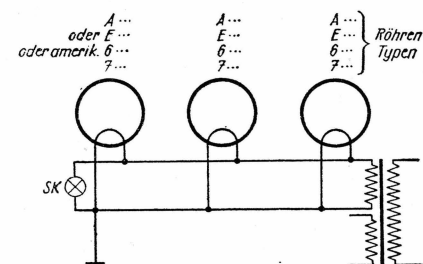
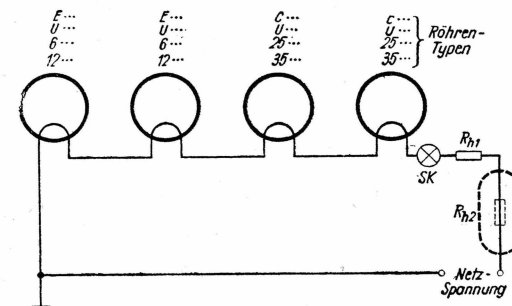


Bild 11. Serienheizung



Faden ist mit einer isolierenden Masse (Aluminiumoxyd) umgeben und in das Katodenröhrchen eingeführt. Der Isolationswiderstand wird im erhitzten Zustand der Katode geringer als bei ungeheizter Röhre und resultiert aus der Isolation und den Emissionsfehlströmen zwischen Faden und Schicht.

Man unterscheidet bei Röhren dieser Kategorie zwei Arten der Heizstromversorgung, die Serien-(Strom-)Heizung und Parallel-(Spannungs-)Heizung (Bild 10, 11). Diese beiden meist aus den Röhrenbezeichnungen erkennbaren Zweckbestimmungen finden sich in einem großen Teil neuerartiger Röhrentypen vereint (harmonische E-Röhrenserie, amerikanische 6er-, 7er-, 12er-Röhren). Röhren, die höhere Heizleistung benötigen, sind dann entweder nur für Parallel- oder nur für Serienheizung zu gebrauchen.

Erhöhte Fadenpräzision wird daher von solchen Röhren verlangt, die man für beide Speisungsarten verwenden möchte (Spannungstoleranzen bei der Herstellung weniger als $\pm 5\%$). Die vom Hersteller propagierten Spannungs- und Stromsollwerte sind dabei genau einzustellen. Bei Sollwerten nur für Spannungs- oder nur für Stromversorgung dürfen die aus dem Fadenwiderstand resultierenden Daten größere Toleranzen aufweisen. Besonders bei amerikanischen Röhren kann man Abweichungen von mehr als 15 % messen. Manchmal sind die Heizleistungen so ungenügend, daß die Röhren scheinbaren Emissionsverlust anzeigen.

Bei sinngemäßer Anwendung des für Europa eingeführten Buchstabenbezeichnungs-codes erscheinen nebeneinander gleichartige Röhrenreihen, die vielfach nur in ihrer äußeren Ausfertigung Unterschiede aufweisen (Stahlröhren — Preßglaseröhren). In Amerika liegen die Fälle ähnlich, zahlreiche Typen der 6er- und 7er-, der 12er und 14er-Reihe usw. besitzen gleiche

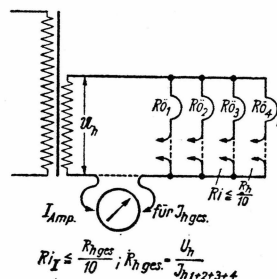


Bild 12. Heizstrommessung bei Parallelheizung

Daten. Die Heizspannungsdifferenzen wie 6,3...7, 12,6...14 sind nicht besonders kritisch zu betrachten, so daß die Röhren ohne weiteres untereinander ausgetauscht und kombiniert werden können. Obwohl E-Röhren und die amerikanischen 300 mA-Röhren (6er-Reihe) gleichzeitig für Parallel- und Serienheizung dimensioniert wurden, mußten sie den wirtschaftlicheren U-Röhren bzw. 12er-Röhren Platz machen.

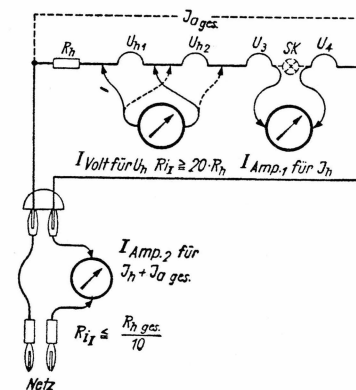
Messungen am Faden

Den Faden betrachten wir als einen ohmschen Wirkwiderstand, der allerdings stark strom- bzw. temperaturabhängig ist. Im kalten Zustand besitzt der Faden nur angenähert $\frac{1}{10}$ seines Betriebswertes. Je größer nun der Spannungsabfall bei serienschalteten Fäden insgesamt im Verhältnis zur Speise-

spannung (Netzspannung) ist, desto höher wird der Einschaltstrom sein, dessen Höchstwert sich aus der Netzspannung und dem Heizvorwiderstand plus Kaltwiderstände der Fäden errechnet. Dementsprechend muß man die Gerätesicherung bemessen.

Strommessungen ergeben nur im vollen Betriebszustand richtige Werte. In Werkstätten werden sie weniger vorgenommen, da sie einen etwas unbequemen Eingriff in die Schaltung bzw. Verdrahtung voraussetzen. Befindet sich im Serienheizkreis ein Skalenlämpchen, läßt man einfach an ihre Stelle ein Strommeßwerk treten (SK in Bild 13). Bei parallelgeheizten Röhren hoher Stromstärken und geringer Betriebsspannung, wie wir es zum Beispiel bei A-Röhren antreffen, sind Strommessungen ohnehin nicht ratsam, da die Meßergebnisse infolge der bei Werkstattinstrumenten üblichen Innenwiderstände (z. B. Multavi 6 Amp.-Bereich = $0,2 \Omega$) verfälscht würden (Bild 12).

Bild 13. Heizspannungs- und -strommessungen bei Serienheizung



Wären die in Bild 12 gezeichneten Fäden A-Röhren, hätten wir mit Fadenwiderständen

$$R_{h \text{ ges.}} = 0,8 \dots 1 \Omega$$

zu rechnen. Bei Messungen in Allstrom-(Gleichstrom-)kreisen spielt der Innenwiderstand des Meßinstrumentes stets eine untergeordnete Rolle, da er immer hinreichend klein gegenüber dem gesamten Heizkreiswiderstand sein wird. Man kann bei Allstromgeräten zum Zwecke einer schnellen Überprüfung (mittels Instrument $I_{\text{Amp. 2}}$) auch die gesamte Stromaufnahme messen und die Anodenströme der im Gerät befindlichen Röhren abziehen. Einfacher gestaltet sich eine Überprüfung der Heizwerte bei Abtastmessun-

gen der einzelnen Fadenspannungen, aus denen sich gegebenenfalls der Querstrom errechnen läßt (mittels Instrument IVolt).

Strommessungen bei Parallelschaltung und Spannungsmessungen bei Serienschaltung können besondere Bedeutung haben. Es kommt vor, daß die die Fadendrähte umgebende Isolation durchgeschlagen ist und der Faden sich nur noch teilweise erwärmen kann (Bild 14a). Die Emission fällt dann ab oder verschwindet fast vollständig. Aus den Fadenüberprüfungen lassen sich im Vergleich zu den Sollwerten diese durchaus nicht selten vorkommenden Fehler ermitteln.

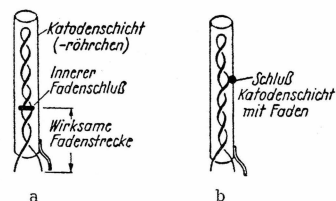


Bild 14. Schlußfehler an Faden und Schicht

Der Übergang der Wechselspannungsbereiche von 6 auf 30 Volt bei einigen bekannten Vielfachinstrumenten erlaubt wegen der Nichtlinearität der Anzeigeskalen keine genauen 6,3-Volt-Messungen. Hierauf sei im Sinne einer Abhilfe seitens der Instrumentehersteller einmal ausdrücklich hingewiesen. Man kann sich selbst helfen, wenn man die Bereiche mit eigens angefertigten Vorwiderständen unterteilt und erweitert (Bild 15). Für vorliegenden Fall ist eine Bereichserweiterung von 6 Volt auf das Doppelte anzustreben. Man schaltet dann einen Widerstand von der gleichen Größe des Bereichinnenwiderstandes vor.

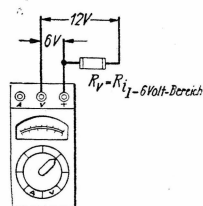


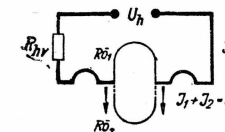
Bild 15. Bereichserweiterung eines Meßwerkes zum Zwecke der Messung von $U_h = 6,3\text{-Volt-Spannungen}$

Vorsicht bei Messungen direkt geheizter Röhren

Grundsätzliche Vorsicht muß man bei Messungen mit Batterieröhren üben. Sicherheit gewährt die bei Messungen und Fehlersuche im Gerät immer angeschlossene Heizspannungsquelle, die infolge ihres bedeutend geringeren Innenwiderstandes und ihrer Pufferwirkung fadenschädliche Überströme bzw. -spannungen abbremst. Solche Fehlströme können zum Beispiel bei Elektrodenschlüssen entstehen, die den gesamten Röhrensatz zu gefährden imstande sind.

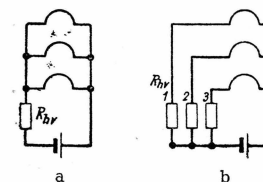
Das Herausnehmen von einzelnen Röhren im Betriebszustand sollte nicht geschehen, ehe man sich nicht von der Schaltung des Heizkreises überzeugt hat. Es können Parallel- und Serienschaltung kombiniert sein (Bild 16).

Bild 16. Kombinierte Serien-Parallelheizung



Diese vielfach von Amateuren angewandte Schaltungstechnik führt zu Röhrenüberlastungen (hier der R_{o1}), wenn die Röhre R_{o2} im Sinne der in Bild 16 gemachten Darstellung herausgenommen wird oder falls eine der beiden Röhren R_{o1} oder R_{o2} Fadenbruch erleidet. Überlastungen treten übrigens auch bei einer Schaltung nach Bild 17a auf, wenn die gleichen

Bild 17. Schaltweisen bei Parallelschaltung an höheren Batteriespannungen



Umstände eintreten. Es entsteht bei herabgesetztem Strom in R_{hv} ein nicht mehr ausreichender Spannungsabfall, so daß die verbleibenden Röhren Schaden erleiden können. Verwendet man für jede Röhre getrennte Vorwiderstände ($R_{hv1,2,3}$ in Bild 17b), so besteht diese Gefahr nicht mehr, allerdings gewährt diese Kombination keine günstige Heizspannungsumschaltung.

Einige Batterieröhren haben mehrfache Fadenanschlüsse, deren Doppelfäden sich wahlweise parallel oder hintereinander schalten lassen (3 Q 5, DLL 21, DAH 50 u. a.). Werden Einfachsysteme (3 Q 5) in Parallelfadenschaltung auf Emission gemessen, kontrolliere man, ob beide Fadenhälften Stromdurchgang besitzen. Aus dem Emissionsstrom läßt sich nicht ohne weiteres beurteilen, ob beide Fadenhälften in Ordnung sind.

Zu erwähnen wären noch Röhren in der Art der 35 Z 5, deren Heizfaden zum Zwecke einer Skalenbeleuchtung bei 7,5 Volt angezapft ist. Solche Röhren sollte man nicht ohne eine der 7,5-Volt-Strecke parallelgeschaltete Skalenbeleuchtung betreiben. Die Röhren lassen sich noch bedingt weiterverwenden, falls der 7,5-Volt-Fadenteil unterbrochen sein sollte.

II. Fehlererscheinungen an Faden und Katode

Ursachen der Fadenunterbrechungen

Stromüberlastungen, die eine Überhitzung des Fadens zur Folge haben, führen zu dessen Unterbrechung oder Zerstörung. Die früher vielgeübten Regeneriermaßnahmen lassen erkennen, daß Röhrenfäden eine hohe endliche Widerstandskraft besitzen, solange es sich um gleichmäßig ansteigende, kurz andauernde Überlastungen handelt. Erfahrungsgemäß kommen Fadenunterbrechungen häufiger bei Röhren vor, die höheren Fadenwiderstand haben, für geringere Heizströme dimensioniert sind und bei denen der Faden zugleich Katodenschicht ist (D- und K-Röhren und ähnliche Röhren sind ja bei Überlastungen besonders empfindlich), wogegen Röhren mit niederen Heizspannungen und hoher Heizleistung scheinbar am dauerhaftesten sind. Bei den letztgenannten Röhren können sich seltener Überspannungen auswirken, weil diese wegen des meist hohen Innenwiderstandes (zum Beispiel Gleichrichteranordnung) an den Fäden zusammenbrechen.

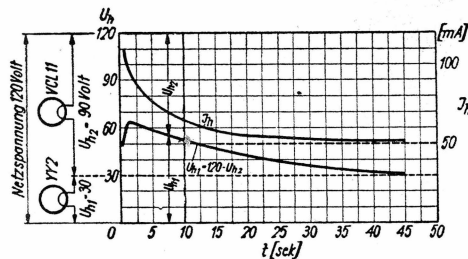


Bild 18. Spannungs- und Stromverhältnisse bei V-Röhrenheizung im DKE (120 Volt) nach dem Einschalten

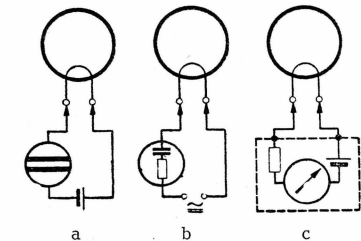
Die Unterbrechungsursachen sind bei direkt geheizten Fäden u. a. auch auf Überströme infolge von hoher Emission, bei indirekt geheizten Fäden auf Einschaltströme und Rißanfälligkeit bei thermischer Fadenausdehnung zurückzuführen.

Besonders häufig treten Fadenfehler bei V-Röhren auf. Infolge der Rißanfälligkeit der sehr dünnen V-Röhrenfäden ließ sich in vielen Fällen durch äußere Meßmittel ein periodisches Auseinander- und Wiederzusammengehen des Fadens beobachten. Beim Empfang macht sich dieser Vorgang mitunter durch ein schwundartiges Auf- und Absinken der Lautstärke bemerkbar. Es gibt Unterbrechungen, die sich in Sekundenabständen auslösen bis zu solchen, die eine Halbstundenträgheit aufweisen. Dieser Fehler wurde in sehr seltenen Fällen auch bei anderen Röhren (A- und E-Typen) festgestellt.

Ferner ist auffällig, daß in vielen Fällen, in denen DKE- oder ähnliche Geräte auf 110...125 Volt Netzspannung umgeschaltet sind, VY 2-Röhren, die in dieser Schaltung allein mit dem Faden der VCL 11 in Serie liegen, meist

kurz nach dem Einschalten durchbrennen. Eine diesbezügliche Untersuchung wirkte aufklärend. Obwohl die Fadenkaltwiderstände gleich dem Spannungsverhältnis (30:90 Volt) mit ca. 90 Ohm (VY 2) zu 300 Ohm (VCL 11) gegenüberstehen, der Einschaltstrom also das richtige Spannungsabfallverhältnis erzeugen müßte, ändert sich sofort nach dem Einschalten die Spannungslage sehr zuungunsten der VY 2. Trotz der beim Einschalten zu erwartenden Anzeigeträgheit gewöhnlicher Zeigermeßwerke wurde der in Bild 18 dargestellte und aus mehreren Versuchen ermittelte Spannungsverlauf festgestellt. Da die Röhre VY 2 viel weniger Anheizträgheit besitzt, kommt nach dem Einschalten eine kurze Zeitspanne, in der ihre zulässige Katodentemperatur überschritten wird. Ehe also das spannungsmäßige Gleichgewicht (30:90 Volt) hergestellt ist, wird die Röhre VY 2 überlastet, so daß Fadenbruch auftreten kann. Überlastungen sind bei weitem nicht so häufig, wenn im Heizkreis feste Vorwiderstände liegen, und bei Verwendung von Urdoxwiderständen so gut wie ausgeschlossen. In dieser Hinsicht achte man auch auf die Verhältnisse bei Ersatzröhrenbestückung. Röhren, die ursprünglich für Batterieheizung vorgesehen waren, wie RV 12 P 2000, LV 1

Bild 19. Fadendurchgangs-Anzeige (a = Schauzeichen, b = Glühlampe, c = Ohmmeter) $J_{\text{Mess}} \leq 20 \text{ mA}$



usw., sind beim Einschaltvorgang sehr empfindlich. Es ist daher zweckmäßig, sie nicht mit hochvoltigen Fäden (U- und V-Röhren) in Serie zu schalten. Größten Gefahren werden jedoch direkt geheizte Röhren ausgesetzt, wenn sie in einem Heizkreis mit indirekt geheizten Röhren in Serie liegen.

Anzeigevorrichtungen zur Fadenkontrolle

Fadendurchgang oder -unterbrechung läßt sich durch normale Stromkreis-Meßeinrichtungen prüfen. Brauchbar sind Widerstandsmesser (Durchgangsprüfer), Glühlampen- und Schauzeichenstromkreise (Bild 19). Wichtig ist, daß die Kreisströme den Wert von 20 mA nicht überschreiten, damit schwache Fäden (DF 11: $I_h = 25 \text{ mA}$) keinen Schaden erleiden können. Glühlampen haben geringe Querströme (0,3...3 mA), lassen dafür unerlaubte Übergangswiderstände, schlechte Kontakte nicht immer eindeutig erkennen, sind aber die wirksamsten optischen Anzeigevorrichtungen.

Eine Prüfschaltung, die Unterbrechungen bei Serienröhren anzeigt, ist in Bild 20 dargestellt (sie dient z. B. der Ermittlung zeitperiodischer Fadenunterbrechung). Die Zünd- und Löschspannung der Glimmlampe GL soll über höchst vorkommende Heizspannungsdaten zu liegen kommen ($V_{CL} 11 = 90 \text{ Volt}$; $117 Z 4 = 117 \text{ Volt}$ usw.). Man wird daher die Speisespannung dementsprechend hoch wählen. Ein Unterbrechungsfehler wird im Betriebszustand der Röhre durch das Aufleuchten (Zünden) der Glimmlampe angezeigt.

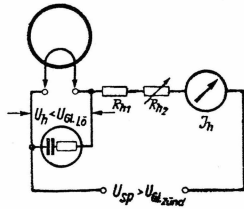


Bild 20. Fadenbruchanzeige bei Serienröhren

Kontrolle Faden-Schichtschluß

Die in einer keramischen Masse eingebetteten Fadenwendel sind in das Katodenröhrchen (aus Nickel) gut passend eingeführt, ohne daß bei Erhitzung Materialspannungen und -reibungen auftreten sollen, die sich als Kratzgeräusche störend bemerkbar machen würden. Die Isolation hat eine begrenzte Spannungssicherheit, die je nach Heizart der Katode (Parallel- oder Serienheizung) verschieden ist und vom Hersteller bekanntgegeben wird. Im allgemeinen kommen nur Spannungen, die der Gittervorspannungserzeugung dienen, in Betracht. Bei Allstromröhren, vor allem bei solchen, die spannungsmäßig vom gemeinsamen Nullpunkt (Chassis) weiter ab liegen, addieren sich die Heizwechsel- oder Gleichspannungen der dazwischenliegenden Röhrenfäden dazu. Bei Materialfehlern oder vorangegangenen Spannungsübertretungen können schon bei niederen Spannungen zwischen Faden und Schicht fehlerhafte Verbindungen auftreten, die sich häufig erst bei Katodenerwärmung bemerkbar machen. Der Faden-Schichtschluß ist je nach Röhrenschaltweise im Reparaturgerät auf verschiedene Art feststellbar. Erscheinungen, die ebenso gut auch auf andere Fehlerursachen zurückgeführt werden könnten, wie Brumm-Modulation (seitens der Heizwechselspannung), bei Serienstromkreisen Kurzschluß der benachbarten Fäden, oder Überlastung infolge höheren Heizstromes und Überlastung der Transformator-Heizwicklung sind Merkmale.

Im Prüfgerät untersucht man diesen Fehler am besten im Betriebszustand der Prüfröhre, also während der Emissionsmessung. Zu diesem Zweck befindet sich in fast allen Prüfgeräten der Industrie eine Ruhestromtaste (S_k), mittels der man während der Emissionsprüfung den über die Katodenschicht

fließenden Röhrenstrom unterbrechen kann (Bild 21). Aus dem Verhalten des angezeigten Anodenstroms wird der Fehler ersichtlich. Fließt Anodenstrom während der Unterbrechung weiter, so muß er über den mit Minus verbundenen Faden seinen Weg genommen haben. Es ist damit Schluß zwischen Faden und Katodenschicht erwiesen. Der gelegentliche Einwand, es entstanden bei Katodentrennung zwischen Schicht und Faden hohe Spannungen, ist nicht gerechtfertigt, da ja schließlich durch die Unterbrechung des Katodenstroms die Röhre infolge des Emissionsausfalles einen hohen Innenwiderstand erhält, der groß gegenüber dem Widerstand zwischen erwärmter Katode und Faden sein dürfte.

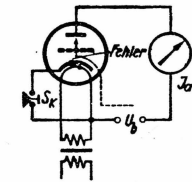


Bild 21. Ermittlung von Faden-Schichtschluß

Schwund der Emissionsfähigkeit

Die hohe Elektronenausbeute neuartiger Katoden gestattet es nicht, die Röhren bis zu ihren Sättigungsstromwerten zu belasten. Definitionsgemäß liegen die Stromwerte der Sättigung bei Bariumdampf- und -pastekatoden zwischen 50...80 mA je Watt Heizleistung (bei Temperaturen zwischen 700...500 °C) gegenüber nur 4 mA/Watt spez. Emission bei Wolframkatoden und 2200 °C. Während es bei Wolframkatoden ohne weiteres möglich ist, Katodenströme bis zum Sättigungswert zu erzeugen, würde ein solches Unterfangen, von Überlastungen des Fadens (bei direkt geheizten Röhren) und den anderen Elektroden abgesehen, die Zerstörung der aktiven Katodenschicht herbeiführen. Die Entnahme der Anoden-, Schirm- und Hilfsgitterströme soll allein aus der Raumladung bestritten werden.

Die Lebensdauer einer Röhre (genauer: ihrer Katodenschicht) ist infolge einer langsam fortschreitenden elektrolytischen Zersetzung der Oberflächensubstanz begrenzt. Ihre Gebrauchsfähigkeit ist, je nach Röhrenart und Beanspruchung, nach 600...3000 Stunden so weit abgelaufen, daß man die Röhre als unbrauchbar oder, wie man früher gern sagte, „taub“ bezeichnen muß. Man kann annehmen, daß die Sättigungsgrenze bei Katodenabnutzung so weit absinkt, daß Elektrodenspannungen die Entladungsvorgänge nicht mehr zu steuern vermögen. Fast jedes Röhrenprüfverfahren bedient sich Methoden, bei denen Emissionsuntersuchungen mit Hilfe von Betriebsspannungen an

den Elektroden in allen möglichen Arbeitspunkten vorgenommen werden. Auf Arbeitspunkt-, Nullstrom- und Leistungsmessungen kommen wir noch zurück.

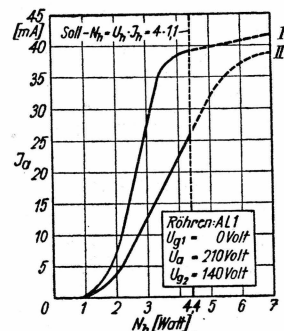


Bild 22a. Anodenruhestrom-Heizwattkurven (direkte Heizung)

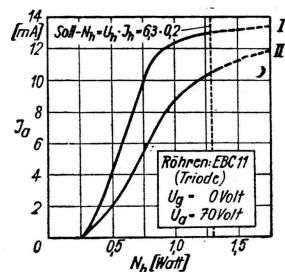


Bild 22b. Anodenruhestrom-Heizwattkurven (indirekte Heizung)

Im folgenden sei eine in der Fachliteratur vorgeschlagene, jedoch bisher praktisch nicht zur Auswertung gekommene Methode der Emissionsbestimmung erörtert. Unter Beachtung der Anoden- und Gitterbelastungen werden bei $U_g = 0$ Anodenruhestrome bei verschiedenen Heizspannungen bzw. -leistungen aufgenommen. Der Anstieg der Ruhestrom/Heizwattkurven (Bild 22 a, b, c) zeigt einen für die Emissionsfähigkeit der Röhren charakte-

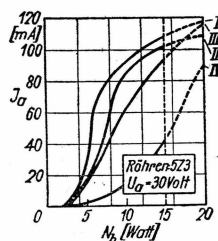


Bild 22c. Anodenruhestrom-Heizwattkurven bei einem Gleichrichtertyp

ristischen Verlauf. Zur Prüfung wurden wahlweise als gut und als teilweise verbraucht bekannte Röhren vergleichsweise untersucht. In Bild 22 a und b handelt es sich bei den Kennlinien I um emissionsgute Röhren, bei II um 40...60 % verbrauchte Röhren. Bild 22c gibt über die Untersuchung mehrerer Gleichrichterröhren 5Z3 Auskunft, die hier allerdings nicht mit ihren höchstzulässigen Katodenströmen gemessen wurden. I und II sind die Kennlinien zweier fabrikneuer Röhren, III ist die einer wenig gebrauchten und IV schließlich der Verlauf einer bis auf 40 % Gebrauchsfähigkeit abgefallenen Röhre.

Eine Einrichtung, die sich dieses Meßverfahrens bedient, würde wenig Aufwand an Teilen benötigen. Das Verfahren ist jedoch unbequem und bei der Messung indirekt geheizter Röhren auch zeitraubend, da immer eine bestimmte Zeit verstreichen muß, ehe die Emissionswerte nach jeder Heizungsleistungsänderung zur Ruhe kommen.

Dieser von der Emissionsfähigkeit einer Katode stark abhängige Verlauf der Heizwatt/Ruhestrom-Kennlinien verdient, in einem anderen Lichte gesehen, noch eine besondere Beachtung. Er sagt uns nämlich, daß eine emissionsgute Röhre schon vor dem Erreichen ihrer Sollkatodentemperatur nahezu ihre von den Betriebsdaten abhängige Betriebsstromhöhe erreicht. Da beim Anheizen einer Katode ein ständiges Ansteigen der Heizleistung zustande kommt, können wir die in Bild 22 a...c dargestellten Messungen auch unter einen anderen, und zwar zeitlich ausgerichteten Gesichtspunkt stellen. Prüft man normal eine Röhre in einem üblichen Röhrenprüfgerät, so wird man bei aufmerksamer Beobachtung des Anheizens feststellen, daß oft recht verschieden lange Zeit vergeht, ehe der Emissions- bzw. der Anodenstrom zum Stillstand kommt. Emissionsgute Röhren vermögen in der Regel schnell zu emittieren. Teilweise bis ganz verbrauchte Röhren benötigen eine viel längere Zeit, ehe ihr Emissionsstrom zur Ruhe kommt, weil jetzt auch die Rückheizung wesentlichen Einfluß ausübt.

Man muß sich den Verlust der Emissionsfähigkeit folgendermaßen vorstellen. Die beim Fabrikationsvorgang neu formierten Katoden weisen über ihre gesamte Oberfläche gleiche Aktivität auf, und die Sättigungswerte aller Bariumzentren liegen vorerst „unerreichbar“ hoch. Beim Abfallen der Emissionsfähigkeit werden die Zentren nicht gleichmäßig inaktiv, sie verteilen sich über die Katodenoberfläche als Emissionsherde guter, mittlerer bis erliegender Tätigkeit. Es gibt keinen scharfen Wendepunkt zwischen Raumlade- und Sättigungsstromgebiet mehr. (Vgl. hierzu Bild 1 als Beispiel einer emissionsguten Röhre.) Aus der Summe verschiedener Aktivitätswerte bildet sich also ein sehr temperaturabhängiges Emissionsmaß.

III. Untersuchungen an Katoden mit Hilfe der Anlaufströme

Das hier entworfene Bild der Katode wäre nicht vollständig, würden wir uns nicht auch mit der Erscheinung befassen, daß sich Elektronen — von Elektrodenpotentialen unabhängig — im Röhreninnern bewegen. Da Elektronen in diesem Falle auch gegen eine negative Elektrodenspannung anzulaufen imstande sind, nennt man den Strom dieses Gültigkeitsbereiches ($U_a, g... \leq 0$ Volt) Anlaufstrom. Seine Entstehung ist nur von den Eigenschaften der Katode abhängig. Da Anlaufstromwerte im Verhältnis zu gebräuchlichen Arbeitsströmen nur Bruchteile ausmachen, spielen Anlaufströme bei

der Röhreninbetriebnahme keine wichtige Rolle. Jedoch kommt dem Vorhandensein des Anlaufstromes, von dessen Wesen in der Einführung schon einiges gesagt wurde, praktische Bedeutung zu, wenn Röhren im 0-Volt-Gitterspannungsbereich arbeiten und es sich um Gleichrichtung kleiner Wechselspannungen handelt (z. B. beim Audion). Bei der Bemessung der Schalteile und Betriebswerte eines mit Röhren bestückten Gerätes ist der Einsatzpunkt des Anlaufstromes (U_{ge} bei Gitterröhren, U_{de} bei Dioden, wenn $J_g, d = 3 \cdot 10^{-7}$ Amp. = $0,3 \mu A$) zu berücksichtigen.

Aus dem Verhalten des Anlaufstromes, das dieser je nach Gegenwirkung eines negativen Potentials aufweist, werden die Gesetzmäßigkeiten seines Verlaufes erkennbar, aus denen sich ferner die konstruktiven Eigenschaften der Katode bestimmen lassen. Anlaufstrommessungen dienen daher auch zur Ermittlung der jeweiligen Katodentemperatur. Sie geben den experimentellen Beweis der Elektronenverteilungsgesetze und sie lassen sich auch — das werden die folgenden Betrachtungen zeigen — zur Untersuchung und Bestimmung der Emissionsfähigkeit heranziehen.

Gesetzmäßigkeiten des Anlaufstromes

Nach dem bereits eingangs erwähnten Raumladegesetz

$$J_e = K \cdot U_a^{3/2}$$

müßte bei fehlender Anodenspannung, also bei $U_a = 0$ Volt der Strom $J_e = 0$ Amp. werden. Tatsächlich fließt aber auch dann, und sogar bei geringen negativen Spannungen bis $-2 \dots -1$ Volt, zur gegenüberliegenden Elektrode ein meßbarer Elektronenstrom. Erst bei hinreichend großer Gegenwirkung eines negativen Spannungspotentials wird der Elektronenstrom zum Verschwinden gebracht.

Elektronen treten aus einer erwärmten Metallsubstanz mit allen erdenklichen Geschwindigkeiten aus. Die Verteilung der Geschwindigkeiten soll dabei laut wissenschaftlichen Berichten den Maxwell'schen Wahrscheinlichkeitsgesetzen gehorchen. Den Sinn dieser Gesetzmäßigkeit wollen wir uns an Hand von Bild 23 klarmachen, das unter Verzicht der tatsächlichen Wertdimensionen demonstrativen Charakter besitzt. Demnach treten die meisten Elektronen mit einer wahrscheinlichen Geschwindigkeit v_w (Kurvenmaximum) aus. An Stelle von v_w ist der Begriff der mittleren Geschwindigkeit gebräuchlicher, welcher (nach Rothe-Kleen) mit v_m durch

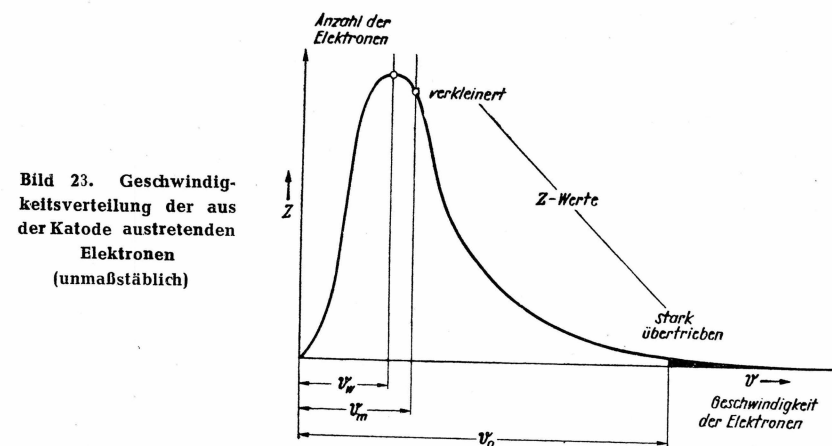
$$v_m = v_w \sqrt{2} \quad (6)$$

in Beziehung steht. Die mittlere Geschwindigkeit wird aus

$$v_m = \sqrt{\frac{2 k T}{m}} \quad (7)$$

erklärt. Darin ist T wieder die absolute Temperatur, k die Boltzmannsche Gaskonstante und m die dem Elektron zugeordnete Masse.

Die emittierende Substanz übt auf austretende Elektronen eine molekulare Anziehungskraft aus, die je nach Stoffart der Emissionsquelle verschieden groß ist. Nur diejenigen Elektronen können die Emissionsquelle verlassen, die eine Austrittsarbeit ψ_K zu entwickeln imstande sind. Letztere muß mindestens so groß sein, wie das Maß der Austrittsbedingungen (schwarz ausgefüllte Fläche in Bild 23). Die Elektronengeschwindigkeit muß dann größer



als v_0 sein. Man mißt die Arbeit in Elektronenvolt eV ($E \cdot eE$) oder nur in Volt (Temperaturspannung), da erstens die Elementarladung des Elektrons ($eE = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Ampsek.) als konstant zu betrachten ist und zweitens die Größe der Spannung weitgehend von der Temperatur der Emissionsquelle abhängt. Die Werte haben aber mehr oder weniger relative Bedeutung. Wollte man nun die Emissionsfähigkeit einer Katodensubstanz voll ausnutzen, hieße das Temperaturen erzeugen, die weit über dem Schmelzpunkt der verwendeten Metalle lägen. Man muß sich daher mit den wenigen Elektronen begnügen, deren Geschwindigkeit der Austrittsarbeit entspricht ($> v_0$). Das sind bei den heute üblichen Oberflächenstoffen immerhin noch soviel, daß sie der praktischen Auswertung vollauf genügen.

Der Grund, weshalb nur solche Elektronen die Katode verlassen, die eine Mindestaustrittsarbeit zu leisten imstande sind, wird in der Fachliteratur oft mit folgender bildhafter Darstellung erklärt. Man denke sich die Elektronen als Kugeln, die in einem Napf mit leicht ansteigendem Rand durch Schütteln in Bewegung gebracht werden. Bei diesem Unternehmen wird es

C. Messungen an Katode und Faden

dann fortwährend einigen Kugeln gelingen, den Rand zu überklettern und somit den Behälter zu verlassen, während der andere größere Teil der Kugeln zurückfallen wird. — Gleichbedeutend müssen auch die Elektronen eine sogenannte Potentialschwelle überschreiten, ehe sie ins Freie, also in das Vakuum der Röhre gelangen. Die Zahl dieser aus der Katode austretenden Elektronen ist durch das Sättigungsgesetz definiert (siehe Seite 12).

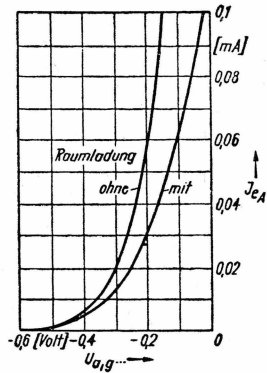
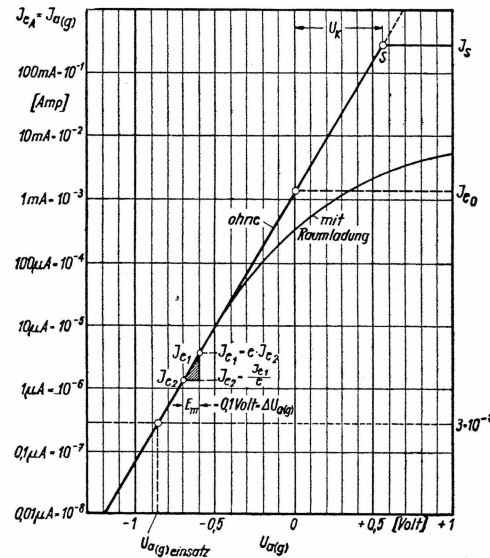


Bild 24a. Verlauf des Anlaufstromes bei linearer Darstellung

Rechts: Bild 24b. Verlauf des Anlaufstromes bei halblogarithmischer Darstellung



Praktisch verhindern nun zwei sich überlappende Faktoren, daß sich zu den in einer Röhre befindlichen Elektroden ein dem Sättigungswert gleichkommender Strom bewegt:

1. bei $U_a, g. \geq 0$ Volt erzeugt das Elektronengas eine Raumladung, die infolge ihres noch stärker negativen Potentials (auch als Potentialminimum bezeichnet) eine Gegenwirkung auf die nachfolgenden Elektronen ausübt.
2. bei $U_a, g. < 0$ Volt (also negativ) wirkt sich die gegenüberliegende Elektroden spannung auf den Elektronenfluß hemmend aus.

Solange Fall 1 keine Rolle spielt, d. h. kein Raumladeeinfluß besteht, gilt das Anlaufstromgesetz in folgender Form:

$$J_{eA} = J_{e0} \cdot e^{U_a/E_m} \quad (8)$$

U_a ist hier die Gegenspannung; E_m die mittlere Temperaturspannung, die mit

der mittleren Geschwindigkeit v_w in enger mathematischer Beziehung steht und sich aus

$$E_m = \frac{m v_w^2}{2 e E} = \frac{k T}{e E} = \frac{T}{11\,600} \text{ ergibt.} \quad (9)$$

Der Faktor $e = 2,718 \dots$ (Basis der nat. Logarithmen und Verkörperung organischen Wachstums, vgl. Funktechnische Arbeitsblätter von Schiffel und Köhler [Mth. 11], Franzis-Verlag) im Anlaufstromgesetz sagt uns, daß die U_a/J_{eA} -Kennlinie exponentiellen Verlauf hat (Bild 24a). Die Kennlinie ist eine Gerade, wenn sie in ein Koordinatensystem mit halblogarithmischer (einfach-logarithmischer) Maßeinteilung eingezeichnet wird (Bild 24b). J_{e0} ist der Strom, der sich bei $U_a = 0$ Volt einstellen würde, falls kein Raumladeeinfluß vorhanden wäre und gleich dem Sättigungsstromwert, wenn die Röhre kein Kontaktpotential hätte. (Das Kontaktpotential ist eine Spannung — U_k auf Bild 24b, 29 —, die sich aus der Differenz der Austrittsarbeiten der Katode einerseits und der Auffangelektrode bzw. den Elektroden andererseits ergibt und den Sättigungseinsatz um einen geringen positiven Elektroden spannungswert verschiebt; ohne Berücksichtigung der Raumladung könnte das zum Beispiel Punkt S in Bild 24b sein.)

Aus der e-Funktion (8) ersehen wir ferner, daß die Steigung der Kennlinie von E_m abhängt. Verursachen wir zum Beispiel eine Änderung der Elektroden spannung von $\Delta U_a = E_m$, so ändert sich J_{eA} (angenommen bei Spannungsänderungen in negativer Richtung, da dann $J_{e2} = J_{e1} \cdot e^{-1} = \frac{J_{e1}}{e}$) um

den e-ten Teil; die gleiche Überlegung gilt natürlich auch für die positive Richtung der Spannungsänderung. Da E_m bei Oxydkatoden und der dabei üblichen Temperatur ($T = 1160^\circ \text{K}$) angenähert immer 0,1 Volt beträgt, weisen die Anlaufkennlinien sämtlicher Röhren dieser Katodenart fast gleiche Steilheiten in linearlogarithmischen Maßen auf, die lediglich durch J_{e0} bzw. Sättigungsstromwert unter Berücksichtigung des Kontaktpotentials parallel verschoben sind.

Für die Verhältnisse im reinen Anlaufstromgebiet, so lange also keine Raumladung wirksam ist, hat das Anlaufstromgesetz grundsätzliche Gültigkeit, wobei Ableitungen den verschiedenen Katodenanordnungen Rechnung tragen.

Meßeinrichtung zur Aufnahme von Anlaufstromkennlinien

Eine für indirekt geheizte Röhren praktisch verwertbare und erprobte Meßschaltung, die die Aufnahme von Anlaufkennlinien bis in den positiven Spannungsbereich ermöglicht, ist in Bild 25 dargestellt. Der Regelwiderstand R_1 und die Meßwerke I_4 (für Heizstrom) und I_5 (für die Heiz-

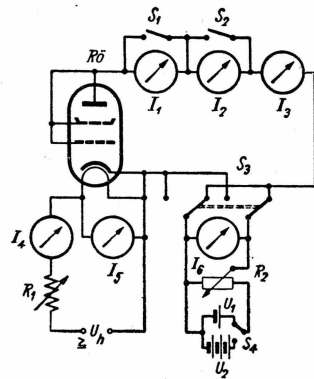


Bild 25. Meßeinrichtung zur Aufnahme von Anlaufstrom-Kennlinien¹⁾

spannung) dienen der genauen Einregelung der Heizwerte und der Heizleistungsvariation, wenn Kennlinien bei verschiedenen Heizleistungen (Katodentemperaturen) aufgenommen werden sollen. R_1 ist je nach Röhrenheizart den Heizdaten anzupassen. Mit R_2 wird die Elektrodenspannung variiert, die sich durch Schalter S_3 umpolen läßt. Das Instrument I_6 kann demzufolge, ohne auf die Polarität der Meßspannung achten zu müssen, stets den eingestellten Spannungswert anzeigen. Der regelbare Spannungsteiler R_2 sollte nur geringen Widerstandswert besitzen (weniger als 50 Ω), um einen verfälschenden Spannungsabfall zu vermeiden. Ferner sollte die Wicklung des Spannungsteilers aus schwachem Draht oder aus Schichtmaterial bestehen, um eine unbedingt erforderliche feine Regelung zu erzielen. Diesem Zweck dient auch die durch den Schalter S_4 zu betätigende Spannungsumschaltung (von ca. 3 auf 1 Volt, bestehend aus Batterien), um besonders im Meßbereich 0...—1 Volt gute Einstellmöglichkeit und damit präzise Meßresultate zu erhalten. Dieser Aufwand rechtfertigt sich aus der Forderung schneller Messungen, da infolge starker Temperaturabhängigkeit der Anlaufstromwerte trotz Vorwartezeit und Konstanzhaltung der Heizdaten in größeren Zeiträumen Änderungen zu befürchten sind. Für die Anzeige des relativ großen Strombereiches ist die Verwendung von zwei bis drei getrennten Meßwerken angebracht als eine umschaltbare Meßeinrichtung. I_1 hat dabei Ströme unter 10 oder 50 μA , I_2 unter 100 oder 500 μA und I_3 Werte bis 10 mA aufzunehmen. Während der Messung des höheren Stromgebietes sind I_1 und I_2 mittels Schalter S_1 und S_2 deutlich erkennbar kurzzuschließen. Es können evtl. Ruhestromtasten verwendet werden, durch die man die Meßwerke nur dann freigibt, wenn man sich an Hand des Instrumentes I_3 usw. überzeugt, daß der durchfließende Strom gering genug ist, die in Betrieb zu nehmenden Instrumente nicht zu gefährden. Wenn man bedenkt, daß sich der hier in

¹⁾ Die Anschlüsse von S_3 müssen gemäß der Erklärung im Text ausgeführt werden.

Frage kommende Strombereich in einem Verhältnis von ca. 10 000 : 1 ausbreitet, werden die Maßnahmen sicher verständlich sein.

Zur Ermittlung von Strömen im Gültigkeitsbereich des Anlaufstromgesetzes sind Meßgeräte mit genauen Ablesmöglichkeiten unter $5 \cdot 10^{-5} \text{ A} = 50 \mu\text{A}$ erforderlich. Von den heute mit größten Empfindlichkeitsbereichen ausgestatteten Betriebsinstrumenten eignen sich solche mit einem Endauschlag von 100, 50 oder 10 μA . Die niedrigsten ablesbaren Werte hängen von der Skaleneinteilung und -größe ab. Sie dürften aber kaum unter $5 \cdot 10^{-7} \text{ A} = 0,5 \dots 0,1 \mu\text{A}$ betragen. Im allgemeinen käme man damit aus, da in diesen Größenordnungen unbedingt das Anlaufstromgesetz allein Gültigkeit hat und die Kennlinien infolge ihrer Gradlinigkeit, natürlich bei halblogarithmischer Aufzeichnung, verlängert werden könnten. Vor allem erhalten wir bei diesen Dimensionen Bereich oder Ort des Gitterstromeinsatzpunktes (bzw. bei Dioden = Diodenstromeinsatzpunkt), der in den Röhrendaten in der Form: U_{ge} , wenn $J_{ge} \leq 0,3 \mu\text{A}$ angegeben wird.

Für besondere Fälle, zum Beispiel für die Bestimmung des Kennlinienverlaufes bei niedrigen Katodentemperaturen, benötigen wir weit empfindlichere Meßwerke. Hier können noch Ströme zwischen $10^{-6} \dots 10^{-8} \text{ A}$ interessieren. Verwendbar sind dann nur hochempfindliche Spiegelgalvanometer, obwohl sich diese wegen der besonderen Anforderungen beim Meßvorgang (äußerst ruhige Aufstellung) nicht gerade bequem handhaben lassen. An Stelle der Zeigerinstrumente ließen sich scheinbar auch Gleichstromverstärker einsetzen, wenn diese keine meßtechnischen Mängel aufwiesen, die die Brauchbarkeit der Meßergebnisse in Frage stellen. So lange Kurzschlußmessungen des Anlaufstromes vorgenommen werden sollen — nur durch diese Meßmethode erhalten wir ein richtiges Bild der Anlaufstromgesetzmäßigkeiten —, versagen Gleichstromverstärker in jeder Hinsicht. Auf den Grund dieser Feststellung wird später noch eingegangen werden.

Ein wichtiger Punkt bei der Auswahl von geeigneten Anzeigegegeräten ist die Forderung nach geringstem inneren Widerstand. Bei der Umschaltung der Meßbereiche beeinträchtigen stark wechselnde Innenwiderstände die Genauigkeit der Meßresultate. Da nun stets im Kurzschluß zu messen ist, muß der Meßwerkinnenwiderstand immer sehr klein gegenüber dem „Generator“-Widerstand sein. Letzterer errechnet sich nach der Formel:

$$R_{iA} = \frac{E_m}{J_{eA}} \quad (10a) \quad \text{und da } E_m = 0,1 \text{ Volt aus } R_{iA} = \frac{1}{10 J_{eA}} \quad (10b)$$

Nehmen wir zum Beispiel einen Stromwert von 100 μA an, dann wäre

$$R_{iA} = \frac{1}{10^{-3}} = 10^3 \text{ Ohm (!)} \quad (10c)$$

Der meist gebräuchliche Innenwiderstand eines 100 μA -Meters liegt bei 2000 Ω . Von einer Kurzschlußmessung könnte in diesem Falle keine Rede

mehr sein. An dem relativ hohen Außenwiderstand bildet sich ferner eine negative Spannung, die einen weiteren Einfluß auf das Meßresultat ausübt. Wenn sich die negative Spannung auch abziehen ließe, so bleibt die Meßwertbestimmung durch die Zweideutigkeit sehr erschwert. — Es lassen sich nur solche Meßwerke benutzen, die sich durch hohe Güte auszeichnen. „Gut“ ist ein Instrument, wenn die mechanischen Momente wie Bewegung, Gewicht und Lagerung des beweglichen Organes bzw. des Instrumentenzeigers und seines Trägers wie der Drehspule in einem günstigen Verhältnis zur aufgenommenen Leistung stehen. Bessere Instrumente können dabei 10mal weniger Leistungsaufnahme besitzen, als gewöhnliche Betriebsinstrumente. Die vom Instrument aufgenommene Leistung soll so gering wie möglich sein, daher ist es auch vorteilhaft, bei den Messungen für den extrem hohen Strombereich getrennte Instrumente zu benutzen. Man wird sie zweckmäßig in den Überlappungsbereichen aneinander angleichen.

Grenzen der Gleichstromverstärkung

Mit dem eben Gesagten ist bereits erklärt worden, weshalb ein Gleichstromverstärker nicht verwendbar wäre. Über Gleichstrom und -Spannungsverstärker sind in letzter Zeit einige interessante Abhandlungen veröffentlicht worden, in denen vor allem grundsätzliche Probleme sowie Empfindlichkeit und Konstanthaltung der Betriebsspannungen von Verstärkerröhren zur Sprache kommen. Für extrem hohe Empfindlichkeiten eignen sich sogenannte Elektrometerröhren, die sich durch einige besondere Eigenschaften auszeichnen, die wir bei normalen Rundfunkröhren nicht kennen oder beachten müssen. Es sind dies: sehr hohe Eingangs isolation, hoher Vakuumfaktor, um keine schädlichen Ionisierungsprozesse entstehen zu lassen, deshalb auch niedrige Betriebsgleichspannungen, und schließlich kleine Heizleistung, um thermische Prozesse herabzumindern u. a. Um eine ausreichende Verstärkung trotz kleiner Betriebsspannungen zu erzielen, werden Elektrometerröhren meist mit Raumladegittern konstruiert.

Grundsätzlich müssen die gleichen Voraussetzungen auch bei Gleichstrom- und -spannungsverstärkern beachtet werden, falls bei nicht allzu hoch gestellten Anforderungen an die Empfindlichkeit normale Röhren verwendet werden sollen. Bild 26 zeigt die prinzipielle Aufbauanordnung eines einstufigen Gleichstromverstärkers. Der günstige Arbeitspunkt der Meßröhre R_{0M} liegt auf dem gradlinigen Teil der U_g/J_a-Kennlinie, wobei es zunächst gleichgültig ist, in welcher Richtung die durch Gitterspannungsänderung verursachte Stromänderung vonstatten geht. Um auch kleine Differenzen des Anodenstromes feststellen zu können, wird man mittels der Kombination U_{komp.}, R₁, R₂ den Anodenstrom in Ruhestellung kompensieren. — Die Stromempfindlichkeit des Gleichstrom-Verstärkers ergibt sich aus:

$$\mu_{Je} = \frac{\min \Delta J_a}{\Delta J_{eM}} = \frac{S}{\frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_{ig}}} \quad (11a)$$

(J_{eM} = Meßstrom in R_g; R_{ig} = dynamischer Innenwiderstand.)

Jedoch sind bezüglich der Anodenstromänderung Grenzen gesetzt, die sich trotz stabilisierter Betriebsspannungen (einschließlich Heizung) nicht unterschreiten lassen. Infolge Schwankungen bei der Elektronenemission und evtl. auch der Leitfähigkeit des Meßwiderstandes R_g und sonstiger Effekte sind Differenzen unter 10 µA anodenseitig schwer ablesbar. Kommt ein Röhrentyp zur Anwendung, bei dem die oben erörterten Bedingungen zu einem gewissen Grade zutreffen (es wurde probeweise eine DC 25 eingesetzt, die Steilheit des Systems betrug bei U_a = 70 Volt [Stabilovoltspannung] S ≈ 0,7 mA), so ergibt sich, angenommen, unter Vernachlässigung des R_{ig}, die Stromempfindlichkeit zu

$$\mu_{Je} = S \cdot R_g = 7 \cdot 10^{-4} \cdot R_g; \quad (11b)$$

sie steigt also proportional mit dem Eingangswiderstand. Um aus vorhin erwähnten Gründen eine Anodenstromänderung von mindestens 10⁻⁵ A zu erzeugen, und da die Anzeige von Strömen ab 10⁻⁸ aufwärts von Interesse ist, wäre µ_{Je} = 10³-fach. Der dann erforderliche Eingangswiderstand ist: R_g ≈ 1,4 · 10⁶ Ω. Der letzte Faktor ist praktisch erreichbar. Derart hohe Widerstandswerte sind jedoch für den vorgenannten Zweck nicht zu gebrauchen. Würde man den Eingangswiderstand R_g verkleinern und durch eine mehrstufige Nachverstärkung ablesbare Anodenstromänderungen verursachen wollen, so ist zu bedenken, daß auch die bei der Ablesung störenden Schwankungen mit verstärkt würden. Eine Nachverstärkung ermöglicht uns nur, mit unempfindlicheren Anzeigeinstrumenten auszukommen; die Empfindlichkeitsgrenze läßt sich dadurch nicht günstig beeinflussen.

Bei der Gleichspannungsverstärkung gelten zum Teil die gleichen Überlegungen. Die niedrigst zu ermittelnde Spannung rechnet sich nach dem bekannten Differenzbegriff Steilheit aus. Es ist danach $\Delta U_g = \frac{\min \Delta J_a}{S}$;

mit eingesetzten Werten des obigen Beispiels: $\frac{10^{-5}}{7 \cdot 10^{-4}} = 1,4 \cdot 10^{-2} = 0,014$ Volt.

Das Resultat macht den Eindruck eines recht hohen Wertes, da man weiß, daß Röhren doch viel kleinere Spannungen zu verarbeiten imstande sind. Die anodenseitige Bedingung $\Delta J_a > 10^{-5}$ gilt jedoch für relativ langsame Schwankungen, die sich in der üblichen Verwendung der Röhren für Wechselspannungsverstärkung nicht störend bzw. hörbar bemerkbar machen. Bei Gleichstromverstärkern müssen daher höhere Anforderungen an die Konstanz der Anodenströme gestellt werden, die nur von ausgesuchten Röhren

mit höherer Steilheit erfüllt werden können. Wir wollen aber nicht übersehen, daß eine Gleichstromverstärkung nur im Sinne der Gleichspannungsmessung den besonderen Vorteil besitzt, eine hohe Empfindlichkeit zu besitzen. Geringe Belastungen gewährleisten vor allem besagte Elektrometer-
röhren, da sie äußere Gitterwiderstände bis $10^{12} \Omega$ vertragen.

Begnügt man sich mit Stromermittlungen $J_e > 10^{-7} \text{ A}$ und nimmt einen hohen Meßkreiswiderstand R_g in Kauf, so eignet sich Schaltung Bild 26. Sollen z. B. Gitterströme bestimmt werden, die einen größeren Widerstand (z. B. Gitterableitwiderstand einer Verstärkerröhre) zu passieren haben, wären einfach die Punkte a und b ohne Meßwiderstand R_g an den betreffenden gitterstromdurchflossenen bekannten Widerstand anzulegen und nach obigen Formeln wäre der gesuchte Strom auszurechnen. Als wichtig wäre noch zu erwähnen, daß das Instrument I in Bild 26 nur während des Meßvor-

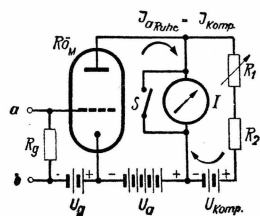


Bild 26. Prinzip der Gleichstromverstärkung mit Anodenstromkompensation

ganges eingeschaltet sein darf, um es vor Einschaltströmen zu schützen. Die Polarität des Meßwerkes richtet sich nach der Richtung der Anodenstromänderung.

Auswertung experimentell ermittelter Anlaufstromkennlinien

Es wurden mit der Meßanordnung Bild 25 die Anlaufströme verschiedener ausgesuchter Röhren als Funktion der außen angelegten Elektrodenspannung (bei Mehrpolröhren alle Gitter und Anode gemeinsam), der Heizleistung usw. gemessen und in Koordinatensysteme mit halblogarithmischer Einteilung eingezeichnet. Zu der Darstellung in Bild 27:

Wir finden hier einiges bestätigt, was in den vorangegangenen Überlegungen zur Sprache gekommen ist. In positiver Richtung steigen die Kennlinien aller Röhren exponentiell an und sind voneinander nahezu parallel verschoben. Der sich bei $U_a(g) < 0 \text{ Volt}$ vollziehende Übergang zum Raumladestromgebiet geschieht sehr verschiedenartig und weist selbst bei Röhren gleichen Typs (siehe Beispiel 6 L 6 —I und —II) Streuungen auf. Ein anderes Beispiel (KB 2 —I beide Anoden zusammen, —II eine Anode) zeigt, daß die

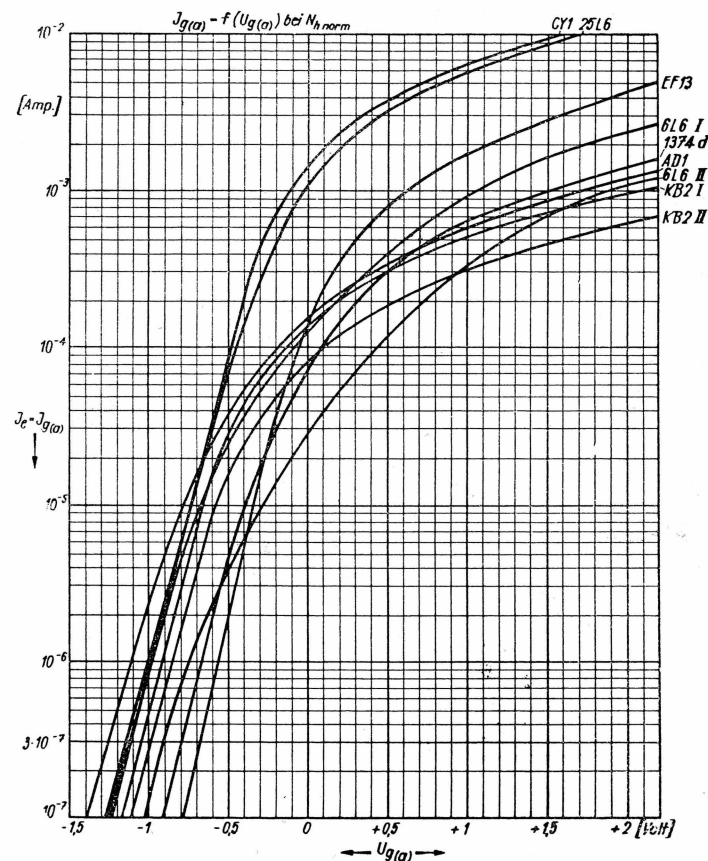


Bild 27. Anlaufstromkennlinien verschiedener Röhren bei normaler Heizung

Größe der gegenüberliegenden Elektrodenflächen einen Einfluß auf die Stromhöhe hat. Wenn im dargestellten Spannungsbereich (bis +2 Volt) bei Röhren mit höheren Heizströmen (CY 1, 25 L 6) bedeutend höhere Ströme auftreten, so hat das durchaus nicht grundsätzliche Bedeutung, weil in anderen Fällen (z. B. bei der 6 L 6) ein höherer Strom infolge eines stärkeren Raumladeinflusses weniger in Erscheinung treten kann. Man sieht deutlich, daß bei 0 Volt in jedem Falle die Raumladung wirksam ist und daß im Anfangsbereich der Raumladung Stromunterschiede in Verhältnissen bis

zwei Zehnerpotenzen herrschen (man bedenke: logarithmisches Maß!). Unter diesen und anderen Umständen wäre die Ermittlung der Röhrenbrauchbarkeit illusorisch. Einen Beweis dafür gibt uns die 1374d-Kennlinie, die von einer Röhre stammt, bei der ein Emissionsabfall auf 30 % (gemäß Meßmethode im propagierten Arbeitspunkt) zu verzeichnen war. Die Kennlinie der AD 1 wurde mit Hilfe eines Meßverfahrens bestimmt, bei dem der Anlaufstrom während der Unterbrecherpausen eines mittels Einweggleichrichters gleichgerichteten Heizwechselstromes gemessen wird. Der waagerechte Schnitt der Anlaufstromkennlinien bei $3 \cdot 10^{-7}$ A veranschaulicht die Streuungen des Anoden-, Gitter- bzw. Diodenstrom-Einsatzpunktes.

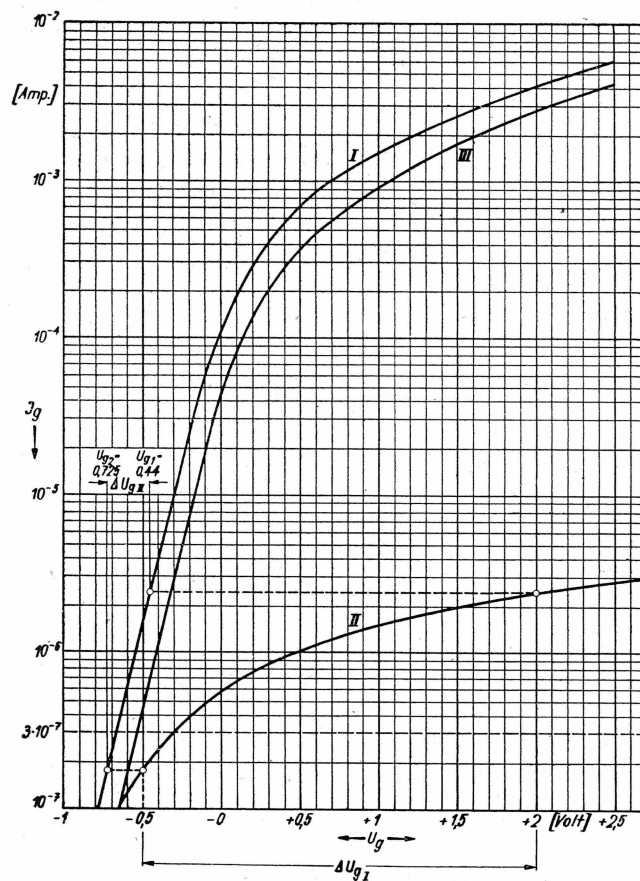


Bild 28. Anlaufstromkennlinien unter Berücksichtigung eines Arbeitswiderstandes und positiver Betriebsspannungen

Verlauf und Einsatz des Anlaufstromes ändern sich, wenn Röhren unter anderen Bedingungen in Betrieb gesetzt werden. In Bild 28 sind außer der sogenannten Kurzschlußstrom-Kennlinie (Gitter und Anode gemeinsam) eine solche (II), jedoch mit einem hohen Außenwiderstand ($1 \text{ M}\Omega$) und eine Kennlinie (III) als Funktion der Gittervorspannung bei bestimmter positiver

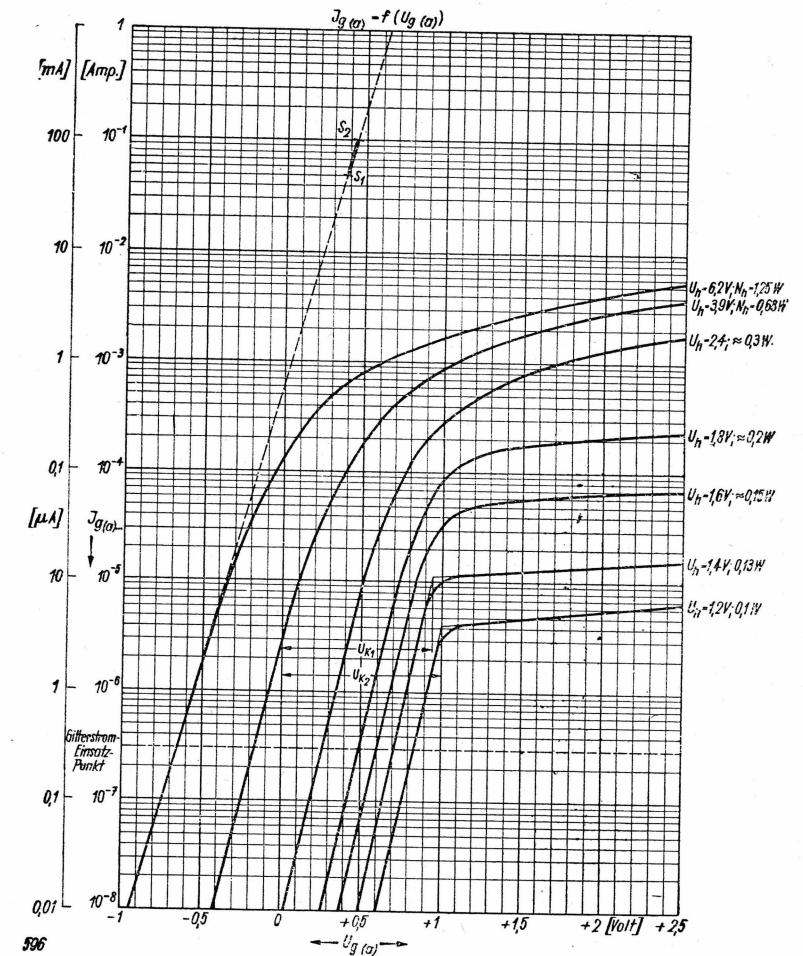


Bild 29. Lage und Verlauf der Anlaufstromkennlinien bei verschiedenen Heizleistungen bzw. Katodentemperaturen

Anoden- und Schirmgitterspannung eingetragen. Die Kennlinie II entspräche einem Stromverlauf, wie er sich in den meisten Fällen ergibt, da praktisch vor dem Gitter oder vor der Diodenanode fast immer ein hoher Arbeitswiderstand vorhanden sein wird. Der Anlaufstrom richtet sich dann etwa nach einer der abgeänderten Form des Anlaufstromgesetzes aus:

$$J_{eA} = J_{e0} \cdot e^{\frac{J_{eA} \cdot R_g(d) + U_g(d)}{E_m}} \quad (12)$$

Das Produkt $J_{eA} \cdot R_g$ (oder d) ist negativ, da der hier in Betracht gezogene positive Gitterstrom stets einen negativen Spannungsabfall verursacht, der sich zu der eingestellten Vorspannung addiert. Daher kommt es auch, daß trotz der (willkürlich festgelegten) größeren Spannungsänderung $\Delta U_g = 2,5$ Volt, eine nur geringe Stromvariation stattfindet. Diese entspräche graphisch einer an den Elektroden wirksamen Spannungsänderung $\Delta U_{gr} = 0,725 - 0,44 \text{ V} = 0,285 \text{ Volt}$. Je positiver die Vorspannung gemacht wird, desto stärker wird der Einfluß der am Gitterwiderstand abfallenden entgegengesetzten negativen Spannung sein können. Das ist ein Vorgang, der uns schon längst von der Audion- und Diodengleichrichtung her und beim Oszillator für den Zweck der Anodenstrombegrenzung bekannt sein dürfte.

Eine weitere, jedoch nicht sehr bedeutsame Änderung der Kennlinienlage findet statt, wenn außer dem anlaufstromführenden Gitter die Röhrenelektroden mit normalen Betriebsspannungen versorgt werden. Die sich einstellende Stromverteilung vermindert die Strommenge des Anlaufstromes, wie aus Kurve III hervorgeht. Je höher die Anodenspannung (bzw. Schirmgitterspannung) ist, desto weiter verschiebt sich in positiver Richtung die Kennlinie nahezu parallel.

Die weiteren Betrachtungen sind dem Stromverlauf bei verschiedenen Katodentemperaturen gewidmet. Bild 29 zeigt Kennlinien einer Röhre (EF 13: alle Gitter und Anode gemeinsam) bei verschiedenen Heizleistungen. Während bei stufenweiser Verringerung der Heizleistung der exponentielle Anstieg der Kennlinien gewahrt bleibt, fällt die Strommenge stark ab. Als Funktion des durch Leistungsminderung bewirkten Temperaturfalles verringert sich J_{e0} bzw. J_s (Sättigungsstrom) und ändert sich die Neigung des exponentiellen Kurvenanstieges infolge Verlagerung der mittleren Temperaturspannung E_m . Nach der Formel $E_m = \frac{T}{11\,600}$ und dem Anlaufstromgesetz ließe sich aus der Kennliniensteilheit die Katodentemperatur unter der Voraussetzung bestimmen, daß die Messungen mit größter Genauigkeit vorgenommen werden. Zu diesem Zweck stellt man die Spannungsänderung fest, die sich bei einer Stromstrecke

$$\frac{J_{e1}}{J_{e2}} = e = 2,718 \dots \text{ (siehe Bild 24b)}$$

aus der Steigung ermitteln läßt. Dann ist

$$T = \Delta U_g(a) \cdot 11\,600.$$

Hier wäre zum Beispiel eine Möglichkeit gegeben, aus experimentell aufzunehmenden Anlaufkennlinien verschiedener Heizleistung die Daten unbe-

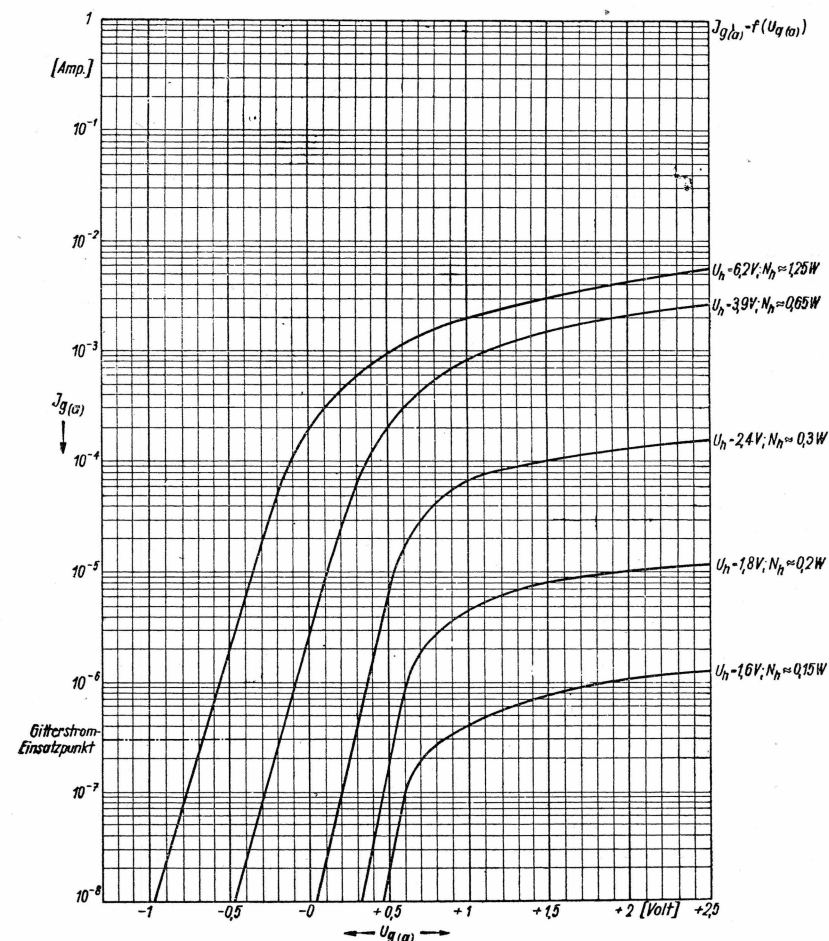


Bild 30. Lage und Verlauf der Anlaufstromkennlinien bei verschiedenen Heizleistungen bzw. Katodentemperaturen für eine 60prozentig brauchbare Röhre

kannter Katoden zu bestimmen, da ja nahezu bei allen modernen Katoden (Oxydkatoden) gleiche Temperaturen angewandt werden, so daß auch E_m bzw. die Steigung der Kennlinien festliegt.

Bei kleineren Heizleistungen genügen schon geringe positive Elektroden-spannungen, um den Elektronenstrom zu sättigen. Ist die Strommenge so gering, daß keine Raumladung mehr entstehen kann, geht der Anlaufstrom mit einer scharfen Wendung ins Sättigungsgebiet über. In Bild 29 ist das bei $N_h = 0,3$ und $0,1$ Watt besonders ausgeprägt. Bei $N_h = 0,1$ Watt und $U_a \approx 1$ Volt z. B. besteht Potentialgleichheit, da dann $U_{g(a)} + U_k = 0$ Volt, so daß alle Elektronen zur gegenüberliegenden Elektrode ungehindert gelangen können. (U_k ist negativ, weil die Differenz der Austrittsarbeiten infolge größerer Austrittsarbeit des Gitters bzw. der Anode: $\psi_k - \psi_{g(a)} < 0$ Volt ist).

Wie aus zahlreichen Versuchen hervorging (vgl. die Kontaktpotentiale U_{k1} und U_{k2}), ist ferner von Bedeutung, daß bei gleicher Röhre das Kontaktpotential keine konstante Größe darstellt. Dieses verschiebt sich bei Erhöhung der Heizleistung um einige Zehntel Volt. Es ist daher nicht möglich, mit Hilfe des bei niedriger Katodentemperatur ermittelten Kontaktpotentials den Sättigungsstrom der normalen vollen Katodenleistung zu definieren. In Bild 29 wird der Sättigungseinsatz auf der gradlinigen Verlängerung der Exponentialkennlinie ($N_h = 1,25$ Watt) durch die Strecke $S_1 \dots S_2$ angedeutet, die sich auf Grund des von den Konstruktionsbedingungen abgeleiteten bekannten spez. Emissionsmaßes erklären ließe. Für die Herstellung von Röhren ist der Sättigungseinsatz von Bedeutung, da daraus auf die Güte der Katodenaktivierung geschlossen werden kann. Wie an anderer Stelle schon gesagt, würde bei Bariumkatoden der Versuch, den Sättigungsstrom praktisch hervorzurufen, die jeweilige Röhre unbrauchbar machen.

Sehr verändert mutet uns die Darstellung von Anlaufstromkennlinien einer gleichartigen Röhre (EF 12) an, die nur noch 60% Emission aufzuweisen hat (Bild 30). Bei den Kennlinien für eine vorgeschriebene Heizleistung besteht, wie sich aus Bild 29 vergleichsweise feststellen läßt, zwischen den beiden Röhren kein wesentlicher Unterschied. Erst bei geringen Heizleistungen unter 50% des Vorschriftswertes fallen im wesentlichen die Sättigungsbereiche stark ab. Der Übergang vom Anlaufgebiet zum Sättigungsgebiet vollzieht sich allmählich. Wenn sich nun bei den diesbezüglichen Kennlinien eine Art Raum-ladezone auszubilden scheint, so dürfte ja die Bildung einer solchen so gut wie ausgeschlossen sein, da sich Raumladungen erst bei Strömen $> 10^{-5}$ Amp. bemerkbar machen. Offenbar ergibt sich der Kennlinienverlauf aus der Summe ungleichmäßiger Sättigungsdaten.

Denken wir uns in den Kennliniendarstellungen Bild 29 und 30 bei $U_{g(a)} = 0, +0,5, +1$ und $+2$ Volt je einen senkrechten Schnitt, so erhalten wir aus den Schnittpunkten mit den Kennlinien verschiedener Heizleistungen ein

Kennliniengebilde nach Bild 31. Als Funktion des Verhältnisses der veränderlichen Heizleistung $N_{h \text{ var}}$ zur normalen Leistung ($N_{h \text{ norm}}$; im vorliegenden Fall: 1,25 Watt bei $\approx 6,3$ Volt Heizspannung) werden von beiden Röhren die $J_{g(a)}$ -Werte bestimmt. Da die Messungen infolge des starken Einflusses der Katodentemperatur auf die Stromwerte einer lückenlosen Aufzeichnung wegen neu durchgeführt werden mußten, sind zwischen den Werten der Bilder 29 und 30 und den Kennlinienwerten des Bildes 31 einige Abweichungen vorhanden. Für die Grundsätzlichkeit der Kennlinienlage und -formen ist dieser Umstand bedeutungslos. In der Darstellung unterscheiden sich erwartungsgemäß die Kennlinien der Anlaufstrombereiche (bei $U_{g(a)} = 0, +0,5$ Volt; links des auf Bild 29 durchs Kontaktpotential erklärten 0-Potential) von denen der Sättigungsgebiete (bei $U_{g(a)} = +1$ und $+2$ Volt). Die aus dem Gebiet des Anlaufgesetzes stammenden Meßpunkte und -linien fallen nahezu zusammen, der Emissionsabfall der Röhre EF 12 wird hier nicht ersichtlich. Größere Unterschiede bilden sich beim Kennlinienverlauf in jenem Sektor, in dem bei niedrigen Leistungen der Katode Sättigung eintritt. Bei diesem Beispiel prägen sich Differenzen am stärksten in dem Bereich $0,1 \dots 0,5 \cdot N_{h \text{ norm}}$ aus.

Die bei Unbrauchbarwerden der Emissionsquelle sich ändernde Komponente kann also nur im Sättigungsgesetz enthalten sein, da sie im praktischen Bereich des Anlaufgesetzes keinen Einfluß auf den durch die Röhre fließenden

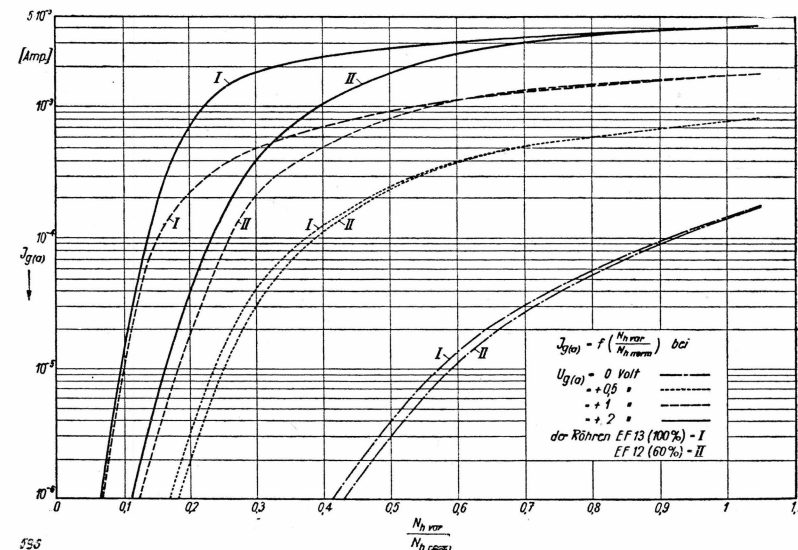


Bild 31. Der Anlaufstrom verschieden brauchbarer Röhren in Abhängigkeit von Heizleistung und Elektroden-spannungen

Strom ausübt. Die im Anlaufgesetz befindliche mittlere Temperaturspannung ist ja allein von der Katodentemperatur abhängig! Von den im Sättigungsgesetz enthaltenen Größen muß sich das Maß der aufzubringenden Austrittsarbeit bestimmter Flächenteile vergrößern. Die anderen Faktoren stellen im normalen Betriebsfall konstante Größen dar. Wie schon angedeutet und hier zeichnerisch und damit zumindestens qualitativ bewiesen, ist der Emissionsabfall eine sättigungsbedingte Erscheinung. Nehmen wir die Verringerung der Austrittsfähigkeit bei irgendeinem kleinsten Oberflächenteil des Emissionsherdes an, so tritt dessen Sättigung schon bei Elektrodenspannungen ein, die in das Gebiet der Raumladung bzw. der Arbeitsspannungen der Röhre reicht, so daß es als Elektronenerzeuger dem Gesamtstrom verlustig geht. Infolge der gewürfelten Tätigkeit der Emissionszentren beim Abfallen der Katodenaktivität entstehen im Betriebszustand der Röhre Kennlinienverzerrungen, die, wie wir später sehen werden, einen ungünstigen Einfluß auf alle Arbeitsdaten der Röhre ausüben.

Messungen des Anlaufstromes bei direkt geheizten Röhren

Bei direkt geheizten Röhren gestalten sich Messungen mit kleinen Elektrodenspannungen schwierig, da die zu gleichen Größenordnungen heranreichenden Spannungsgefälle am Faden eine zusätzliche Steuerung des Anodenstromes bewirken. Will man Katodentemperatur, Kontaktpotential und die Verteilungsgesetze aus den Kennlinien bestimmen, ist eine Meßanordnung notwendig, die Strommessungen während periodisch aussetzenden Potentialgefälles am Faden erlaubt. Das Prinzip einer solchen Meßanordnung ist in Bild 32 gezeigt. Ein in Einweggleichrichtung gleichgerichteter

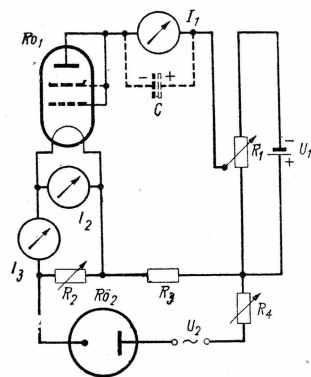


Bild 32. Prinzipielle Anordnung zum Messen von Anlaufströmen direkt geheizter Röhren

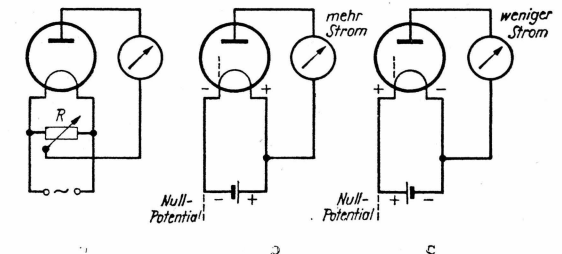
Wechselstrom, günstigenfalls ca. 500 Hz., wird derart durch den Heizkreis der zu untersuchenden Röhre geschickt, daß während des Stromflusses am Widerstand R_3 eine negative Spannung entsteht, durch die der Stromfluß im Röhrenstromkreis gesperrt wird. In den Pausen des pulsierenden Heizstromes entweichen Elektronen aus dem erwärmten Faden. Um den Widerstand R_3 nicht zu groß werden zu lassen und trotzdem eine ausreichende Sperrspannung zu erzeugen, wirkt der Regelwiderstand R_2 den verschiedenen Röhrenheizströmen entsprechend auf die Belastung von R_3 ausgleichend. Bei Verwendung eines 50periodischen Heizwechselstromes muß das Instrument I_1 durch einen Kondensator (hoher Kapazitätswert!) überbrückt werden. Der eben besprochenen Meßmethode haftet infolge der stoßweisen Erzeugung des Elektronenstromes der Mangel an, daß dieser je Stromgebiet verschieden großen Abweichungen unterworfen wird. Ohne zusätzliche Umrechnungen ist daher nicht auszukommen.

Wir wollen jetzt die Stromverhältnisse bei Röhren im praktischen Betrieb betrachten. Die Stromspeisung direkt geheizter Katoden geschieht entweder mit Gleich- oder mit Wechselspannung.

Bei Versorgung des Heizfadens mit Gleichspannung ist von Bedeutung, über welchen Fadenpol der Röhrenstrom zu fließen kommt. Das der Verbindung Faden—Elektrodenstromkreis abgewandte Fadenende ist dabei als Nullpotential zu betrachten. Bild 33 zeigt die Schaltprinzipien bei Versorgung des Fadens mit Wechselspannung (a), wobei der als Entbrummer funktionierende Regler R so einzustellen ist, daß Stromminimum herrscht und die zwei Arten der Gleichspannungsheizung (b und c). Um zu erkennen, wie sich die verschiedenen Schaltarten bei Messungen des Anlaufstromes (einschließlich der angrenzenden Stromgebiete) auswirken, sind in Bild 34 die Kennlinienverschiebungen einer direkt geheizten Röhre (RL 2, 4 T 1) in den vier besprochenen Varianten dargestellt.

Schließlich sind — ähnlich der Darstellung: Bild 27 — in Bild 35 die Kennlinien verschiedener direkt geheizter Röhren eingetragen, die sich nach der

Bild 33. Anlaufstrommessung bei Heizung mit Wechselspannung (a), mit Gleichspannung nebst steuerndem Einfluß des Fadenpotentials (b, c)



Methode Bild 33 a ermitteln ließen. Die Lage der Kurven ist verstreuter, sie verschieben sich gegenüber den Kurven indirekt geheizter Röhren zu weniger negativen, positiven $U_{g(a)}$ -Werten. Die Ursachen der Kennlinienverlagerung bzw. des Gitterstromesatzpunktes sind in mehr und weniger einflußreicher Weise:

1. Vergrößerung des Absolutwertes des Kontaktpotentials U_k ; da insbesondere bei Röhren geringer Heizleistung (z. B. D-Röhren) herstellungsbedingt die Austrittsarbeit der nächstliegenden Elektroden, also des Gitters (oder der Diodenanode) meist größer ist und somit gleichfalls die Differenz der beiden Austrittsarbeiten Ψ_k und Ψ_g (a, d).

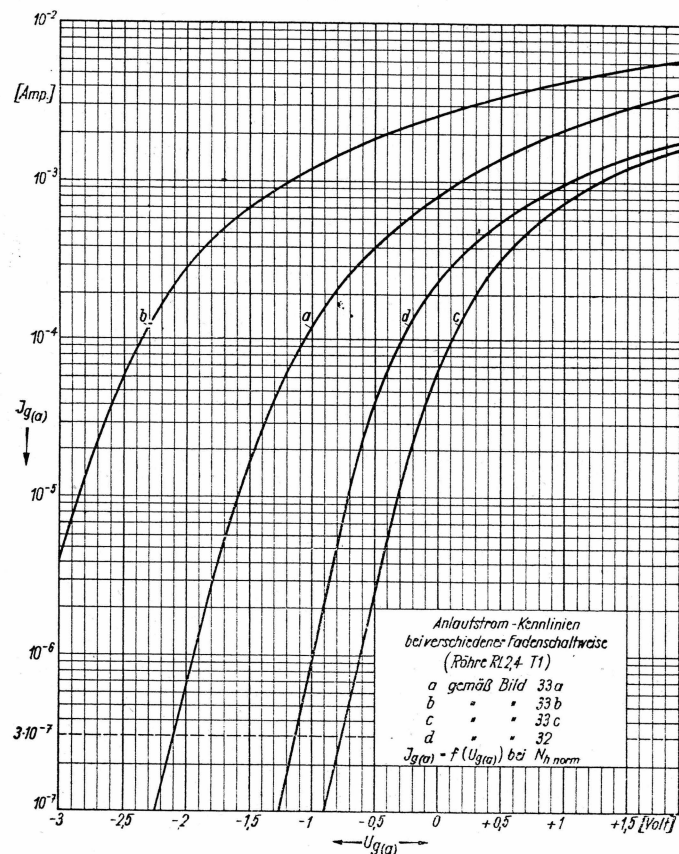


Bild 34. Anlaufstromkennlinien bei verschiedener Fadenschaltweise

2. Der Verschiebeeinfluß bei der üblichen Art der Minuspolverbindung des Fadens mit dem Anodenstromkreis.
3. Die auf Stromverteilung beruhende verschiebende Wirkung positiver Elektrodenspannung, sofern es sich um den Gitterstrom des Steuergitters als die eine Stromkomponente handelt.
4. Das Verringern von J_{e0} (aus dem Anlaufstromgesetz), was von der oberflächenbedingten Stromergiebigkeit der Katodenkonstruktion abhängt.

Ein Zweipunktmeßverfahren zur Brauchbarkeitsbestimmung von Radioröhren

Aus den bisherigen Ausführungen über Messungen im Anlaufstromgebiet und den angrenzenden Strombereichen haben wir auch hinsichtlich der Brauch-

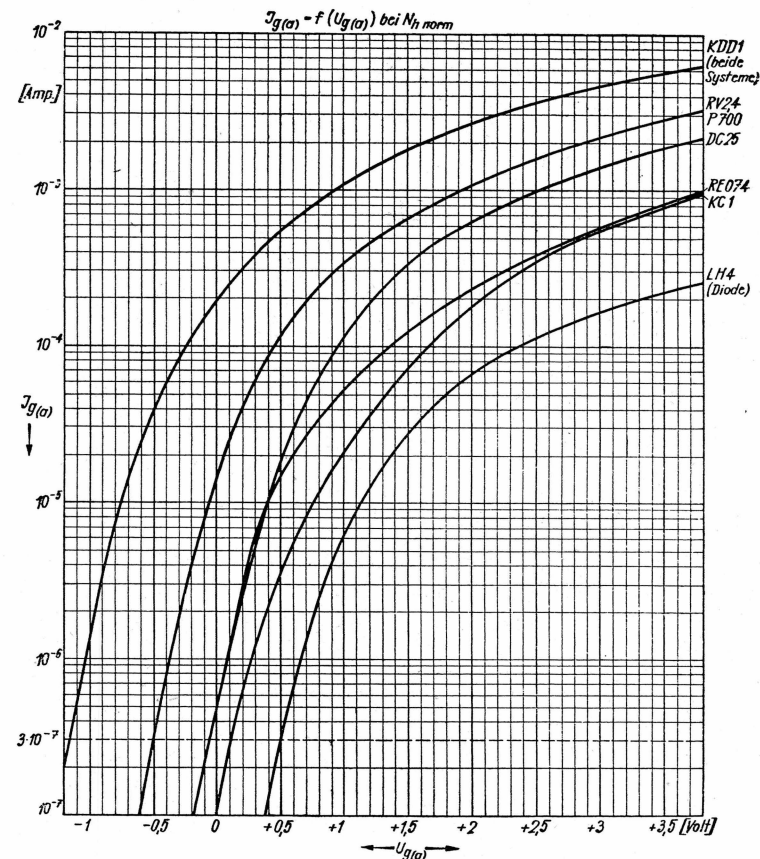


Bild 35. Anlaufstromkennlinien verschiedener direkt geheizter Röhren bei normaler Heizung

C. Messungen an Katode und Faden

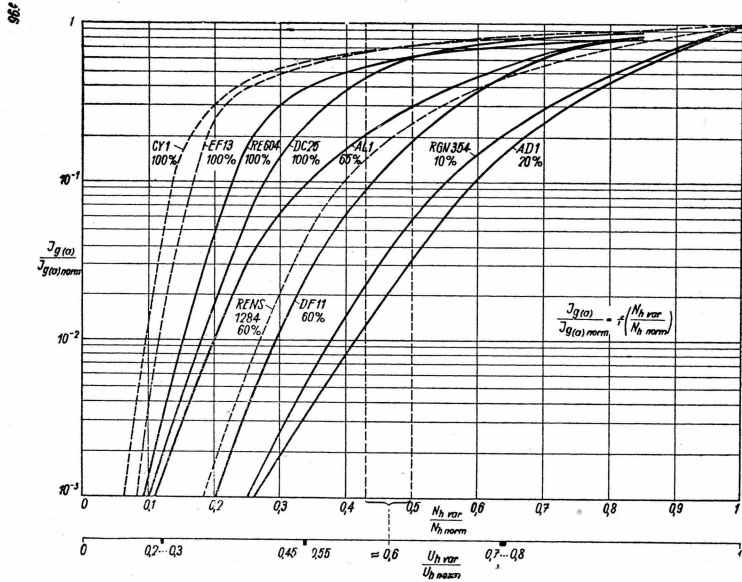


Bild 36. Verlauf der Anlaufströme bzw. Elektronenströme in Abhängigkeit von der Heizleistung bei Röhren verschiedener Brauchbarkeit

barkeitsbestimmung Erkenntnisse gewinnen können. Es hat sich klar herausgestellt, daß Messungen mit Spannungen kleiner als der Absolutwert des Kontaktpotentials, also im Gültigkeitsbereich des exponentiellen Stromanstieges, nicht über die Emissionsfähigkeit einer Röhre Aufschluß zu geben imstande sind. Der Emissionsschwund ist vielmehr eine sättigungsbedingte Erscheinung und läßt sich daher nur aus den Faktoren des Sättigungsgesetzes erklären. Wenn auch das Erzeugen eines Sättigungsstromes bei voller, d. h. normaler Heizleistung ausgeschlossen bleibt, lassen sich Sättigungsströme ohne weiteres bei niedriger gemachten Katodentemperaturen erzielen, sofern die Ströme so klein bleiben, daß sich keine Raumladung ausbilden kann. Bei diesem Vorgehen ist stets darauf zu achten, daß die Meßspannungen an den Elektroden keine Elektrodenüberlastungen bewirken können, jedoch größer als der Absolutwert des jeweiligen Kontaktpotentials sein sollen. Solange Röhren bei voller Heizleistung in Betrieb gesetzt werden, wird der Strom bei Elektrodenspannungen zum Beispiel um + 2 Volt katodenbedingt verschieden hohe Werte annehmen, die sämtlich im Anfangsbereich der Raumladung zu liegen kommen. Nach Herabmindern der Heizleistung auf weniger als $0,7 \cdot N_h \text{ norm}$ nimmt der Strom Sättigungscharakter an und wird durch die

Emissionsfähigkeit der Katode stark beeinflusst. Setzt man in diesem Sinne systematische Messungen ein, so lassen die Meßresultate sehr eindeutige Definitionen der Röhrenbrauchbarkeit zu. Bei einer Auswahl recht verschiedener Röhrensysteme wurde das Stromverhältnis

$$\frac{J_g(a)}{J_g(a) \text{ norm}}$$

als Funktion der vollen und einer niedriger werdenden Heizleistung ermittelt und in ein Koordinatensystem mit halblogarithmischer Einteilung eingezeichnet (Bild 36). Da die absolute Höhe der Ströme und Heizleistungen unberücksichtigt blieb, ergeben sich aus dem Kurvenverlauf sehr brauchbare Auswertungsmöglichkeiten im Sinne genereller Prüfmethodik auf Röhrenbrauchbarkeit.

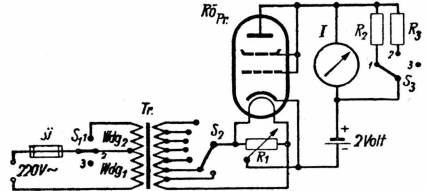
Die in Bild 36 angeführten Prozentbezeichnungen stammen aus Brauchbarkeitsmessungen im propagierten Arbeitspunkt (Großes Röhrenprüfgerät S. 175).

Projektierung einer praktisch verwertbaren Prüfschaltung

Auf Grund der Verschiedenheit der Heizfäden und der nicht gleichmäßigen Abhängigkeit der Heizspannung von der Heizleistung werden die Verhältnismessungen ein wenig erschwert. Um nun einer umständlichen Heizleistungsermittlung aus dem Wege zu gehen, beschränken wir uns auf eine Spannungsabstufung und nehmen die Leistungstoleranzen in Kauf. Aus zahlreichen Versuchen konnte bei einem günstig erscheinenden Meßpunkt niedrigerer Spannung = $0,6 \cdot U_h \text{ norm}$ ein Toleranzbereich von weniger als $\pm 10 \%$ der Leistung ermittelt werden (markierte Zone in Bild 36). Trotz der dadurch zu erwartenden Stromabweichungen liegen die Bereiche der einzelnen Brauchbarkeitsstufen noch gut voneinander entfernt. Diese Überlegungen führten zu der Meßschaltung Bild 37. Der Meßvorgang spielt sich folgendermaßen ab:

Bei voller bzw. normaler Heizleistung wird der sich bei einer Elektrodenspannung $U_g(a)$ (alle Elektroden gemeinsam) = + 2 Volt ergebende Röhrenstrom gemessen. Dann verkleinern wir die Heizspannung mit Hilfe des Schal-

Bild 37. Meßeinrichtung zur Brauchbarkeitsermittlung von Radoröhren nach dem Prinzip der Anlaufstrommessung



ters S_1 und einer dafür bemessenen Primärwicklung des Heiztransformators Tr auf 0,6 mal Heizspannung. Schalter S_1 eignet sich gleichzeitig als Ausschalter. Fällt der Röhrenstrom nicht mehr als die Hälfte seiner ursprünglichen Größe ab, so ist die Röhre: „gut“. Bei einem Abfall zwischen 50...10 % ($0,5...0,1 J_g [a]_{\text{norm}}$) wird man die Röhren mit „schwach oder noch brauchbar“ bezeichnen. Eine Stromverringerung unter 10 % bedeutet, daß die Röhre völlig unbrauchbar geworden ist.

Dieses Meßverfahren birgt den besonderen Vorteil in sich, die Röhre nicht überlasten zu können und ohne vorherige Kenntnis bestimmter Kenndaten bzw. Stromwerte relativ genaue Resultate zu erhalten. Von einigen für die Grundsätzlichkeit unbedeutenden noch hinzuzusetzenden Feinheiten abgesehen, dürfte sich trotz der Doppelmessung und der dabei etwas länger einzuhaltenden Wartezeit (allerdings nur bei indirekt geheizten Röhren!), kein Röhrenprüfverfahren so einfach gestalten wie das beschriebene.

Zu den Einzelheiten wäre noch zu sagen, daß das Meßwerk I einen Endausschlag von $100 \mu\text{A}$ haben soll und mittels Schalter S_3 zusätzliche Strombereiche von 1 und 10 mA eingestellt werden. Das Windungszahlverhältnis auf der Primärseite des Heiztransformators Tr ist im Sinne der Zweipunktmessung zu bemessen. Die Wicklung Wdg_1 ist für die Normalbelastung durch Netzspannung gedacht. Wdg_2 hat eine Windungszahl von $0,56 \cdot Wdg_1$. Die Stromquelle 2 Volt ist konstant zu halten. Am besten eignet sich eine Bleisammlerzelle. R_1 wird bei direkt geheizten Röhren so eingestellt, daß Stromminimum herrscht.

D. Messung der Gleichströme und Gleichspannungen an den Röhrenelektroden

I. Meßeinrichtungen und Meßwerke

Güte der Meßeinrichtungen

Güte und Präzision der Instrumente und Einrichtungen für Röhrenmessungen sind entscheidend für die Genauigkeit der Meßergebnisse. Es genügen einfachere, robustere Meßvorrichtungen, wenn die Anforderungen an das Meßresultat nicht hoch gestellt werden müssen. Im Reparaturgewerbe hat das so gut wie für alle Untersuchungen der Röhrenbrauchbarkeit mit Hilfe speziell ausgeführter Röhrenprüf- und Meßgeräte und in den weitaus meisten Fällen der Überprüfung von röhrenfunktionsabhängigen Gleich-

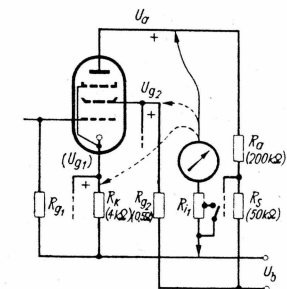
strömen und Gleichspannungen in Reparaturgeräten Gültigkeit. Es eignen sich Betriebsmeßgeräte mit 1...2 % Fehler, die in Form von Vielbereichmeßinstrumenten oder in Röhrenprüfgeräten als Kontroll- und Anzeigevorrichtungen bekannt sind. Zweckmäßig wird man Röhrenprüfgeräte mit vielseitigen Prüfmöglichkeiten und Kontrollorganen ausstatten und das evtl. Auftreten von Fehlergebnissen durch geeignete Schalt- und Schutzmaßnahmen zu vermeiden suchen.

Stehen die Anforderungen an die Meßresultate auf dem Niveau von Laboruntersuchungen, sind bei Meßvorrichtungen größere Genauigkeiten anzustreben (Feinmeßgeräte mit Fehlern höchstens 0,2...0,5 %). Die den Instrumenten anhaftenden Fehlerquellen müssen bekannt sein, in Rechnung gezogen werden können und sich gegebenenfalls umgehen lassen. Das Übersehen meßverfälschender Effekte hieße wertlose Resultate erhalten und wertvolle Zeit verlieren.

Messung von Spannungspotentialen hoher Innenwiderstände

Es empfiehlt sich, für Spannungsmessungen Meßgeräte mit hohem Innenwiderstand zu benutzen. Für die Ermittlung von Gleichspannungen — z. B. Bestimmung von U_a , U_{g2} einer Röhre in Widerstandskopplung (Bild 38) —

Bild 38. Spannungsmessungen bei einer Röhre in Widerstandskopplung



sind Drehspulmeßwerke mit einem Endanzeigestrom von 100...500 μA (10 000 bis 2000 Ω pro Volt) jedem Universalinstrument (Multavi, Multizet) vorzuziehen, ohne damit die Qualität dieser hervorragenden Geräte schmälern zu wollen, auch wenn letztere eine größere Anzeigegenauigkeit aufweisen sollten. Die bislang in Werkstätten üblichen Meßinstrumente mit Innenwiderständen 333...500...666 Ω/V genügen nur bedingt den heutigen Bedürfnissen der Radiogerätemeßtechnik. Es ist unverständlich, weshalb die Meßgeräteindustrie bei der Entwicklung und Konstruktion von Gebrauchsmeß-

geräten nicht schon längst kompromißlos von der unzweckmäßigen Vereinigung der Spannungs- und Strommessungen durch ein Meßwerk Abstand genommen hat. Es trägt vor allem auch nicht zum Verständnis der Vorgänge und Funktionen im Röhreneinsatz bei, wenn die Meßwerte schlechthin Anhaltspunkte für ein „Vorhandensein“ von Spannungen darstellen. Für die Richtigkeit der Meßwertangaben sind ferner die Meßbereiche maßgebend, die man immer so hoch wie gerade möglich wählen muß, um die durch den Eigenstromverbrauch des Instrumentes verursachten Meßwertverfälschungen gering zu halten. Für Anoden- und Schirmgitterspannungen wird dabei meist der 300-Volt-Bereich (150 k Ω) und für Gitterspannungen (am Katodenwiderstand) der 30-Volt-Bereich (15 k Ω) vorgeschlagen. Die wirklichen Spannungswerte an Anoden und Schirmgitter, deren Spannungen hochohmig geteilt sind, liegen dann immer höher, als die Meßresultate. Im wesentlichen werden die ermittelten Werte durch den Innenwiderstand des Instrumentes bestimmt. Es sei hier vorgeschlagen, sich auf Meßwerke zu einigen, die für Spannungsmessungen mindestens 500 μ A Endausschlag, also 2000 Ω /V, besser jedoch 100 μ A, das sind 10 000 Ω /V, als Meßgrundlage besitzen. Differenzen bei Benutzung noch höherer Meßwerkinnenwiderstände oder anderer Spannungsbereiche treten bei weitem nicht mehr so in Erscheinung wie bei unterschiedlichen niedrigen Meßwerkdaten.

Wechselspannungen verlangen mit Ausnahme der Netzfrequenzspannungen hochohmige Meßeinrichtungen, die bei Hochfrequenzuntersuchungen zusätzlich kapazitäts- und dämpfungsarm sein sollen. Da die zur Messung in Frage kommenden Spannungen, von Endstufen abgesehen, sehr geringe Größenordnungen besitzen, sind nur empfindliche Meßeinrichtungen (Röhrenvoltmeter in Audionschaltung oder mit Vorverstärkung, auch Katodenstrahloszillograf) empfehlenswert. In Ausgangsstufen kann man, wenn die Impedanz der Meßobjekte nicht allzu groß ist, mit Ventil-Drehspulmeßgeräten gut auskommen. Neben Röhrenvoltmeter und Katodenstrahloszillograf besitzen noch Drehspulmeßwerke mit Thermoumformern weitgehende Frequenz- und Kurvenunabhängigkeit; sie erscheinen daher für Hoch- und Niederfrequenzmessungen sehr geeignet. Allerdings sind sie sehr überlastungsempfindlich (50...100 % Überbelastung sind erlaubt) und lassen sich für Spannungsmessungen nicht mit den erforderlichen geringen Eigenstromwerten herstellen. Man verwendet sie besser für Strommessungen für Frequenzen bis 10 MHz und mehr.

Strommessungen

Strommesser sollen geringen Innenwiderstand haben. Das Einfügen eines Stromanzeigers darf den Meßstrom in nur geringen Abweichungen, innerhalb eines erlaubten Toleranzbereiches, verändern. In Röhrenstrom-

kreisen ist infolge hoher Spannungen der Instrumente-Spannungsabfall meist unbedeutend, sofern er nicht einen röhrensteuernden Effekt ausübt.

Die Aufnahme von Kennlinien

Da von seiten der Röhrenhersteller vielseitige und praktisch auswertbare Kennlinienunterlagen veröffentlicht werden, die in der Fachliteratur besprochen werden und aus denen sich neben Betriebsdaten alle weiteren Daten entnehmen lassen, erübrigt sich im allgemeinen die Aufnahme von Kennlinien. Die Anforderungen, die an die zur Kennlinienaufnahme verwendbaren Meßaggregate gestellt werden, sind größer, als man häufig anzunehmen pflegt. Eine Ermittlung mit Hilfe üblicher Werkstattinstrumente ergibt folgende Fehlermöglichkeiten: Spannungsungenauigkeiten, Fremdströme durch Eigenstromverbrauch der Instrumente, voneinander abweichende Anzeigefehler bei verschiedenen Meßbereichen, Ablesefehler des Prüfenden und Aufzeichnungsfehler, die in ihrer Gesamtheit nicht unwesentliche Kennlinienverzerrungen verursachen können. Jedoch lassen sich durch mehrmaliges Messen unter verschiedenen Bedingungen im Durchschnitt brauchbare Aufzeichnungen erzielen. Hierzu einige Hinweise: Man verwende leistungsfähige, stabilisierte Spannungen, um Verbraucherbelastungs- und Netzspannungsschwankungen zu vermeiden, man richte die Bereiche der Meßwerke so ein, daß es sich innerhalb des Meßvorganges ohne Bereichumschaltung auskommen läßt. Man berücksichtige stets den Spannungsabfall an Stromanzeigern und ziehe ihn gegebenenfalls von der Betriebsspannung ab.

Sehr geeignet scheinen Lichtschreiber bzw. Kennlinienschreiber mit Lichtstrahlablenkung, wie diese in einem Beitrag von Kammerloher vorgestellt wurden (in Funktechnik, Heft 17, 1947, Wedding-Verlag, Berlin). Schließlich kann auch der Katodenstrahloszillograf zur Darstellung von Kennlinien benutzt werden, der insbesondere über die dynamischen Röhrenfunktionen Aufschluß zu geben imstande ist (vgl. hierzu Reuber, radio-mentor, Heft 8, 1948).

Zusammenfassend ist zu sagen, daß unter gewissenhafter Einbeziehung der leicht auszumachenden Fehlerquellen, die experimentelle Ermittlung von Röhrencharakteristiken und ihre grafische Darstellung weit angenehmer und eindeutiger als dementsprechende rechnerische Untersuchungsreihen sind. Letztere sind dem Spezialisten vorbehalten und dienen vor allem als gegenseitige Beweisgrundlagen der beiden Untersuchungsrichtungen.

II. Messungen an Zweielektrodenröhren

a) Netzgleichrichter

Drei Faktoren bestimmen die Anforderungen, die bei der Entwicklung und Konstruktion der Röhren für Netzgleichrichtung gestellt werden:

1. Der Höchstwert des Arbeitsstromes, der von dem zulässigen Verhältnis des Spitzenstroms zum Emissionsmaß der Katode abgeleitet wird. Hierdurch wird auch die maximal erlaubte Ladekapazität erklärt.
2. Der Höchstwert der Generator-Wechselspannung (Netz- oder Transformatorspannung), dem durch die Isolation (minimaler Abstand) zwischen Katode und Anode eine Grenze gesetzt ist. In stromlosen Zeiträumen treten an den Röhrenelektroden sehr hohe Spitzenspannungen auf.
3. Die an der Anode entstehende Verlustleistung, also das Produkt der am Röhreninnenwiderstand entstehenden mittleren Spannung und des mittleren Stromes.

Man findet bei einigen Gleichrichtertypen neben Arbeitsdaten sogenannte Höchstbedingungen propagiert, in deren Bereich die Röhren in Betrieb gesetzt werden dürfen. Hier die Bedingungen einiger bekannter Gleichrichterröhren:

Röhrentyp	$I_{Tr\ eff}$	J_a (mA)	Aus älteren Listen: $2 \times I_{Tr\ eff} \times J_a$ (mA)	Aus neueren Listen: $I_{Tr\ eff} \times J_a$ (A)
AZ 11 (AZ 1)	$\cong 2 \times 500$	$\cong 100$	$\cong 60\ 000$	$\cong 30$ Watt
AZ 12 (AZ 4)	$\cong 2 \times 500$	$\cong 200$	$\cong 120\ 000$	$\cong 60$ Watt
EZ 12	$\cong 2 \times 500$	$\cong 125$	$\cong 100\ 000$	$\cong 50$ Watt

Aber nicht alle Gleichrichterröhren lassen sich in dieser Weise wechselseitig (höherer Strom — niedrigere Spannung oder umgekehrt) verwenden. Bei allstromgeheizten Gleichrichtertypen verfolgt man dagegen eine zweckvolle und wirtschaftliche Dimensionierung der Heizleistung unter Berücksichtigung der bei Allstromgeräten gegebenen Umstände. Die erforderliche

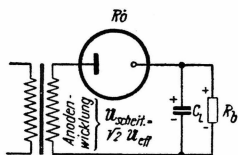


Bild 39a. Prinzipschaltbild der Einweggleichrichtung

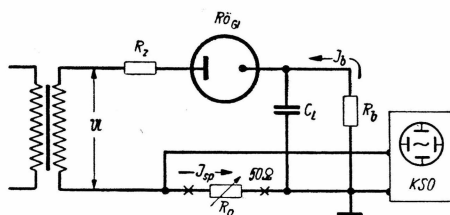


Bild 39b. Meßanordnung zur Ermittlung des Stromflußwinkels und Innenwiderstandes für Einweggleichrichtung

Heizleistung muß relativ größer sein, da hier nur indirekte Heizung in Betracht kommt und die Isolation zwischen Katode und Faden zudem eine bestimmte Spannungsfestigkeit aufweisen muß. Zugunsten einer guten Spannungsausnutzung soll der Innenwiderstand so klein wie möglich sein, was sich nur durch Verringern des Abstandes Katode—Anode erzielen läßt.

Übrigens kennt man auch aus amerikanischen Röhrentabellen leider nur Angaben über ein „gleichzeitiges“ Strom- und Spannungsmaximum. Es ist aber unter Einbeziehung der Eigenart der Gleichrichtung anzunehmen, daß sich bei Verwendung niedrigerer Transformatorspannungen als angegeben die propagierten Gleichströme überschreiten lassen. Die oft sehr hoch liegenden Heizleistungen amerikanischer Gleichrichterröhren deuten darauf hin.

In Werkstätten vorgenommene Messungen an Netzgleichrichtern beschränken sich auf die Überwachung des mittleren gleichgerichteten Stromes, der Spannungen am Lade- und Siebkondensator und gegebenenfalls der sekundärseitigen Transformatorspannungen.

Wirkungsweise des Netzgleichrichters

Über die Kenntnis des mittleren Stromes und der am Verbraucher (Verstärkerröhrenteil) abfallenden Gleichspannung hinaus kann noch eine Reihe anderer Faktoren und Beziehungen von Interesse sein, wenn man sich über die Vorgänge der Netzgleichrichtung gut orientieren will.

Infolge des Ventileffektes einer Glühkatodenröhre fließt bekanntlich durch diese nur Strom, wenn die kalte Elektrode (Anode) positive Spannung erhält. Wird ein Einweggleichrichter an einen Wechselspannungs-Generator gelegt, mit oder ohne im Stromkreis liegendem ohmschen Widerstand, ist die Röhre während einer jeden positiven Spannungshalperiode stromdurch-

lässig. Bei Sekundeneinheit ist diese Zeitspanne $\frac{\pi}{\omega}$ mit der Bedingung $I_{Tr} > 0$, wobei also positive Spannungsmomentanwerte einer Periode ($= 2\pi$) die Strecke π durchlaufen (ω ist die Kreisfrequenz $= 2\pi f$). Das Bild des in der gleichen Zeit fließenden Stromes ist nicht ganz sinusförmig, da die Gleichrichtercharakteristik nicht linear ist.

Etwas anders rollen die Strom- und Spannungsvorgänge ab, wenn ein im Stromkreis liegender Betriebswiderstand (Verbraucher) R_b (Bild 39 a) mit einer Ladekapazität überbrückt ist. Der Ladekondensator hat ja die Aufgabe, die der Eigentümlichkeit der Gleichrichtung entsprechende starke Strompulsation zu glätten. Die Wechselspannungsmomentanwerte und die verhältnismäßig konstante am Verbraucher erzeugte Gleichspannung summieren sich, wobei der resultierende Wert an den Elektroden der Röhre wirksam wird (Bild 40 c).

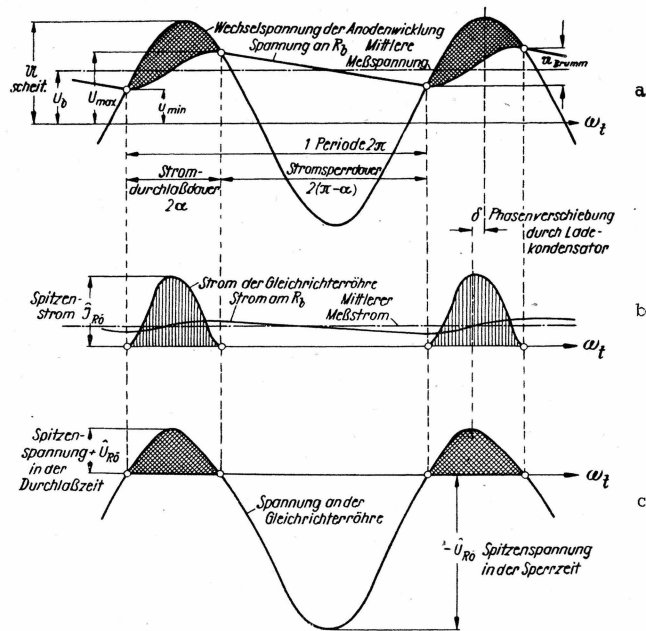


Bild 40. Spannungs- und Stromverlauf bei Einweggleichrichtung

Besonders hinzuweisen ist dabei auf die Tatsache, daß jetzt stets die Dauer des positiven Zustandes an der Gleichrichteranode weniger als eine Halbperiode ($\leq \pi$) ist und somit die Stromflußspanne ebenfalls, nämlich

$$\frac{2\alpha}{\omega} \quad (13)$$

α ist der in einer Viertelperiode vorhandene Stromzeitwinkel. Während der Dauer des Stromflusses hat das Ventil (Gleichrichterröhre) zwei Aufgaben zu erfüllen: Zunächst fließt durch den Verbraucher der normale meßbare Anodengleichstrom. Stärker jedoch ist die Beanspruchung der Röhre (der Katode!) durch die Aufladung des Ladekondensators, den sie mit einem kräftigen Ladestrom zu beliefern hat. Das Leistungsquantum der Kondensatoraufladung wird während der Sperrdauer, also in der Zeit $\frac{\pi - 2\alpha}{\omega}$, wieder abgetragen (Bild 40 a, b veranschaulicht diese Vorgänge in übersichtlicher Form). Dadurch wird in R_b ein nahezu gleichmäßiger Gleichstrom gewährleistet.

Infolge der Aufladeträgheit eines jeden kapazitiven Gliedes entstehen Phasenverschiebungen, die praktisch zwar keine unmittelbare Bedeutung haben, jedoch einen Einfluß auf die erreichbare mittlere Gleichspannung U_b ausüben und das Ausmaß der ihr überlagerten Schwankungen (Brummspannung) bestimmen. Der in Bild 40 markierte Zeitintervall δ gibt über das Maß der Steilheit des Spannungsanstieges und somit über die Ladestromstärke Auskunft. δ würde zu Null werden, wenn die Entladezeitkonstante $C_L \cdot R_b = \infty$ würde. In der Praxis lassen sich nicht immer große Zeitkonstanten erreichen. Macht man die Ladekapazität nach einer Gleichrichtung hinreichend groß, immer $> 8 \mu F$, bei kleinen Betriebsspannungen und Einweggleichrichtung (Allstrom-110-Volt-Radiogeräte) $> 30 \mu F$, so wird δ bereits vernachlässigbar klein. Dennoch wird man in der Praxis gewisse Schwankungen der Gleichspannungen U_b zwischen U_{max} und U_{min} in Kauf nehmen müssen. Der Scheitelwert dieser Pulsation (Brummspannung) u_{Br} läßt sich in der Darstellung (Bild 40 a) mittels

$$\frac{U_{max} - U_{min}}{2} \quad (14)$$

herauslesen. Analog ergibt sich die mittlere Gleichspannung

$$U_b \text{ aus } \frac{U_{max} + U_{min}}{2} \quad (15)$$

Das Verhältnis der Brumm- zur Gleichspannung ist die Welligkeit

$$\frac{u_{Br}}{U_b} \quad (16)$$

Die Berechnung der Brummspannung, die noch durch weitere Sieb- und Glättungsglieder reduziert werden kann, soll in diesem Zusammenhang nicht behandelt werden. Überschlägliche Berechnungsangaben findet der interessierte Leser u. a. in den „Röhren-Dokumenten“ von Kunze (Franz-Verlag, München 2).

Untersuchungen und Messungen an Netzgleichrichterröhren

U_a/I_a - Kennlinien

Mit Hilfe eines leistungsfähigen Gleichspannungserzeugers, Volt- und Milliampereometers (vergleiche hierzu I_{Volt} , I_{Amp} in Bild 2) lassen sich statische Kennlinien von Gleichrichterröhren aufnehmen. Da eine genaue Ermittlung von Werten in der Nähe von $U_a = 0$ Volt nicht notwendig ist, kommt man mit weniger empfindlichen Meßwerken aus. Gleichrichterröhren vertragen wegen ihres verhältnismäßig kleinen inneren Widerstandes nur kleine Anodenspannungen um 10...40 Volt (bei der VY 2 soll $U_{a \max} \approx 8$ Volt sein!), da andernfalls die zulässige Anodenbelastung (je nach Röhrentyp 1...6 Watt) überschritten wird. Durch eine sinnngemäße, fast gradlinige Er-

weiterung der Kennlinien (Extrapolation) läßt sich angenähert auch der Kennbereich der praktisch vorkommenden Spitzenströme darstellen. Solche Kennlinien lassen aber nur bedingte Schlüsse auf die absoluten Größen der Arbeitsvorgänge bei Gleichrichterröhren zu. In Bild 41 sind die Kennlinien einiger bekannter Röhrentypen aufgezeichnet. Ihre unterschiedlichen Steigungen deuten auf verschieden große Innenwiderstände hin. Unmittelbar kann man nur den Gleichstromwiderstand gemäß Meßschaltung Bild 2 ablesen, indem U_a durch J_a dividiert wird. Im Sinne der Arbeitsweise von üblichen Gleichrichtern, mit Ladekapazität parallel zum Verbraucher, lassen sich jedoch nur in überschläglicher Form aus U_a/J_a -Kennlinien die tatsächlich in Erscheinung tretenden inneren Widerstände ableiten. Der Innenwiderstand ist genau genommen von Spitzenstrom und Spitzenspannung abhängig, nicht aber, wie man vielleicht annehmen könnte, von den Differenzbegriffen eines bestimmten Arbeitspunktes. Seine Größe ist ausschlaggebend für die nach dem Ventil erreichbare Verbrauchergleichspannung. Ehe jedoch auf Wesen und Ermittlung des Innenwiderstandes eingegangen werden soll, sei noch auf einen anderen Umstand, Gleichstrommessungen an Gleichrichterröhren betreffend, hingewiesen.

Es wird hin und wieder die Möglichkeit erwogen, die Brauchbarkeit von Gleichrichterröhren in einem Meßverfahren zu ermitteln, was ähnlich der U_a/J_a -Kennlinienbestimmung vonstattengeht. Anders gesagt heißt das, daß an Zweipolröhren niedervoltige Gleich- oder auch Wechselspannungen gelegt werden — in jedem Falle kann ja nur Gleichstrom gemessen werden —, und daß je nach Emissionsfähigkeit der Katode ein eichbarer unterschiedlicher Stromgrad zu erwarten ist. Nun sind aber schon im ordnungsgemäßen Zustand der Katodenaktivität auf Grund von Unterschieden in Elek-

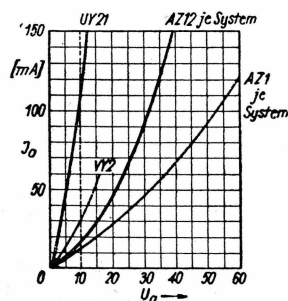


Bild 41. U_a/J_a -Kennlinien verschiedener Gleichrichtertypen

trodenabstand und Katodenoberfläche sowie durch natürliche Streuungen beträchtliche Differenzen der Anzeige zu erwarten. Man vergleiche hierzu den Schnitt bei $U_a = 10$ Volt im Kennlinienfeld Bild 41 — eine bestimmte Meß-

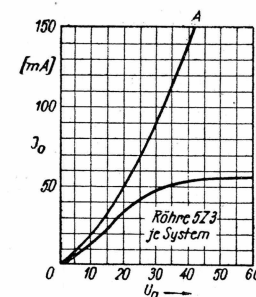


Bild 42a. U_a/J_a -Kennlinien (A = 5 Z 3 neuwertig, B = 5 Z 3 nach Emissionsverlust)

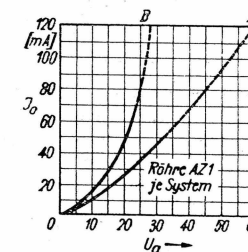


Bild 42b. U_a/J_a -Kennlinien (A = AZ 1 neuwertig, B = AZ 1 mit schlechtem Vakuum)

spannung muß ja bei jeder Messung Voraussetzung sein —, wo die Stromwerte in mehreren Größenordnungen voneinander abweichen. Soll auf Grund dieser Stromgrößen die Emissionsfähigkeit untersucht werden, ist die Kenntnis des Nennzustandes unumgänglich. Die gleichen Überlegungen gelten auch für die Wechselspannungssteuerung, wenn auch die Stromwerte im ganzen geringer ausfallen, weil nur die Halbperioden zum Stromfluß beitragen. Der stark pulsierende Gleichstrom ergibt sich angenähert aus der Formel

$$J_a = \frac{U \sqrt{2}}{R_i \pi} \quad (17)$$

Man findet diese Kurzschlußmeßmethode in ähnlicher Form bei sogenannten Leistungsprüfern angewendet. Um einen Widerstandsausgleich bei fest eingestellter Erzeugerwechselspannung zu ermöglichen, werden in den Meßstromkreis zusätzlich regelbare Widerstände ohne Kondensatorüberbrückung eingefügt. Man kann so die Stromhöhe dem Anzeigement an anpassen und Elektroden- und Katodenbelastung in Grenzen halten. In (17) könnte man dann für $R_i = R_i + R_b$ setzen. Der gleichgerichtete Strom wird also wesentlich durch dieses Glied beeinflusst. Solange nun R_b eine gleiche oder ähnliche Größenordnung wie R_i hat, verlangt dieses Meßverfahren eine kritische Anpassung an den Röhreninnenwiderstand (Katode — Anode oder Katode — nächstliegendes Gitter). Großes R_b macht die Komponente R_i unbedeutend und würde somit die Prüfung der Emissionsfähigkeit zum Beispiel für Gleichrichterröhren generell ermöglichen.

Schließlich sei darauf hingewiesen, daß der von der Emissionsfähigkeit beeinflusste Strom nicht in jedem Arbeitspunkt zu einer verhältnismäßigen Abnahme gezwungen wird. Das zeigt deutlich die Kennlinie einer inaktiv gewordenen Gleichrichterröhre: 5 Z 3 in Bild 42 a. (Es ist dies die gleiche

Röhre, bei der die in Bild 22 Röhre IV dargestellte Messung unternommen wurde.) Wir sehen, daß bei Elektrodenspannungen von mehr als 25 Volt die U_a/J_a -Kennlinie einen Sättigungscharakter annehmen kann. Bei geringerer Belastung also, solange die Ausnutzung nur bis ca. 25 Volt vorgenommen würde (es sei dabei an die Meßspannung von 25...30 Volt in Leistungsprüfern erinnert!), kann sich die Röhre als „noch brauchbar“ erweisen. Für Vollaussteuerung aber, die Aussteuerung geschieht dann infolge des Entstehens von Spitzenspannungen entlang des hier gesättigten Astes der Kennlinie, dürfte besagte 5 Z 3 unbrauchbar sein. Die geringe Steilheit des auslaufenden Astes ist ja gleichbedeutend mit einer beträchtlichen Zunahme des inneren Widerstandes.

Man kommt bei der Überprüfung von Netzgleichrichterröhren ihrer Verwendungsart und damit einer richtigen Beurteilung viel näher, prüft man sie unter gleichen oder ähnlichen Bedingungen, wie sie bei ihrer jeweiligen Verwendung vorhanden sind. Man erreicht damit zweckmäßig die Überprüfung der Beanspruchungsfähigkeit durch den Spitzenstrom und der Spannungsfestigkeit zwischen den Elektroden. Auf weitere maßgebliche Faktoren bei der Brauchbarkeitsbeurteilung von Netzgleichrichterröhren kommen wir weiter hinten noch zu sprechen.

Spitzenstrom, Spitzenspannungen und Innenwiderstand

Der im Durchlaßzustand auftretende Spitzenstrom J_{sp} (Bild 40 b) besteht, wie schon gesagt, aus dem Verbraucherstrom und dem Ladehöchststrom des Kondensators C_L , oder auch anders ausgedrückt: Unter Spitzenstrom versteht man den momentanen bei niedrigstem Innenwiderstand der Röhre und höchster positiver Elektrodenspannung entstehenden Röhrenstrom. Er läßt sich ermitteln mit Hilfe der meßbaren Größen $U \sqrt{2}$ (= Generatorscheitelspannung) und U_b (= Gleichspannung nach der Gleichrichtung an C_L bzw. R_b).

$$J_{sp} = \frac{U \sqrt{2} - U_b}{R_i} \quad (18)$$

Diese Formel gilt unter der Voraussetzung, daß U_b nahezu konstant ist. Der Spitzenwert des Röhrenstroms kann dabei die mehrfache Größenordnung des durch R_b fließenden Betriebsstromes erreichen (5...10 mal J_b ; J_b = Strom in R_b). Hierfür muß die Emissionsfähigkeit der Katode bemessen sein.

In (18) ist noch R_i unbekannt und muß unter Berücksichtigung der jeweiligen Verwendung der Röhre bestimmt werden. Der innere Widerstand der Röhre selbst bleibt an sich während des Stromdurchganges nicht konstant (Nichtlinearität der Kennlinie), er ist am niedrigsten, wenn der höchste positive Spannungsaugenblickswert an die Elektroden zu liegen kommt. Der

wirksame mittlere Innenwiderstand ist angenähert gleich dem Gleichstromwiderstand bei Spitzenstrom. Besonders dann, wenn noch weitere ohmsche Glieder wie R_{Tr} (= Gleichstromwiderstände der Transformatorwicklungen) und R_z (= Widerstände zum Schutz der Gleichrichterröhre gegen Einschaltströme und zu hohe Spitzenströme), die nicht vom Ladekondensator erfaßt sind, mit R_{iR} (= innerer Widerstand der Röhre) in Serie liegen, können wir einen nicht stark schwankenden Röhreninnenwiderstand annehmen. Für die Bestimmung des jeweiligen Innenwiderstandes gibt es mehrere Wege, die mehr oder weniger genaue Resultate liefern. Eine theoretisch-mathematische Auslegung ist kompliziert. Auf meßtechnischem Gebiet könnte man R_{iR} an Hand der U_a/J_a -Charakteristik ermitteln, soweit der Kennbereich der Höchstspannung bzw. des Höchststromes mit einbezogen ist. Da man praktisch die hier in Betracht kommenden positiven Elektrodenspannungen wegen Röhrenüberlastung nicht einstellen darf, ist der Kennbereich entweder durch Extrapolation oder durch oszillografische Mittel zu finden. Dabei muß allerdings berücksichtigt werden, daß sich die durch $U \sqrt{2} - U_b$ erklärte positive Höchstspannung an den vom Ladekondensator nicht überbrückten Teilwiderständen proportional aufteilt.

Eine Methode der Ermittlung von R_i läßt sich auf eine Formel in Kammerloher, Hochfrequenz Teil III, aufbauen. Diese lautet:

$$\frac{R_b}{R_i} = \frac{\pi}{\tan \alpha - \alpha} \quad (19 a)$$

Nach Umformung ergibt sich der Innenwiderstand aus

$$R_i = \frac{R_b (\tan \alpha - \alpha)}{\pi} \quad (19' b)$$

Darin ist $R_b = \frac{U_b}{J_b}$ bekannt bzw. meßbar. Der Stromflußwinkel α läßt sich auf oszillografischem Wege sehr leicht ermitteln. Da der Katodenstrahl-oszillograf der ideale Zeitschreiber ist und vor allem mit größerer Genauigkeit Verhältnismerte anzugeben imstande ist, wird der Stromfluß durch die Röhre im zeitgetreuen Verhältnis zur ganzen Wechselstrom- bzw. Wechselspannungsperiode abgebildet. Der Meßvorgang wickelt sich dann folgendermaßen ab: In die Schaltung des zu untersuchenden Gleichrichters wird ein niederohmiger Regelwiderstand R_o in die in Bild 39 b bezeichnete Stelle $\times \dots \times$ eingefügt. Sein Widerstandswert soll klein gegenüber dem Innenwiderstand des Gleichrichters gehalten werden. Die an R_o abfallende Spannung wird linear verstärkt an die vertikal anzeigenden Platten der Katodenstrahlröhre KSO gebracht, auf dessen Schirm sich ein in Bild 43 dargestelltes Bild abzeichnet. Der Stromflußwinkel α ist hier gleich Strecke $\frac{x}{2}$.

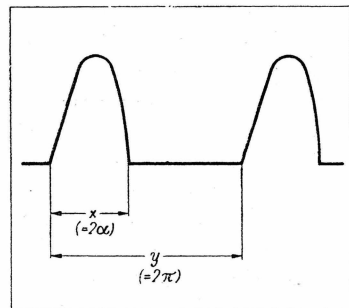


Bild 43. Stromverlaufsform bei Gleichrichtung auf dem Schirm der Katodenstrahlröhre

Es verhalten sich

$$\frac{2\alpha}{2\pi} = \frac{x}{y} \quad (20 a)$$

Dann ist

$$\alpha = \frac{\pi x}{y} \quad (20 b)$$

(20 b) in (19 b) eingeführt, läßt uns R_i finden.

Dieses Verfahren der Innenwiderstandsprüfung ist insofern von Vorteil, als der gesamte Gleichrichterinnenwiderstand mit einbezogen wird. Der Röhreninnenwiderstand ist einfach durch Abzug der im Gleichrichterkreis weiter befindlichen Widerstände zu finden. Bei der Darstellung der Stromvorgänge im Generatorkreis mit dem Katodenstrahlzillograf ist zu beachten, daß keine Zeitverzerrungen auftreten. Ferner ist bei Benutzung größerer Schirmbilder eine größere Meßgenauigkeit vorhanden.

Höchste Spannungen treten an den Röhrenpolen im Sperrzustand auf. Im Höchstfall, wenn der Gleichrichter im Leerlauf arbeitet ($R_b \rightarrow \infty$), kann die Elektrodenspannung gleich dem zweifachen Scheitelspannungswert des Generators (Sekundärspannung des Transformators) erreichen ($= 2,8 \text{ mal } U_{Tr}$). Bei der Röhre AZ 1 wäre das z. B. mit einer zulässigen Transformatorspannung von $U_{Tr} = 500 \text{ Volt}$ je System $U = 1400 \text{ Volt}$! Durch die Propagierung der maximal zulässigen effektiven Generatorspannung wird somit die Spannungsfestigkeit des Röhrensystems charakterisiert. Für diese Spitzenwerte müssen, das sei noch hinzugefügt, die Arbeitsnennspannungen der an Katode und Anode liegenden Entstörkondensatoren bemessen sein, die für die Beseitigung unerwünschter Stör- und Brummodulation hochfrequenter Signale durch die Gleichrichterröhre oft unentbehrlich sind.

Beurteilung der Brauchbarkeit von Netzgleichrichterröhren

Bereits die im Reparaturgerät getätigte Überprüfung der Betriebsgleichspannung stellt eine Beurteilung der Gebrauchsfähigkeit des Gleichrichter-

systems dar. Bei Emissionsschwund fällt die für den Verbraucher erzeugte Gleichspannung, was auch eine Änderung der Funktionen des mit Spannung belieferten Geräteteils (Empfänger, Verstärker, röhrenbestückte Meßeinrichtung) bewirken kann. Dabei verringern sich Empfindlichkeit (Verstärkung), Aussteuerbarkeit (optimale Ausgangsleistung) und bei Meßeinrichtungen u. U. die Meßgenauigkeit.

Bei der Brauchbarkeitsbestimmung mit Hilfe von Röhrenprüfgeräten ist vor allem auch die subjektive Verwendung der zu prüfenden Gleichrichterröhre, die geprüft wird, zu berücksichtigen. Nehmen im Radiogerät die Betriebsgleichspannungen ab, so leiden darunter zuerst die Weniggrößenapparate (Einkreiser u. a.), da diese meist keine Lautstärkereserve besitzen. Große Reserven haben vor allem Vielhörnerapparate (Superhets) mit Stromspeisung durch Netztransformatoren. Andererseits wird z. B. bei Empfangsgeräten (wie z. B. VE dyn W mit RGN 1064 als Gleichrichterröhre, RES 164 in der Endstufe und AF 7; $J_{a \text{ ges}} = 24 \text{ mA}$) das Emissionsmaß der Gleichrichterröhre so wenig ausgenutzt, daß sich die Aktivität der Katode schon stark verringern muß, ehe ein nachteiliger Spannungsverlust offensichtlich wird.

Auch der Austausch verbrauchter Gleichrichterröhren gegen fabrikneue verdient Beachtung. Die nach dem Röhrenaustausch wieder auf normale Größe oder höher angewachsene Betriebsgleichspannung ist eine Gefahr für die an dieser Spannung liegenden Kondensatoren. Es ist häufig der Fall, daß spannungsentwöhnte Lade- und Siebkondensatoren die neuen Spannungsverhältnisse nicht vertragen. Meistens waren noch andere Röhren (evtl. Endröhre) schwächer geworden, so daß eine ausreichende Belastung des Netzteiles fehlte und übernormale Betriebsspannungen entstanden.

Die bei Überlastung der Gleichrichterröhre entstehenden Emissionsüberströme bewirken häufig das Durchbrennen des Fadens (bei direkt geheizter Katode) oder der wegen Vermeidung von Wärmeverlusten leider oft sehr materialschwach bemessenen Katodenzuführung im Innern der Röhre (mit indirekt geheizter Katode), ehe die Emissionsfähigkeit merklich geschwächt worden wäre.

Weitere Fehler bei Gleichrichterröhren

Da der Abstand zwischen Katode und Anode klein ist, kann es bei sehr hoch liegenden Elektrodenspannungen (negative Spitzenspannungen) zu Funkenüberschlägen kommen, die am Überschlagort ein Abspritzen der Katodenschicht nach sich ziehen können. Durch Fall oder Stoß entstandene mechanische Verlagerungen der Systemteile oder ein durch Heizüberlastung verursachtes Durchbiegen der Fäden (bei direkt geheizten Katen) begünstigen Überschläge, evtl. sogar Elektrodenschlüsse zwischen Katode und Anode. Zudem treten bei besonders nahe beieinander liegenden

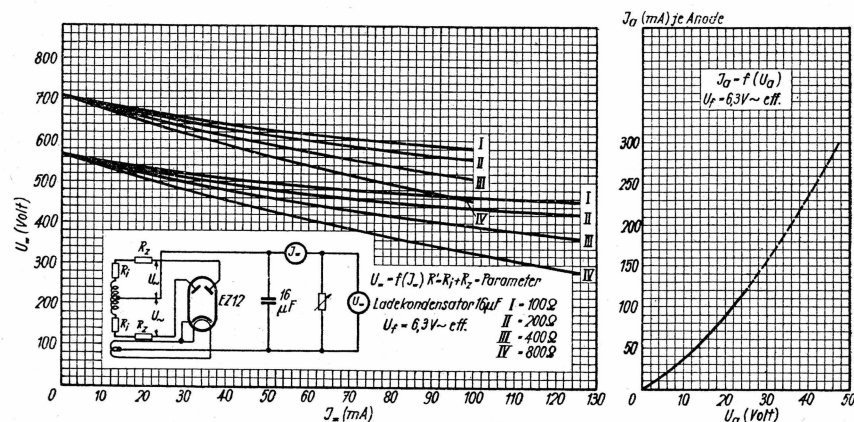
Elektrodenstellen Emissionsüberströme auf, die einen vorzeitigen Verschleiß der Schichtstellen zur Folge haben können.

In diesem Sinne ist auch der Hinweis der Röhrenproduzenten zu verstehen, daß direkt geheizte Gleichrichterröhren nur in aufrechter Stellung in Betrieb gesetzt werden sollen.

Nicht nachteilig scheinen sich Vakuumfehler bei Netzgleichrichterröhren auszuwirken. Solange der Elektronenfluß durch die im Röhreninnern entstehenden Ionisierungsprozesse nicht gehemmt, unter Umständen sogar gefördert wird, kann man solche Röhren weiter verwenden. Schlechtes Vakuum ist meßtechnisch nur durch die Aufnahme der U_a/J_a -Kennlinie ersichtlich. In Bild 42 b ist die Kennlinie einer vakuumverschlechterten Röhre AZ 1 dargestellt.

Belastungsdiagramme

Für übliche Netzteil-Dimensionierungen dienen die in Röhrendatenbüchern und -tabellen vom Hersteller zur Verfügung gestellten Daten und Belastungsdiagramme (z. B. Bild 44), aus denen man Bemessungsunterlagen entnehmen kann. Die im Schaltbild (Bild 44) eingezeichneten Schutzwiderstände R_z begrenzen, wie schon erwähnt, Ladestromstöße hoher Kapazitäten nach dem Einschalten, mindern den Spitzenstrom und dienen somit auch als Ausgleich für zu niedrige Gleichstrominnenwiderstände des Wechselspannungsgenerators (= Sekundärwicklung des Netztransformators). Der Gleichstrominnenwiderstand des Netztransformators ist bekanntlich $R_{Tr} = R_s + \ddot{u}^2 \cdot R_p$, worin



Bei der Messung ist U_{-} (siehe Skizze) konstant gehalten.

Bild 44. Die vom Hersteller mitgelieferten Kennlinienunterlagen: Belastungsdiagramme und U_a/J_a -Kennlinie der Röhre EZ 12

R_s = Widerstand der Sekundärwicklung, R_p = Widerstand der Primärwicklung und $\ddot{u}$ = Übersetzungsverhältnis der beiden Wicklungen ist.

Bei Allstrom-Netzteilen (ohne Netztransformator) wird die Verwendung von Schutzwiderständen dringend angeraten.

Netzspannung U_{eff}	220 Volt~					150 Volt~					130...110
Ladekondensator C_u	60	32	16	8	μF	60	32	16	8	μF	bis 60 μF
Schutzwiderstand R_z	175	125	75	0	Ω	100	75	30	0	Ω	0 Ω

b) Messungen mit Dioden

Die Verwendung von Dioden in der Funkpraxis ist bekanntlich nicht nur auf Empfangsrichtung und Regelspannungserzeugung beschränkt. Darüber hinaus finden Dioden Anwendung in Röhrenvoltmetern, bei automatischer Scharfabstimmung, als Amplituden- bzw. Störspannungsbegrenzer und schließlich bei der Frequenzmischung (Schwebungsprinzip). Nachstehend beschränken wir uns auf eine kurze Darstellung der grundsätzlichen Vorgänge und Funktionen im Hinblick auf die bei Empfangsrichtung (Demodulation) auftretenden Gleichstrom- und Gleichspannungsvorgänge.

Messungen an Dioden erfordern weit empfindlichere Meßeinrichtungen, als sie bei Netzgleichrichter- und Verstärkerröhren notwendig sind. Da Dioden in der Regel nur mit sehr niedrig liegenden Spannungen beschickt werden, sind besonders auch die Strom- und Spannungsverhältnisse im Anlaufstromgebiet von Interesse. Dioden für die Rundfunkempfangstechnik vertragen im allgemein fast durchweg Spitzenspannungen bis 200 Volt Scheitelwert und max. Dauerströme bis 0,8 mA. Diese Größen reichen für die oben genannten Aufgaben ohne weiteres aus, nur für Verwendung in Röhrenvoltmetern könnten die Diodenelektroden für höhere Arbeitsspannungen bemessen sein.

Bei Dioden wird die Katodenschicht nur sehr wenig beansprucht. Eine natürliche Katodenabnutzung, das sei gleich vorausgeschickt, kommt höchst selten vor. Die Röhren fallen meist wegen anderer Fehler: Kontaktstörungen, Verbrauch des Verbundsystems, Katodenvergiftung aus. Dabei soll nicht übersehen werden, daß Dioden wegen ihres nicht sehr großen Innenwiderstandes bei Messungen außerhalb des Empfangsgerätes schnell überlastet werden können. Besonders in Röhrenprüfgeräten gehe man bei Untersuchung der Emissionsfähigkeit sehr vorsichtig vor, um die Katoden nicht durch zu hohe Meßspannungen vorzeitig unbrauchbar zu machen. Zur Untersuchung der dynamischen Funktionen bei Dioden eignen sich nur hochempfindliche, dämpfungsfreie Röhrenvoltmeter und gegebenenfalls Katodenstrahloszillo-

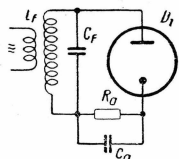
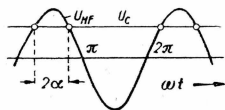


Bild 45. Prinzipschaltbild der Hf-Gleichrichtung (Demodulation)

Bild 46. Spannungsverlauf an C_a bei $C_a \rightarrow \infty$

graphen. Für Strommessungen sind empfindliche Thermoinstrumente zweckmäßig, für reine Gleichstrommessungen dementsprechend empfindliche Drehspulfeinmeßgeräte.

Diodenarbeitsweise im Empfangsgerät

Die Wirkungsweise der Hf-Gleichrichtung mit Dioden ist im Grunde genommen gleich der Netzgleichrichtung. Im Gegensatz zu dieser werden keine Gleichstromleistungen verlangt, jedoch müssen einige zusätzliche Faktoren besonders berücksichtigt werden, wie z. B.: Klirrfaktor (auf Grund der Krümmung der Arbeitskennlinien), Schwingkreisdämpfung, Strom- und Spannungsverhältnisse im Anlauf- und im Raumladestromgebiet, Aussteuerbarkeit für modulierte Hochfrequenz, Modulationsgradveränderungen und Frequenzgang.

Zur Klärung der wichtigsten Begriffe betrachten wir Bild 45. In der vorläufigen Annahme, daß die Diode unmodulierte Wechselspannungen erhält, würde sich bei hinreichend großem Ladekondensator $C_a \rightarrow \infty$ (lange Entladezeit) eine Spannungslage nach Bild 46 (angenähert) ergeben. Im eingeschwungenen Zustand bildet sich an R_a eine gleichbleibende Spannung U_c , die sich, wie auch bei der Netzgleichrichtung bereits festgestellt, mit der Generatorspannung, hier der Hochfrequenzspannung, addiert. Die daraus resultierende Spannung verursacht bei positivem Potential einen Stromfluß durch die Röhre (2α), wobei dem Ladekondensator Strom nachgeliefert

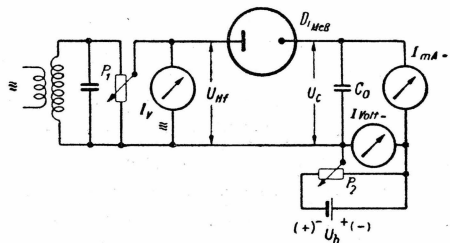


Bild 47. Diodenmeßschaltung zur Aufnahme von Richtkennlinien

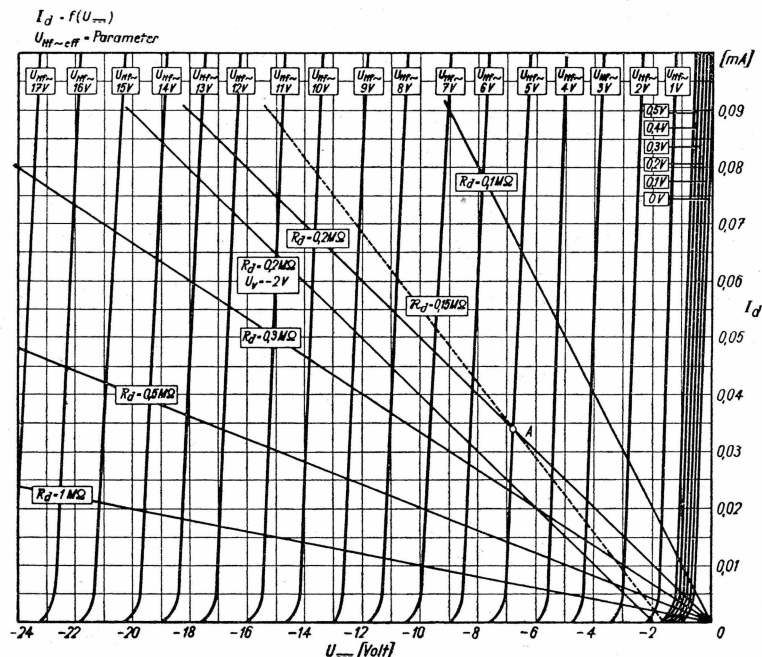


Bild 48. Richtkennlinien einer Diode (aus Kunze, Röhren-Dokumente; Franzis-Verlag)

und ein Strom (Richtstrom) am Diodenarbeitswiderstand R_a einen Spannungsabfall bewirkt (Richtspannung). Diese an der C_a/R_a -Kombination entstehende Richtspannung können wir uns ebenso gut als besondere Gleichspannungsquelle an Stelle von R_a denken und erhalten bei der Zusammenstellung einer diesbezüglichen Meßschaltung (Bild 47) die Möglichkeit, ohne Rücksicht auf einen bestimmten Arbeitswiderstand R_a die Diodencharakteristik aufzuzeichnen, d. h., die Funktion der Diodenströme I_d bei verschiedenen (Hf-) Wechselspannungen plus verschiedene Richtspannungen, die sonst an den jeweiligen Arbeitswiderständen abfallen würden. Aus den derart ermittelten Kennliniendiagrammen (Bild 48) lassen sich dann alle wissenswerten Faktoren ersehen, die bei der Hf-Demodulation eine Rolle spielen. Bei bestimmtem R_a und verschiedenen Hf-Spannungen liegen die Arbeitspunkte auf einer Geraden ($R_d = R_a$). Die Änderungsvorgänge einer Hf-Spannung spielen sich also auf einer Geraden ab.

Ist die Hochfrequenz amplitudenmoduliert, so schwankt die Spannung der Hochfrequenz nach Modulationsgrad und -frequenz und bewirkt ein Hin- und

Herlaufen des Arbeitspunktes auf der Widerstandsgeraden, vorausgesetzt, daß der Ladekondensator C_a für die Niederfrequenz (Modulationsfrequenz) eine genügend kleine Zeitkonstante besitzt und dem R_a keine komplexen und dämpfenden Widerstände parallel liegen. Da sich dieses Erfordernis praktisch nicht ganz erreichen läßt — dem Arbeitswiderstand R_a (R_d im Kennlinienfeld) liegen die Kopplungsglieder der folgenden Verstärkerstufe parallel —, ändert sich bei rein ohmscher Dämpfung die Lage (Steilheit) der Widerstandskennlinie (Diodenarbeitskennlinie, in Bild 48 $R_d = 0,15 \text{ M}\Omega$) und geht in die Form einer Ellipse über, falls Phasenverschiebungen wirksam werden. Diesbezügliche genaue Untersuchungen werden in Kammerloher, Hochfrequenz Teil III, angestellt. Es kommen im folgenden nur die Faktoren zur Erörterung, die eine gewisse Standardisierung der Bemessungswerte von Diodenschaltungen für Hf-Demodulation begründen.

Bemessung der Schaltglieder bei Hf-Gleichrichtung mit Diode

Es erweist sich als günstig, bei Anwendung der Schaltung Bild 49 für $R_a = 0,2 \dots 0,5 \text{ M}\Omega$ und für $C_a = 200 \dots 400 \text{ pF}$ zu wählen. Einesteils spricht für die Verwendung eines niedrigeren Wertes für R_a , den Dämpfungseinfluß der Kombination C_g, R_g (und wenn vorhanden: C_s, R_s) gering zu halten, damit die Aussteuerbarkeit der Modulationsfrequenzen gewährleistet wird. Der Einfluß der Ankopplungsglieder läßt sich nicht ganz beseitigen, da der Wert R_g maximal begrenzt ist. In gleicher Linie ist wesentlich, um die Forderung $C_a = 5 \dots 10 C_{D_i}$ einzuhalten, R_a hinreichend klein zu bemessen, damit die Kombination C_a/R_a für Niederfrequenz eine kleine Zeitkonstante besitzt. Zum anderen ist ein großes R_a ($R_a \gg R_{id}$) wegen des besseren Spannungsverhältnisses $U_c : U_{HF}$ und wegen geringerer Schwingkreisdämpfung anzustreben. Wenn mit der Erhöhung des R_a auch der Innenwiderstand der Diodenstrecke R_{id} ansteigt, ($R_a = 0,1 \dots 0,5 \text{ M}\Omega$, verursacht eine Änderung des $R_{id} = 15 \dots 30 \text{ k}\Omega$), ist eine bessere Spannungsausnutzung bei höherem R_a vorhanden. Über die Dämpfungsverhältnisse bei verschiedener Schaltweise und bei verschiedenen Eingangsspannungen sind z. B. in den „Röhren-Dokumenten“ praktische Hinweise zu finden.

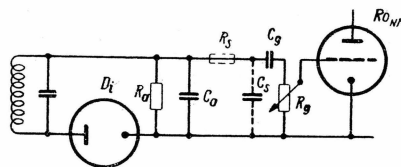
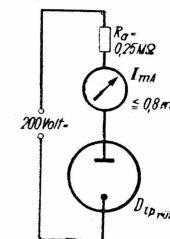


Bild 49. Übliche Hf-Demodulatorschaltung im Empfangsgerät

Bild 50. Diodenprüfschaltung zur Ermittlung der Emissionsfähigkeit



Emissionsprüfung bei Dioden

Bei der Bestimmung der Emissionsfähigkeit von Dioden geht man ähnlich wie bei Netzgleichrichterröhren von der Überlegung aus, daß erst ein vielfacher Anstieg des Diodeninnenwiderstandes in der Größenordnung $R_{id} \gg R_a$ merkliche Veränderungen im Arbeitsverlauf verursachen wird. Wir kommen den betrieblichen Verhältnissen sehr nahe, wenn wir die Prüfmethode den üblichen Belastungsbedingungen anpassen. Die Bewertung der Emissionsfähigkeit läßt sich auf Grund einer Messung mit dem maximal zulässigen Arbeitsstrom (bei europäischen Dioden fast durchweg: $0,8 \text{ mA}$), vornehmen, der durch den Belastungswiderstand $R_a = 0,25 \text{ M}\Omega$ an einer Gleichspannung von $U_b = 200 \text{ Volt}$ in der Prüfschaltung Bild 50 maßgebend bestimmt wird. Erst die Zunahme des Innenwiderstandes der Prüfröhre auf das Vielfache läßt hier den Emissionsverlust in Erscheinung treten. Praktisch vorkommende mittlere und Spitzenströme liegen noch unter dem in der Prüfschaltung hervorgerufenen Prüfstrom, so daß Röhren mit abgenutzter Katode mitunter bis 40 % des Nennstromwertes weiter verwendet werden können.

III. Messungen an Verstärkerröhren

Arbeitsdaten bei Ein- und Mehrgitterröhren

Je nach Arbeitsweise und Leistungsfähigkeit einer Röhre wird ihr günstigster Arbeitspunkt bestimmt. Als häufig vorkommende Betriebsarten sind zu nennen: A-, AB-, B-Verstärkung, Gitter- und Anodengleichrichtung, Schwingungserzeugung und Frequenzmischung. In Röhrentabellen finden wir zunächst Daten, die für den ungesteuerten Zustand der Röhre (Ruhepunkt) mittels Betriebsgleichspannungen ($U_a, U_{g1,2,3 \dots}$) gelten und eingestellt werden sollen. Die genannte Stromversorgung des Heizfadens vorausgesetzt, sollen die Betriebsdaten in der propagierten Abhängigkeit zueinander stehen. Bei netzgespeisten Röhren richtet man sich zweckmäßig nach dem Anoden-

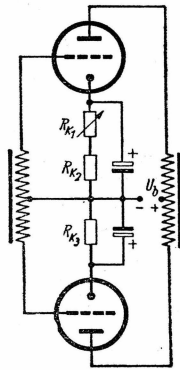


Bild 51a. Vollautomatische Gittervorspannungserzeugung

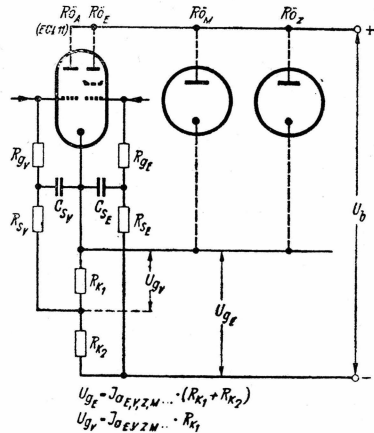


Bild 51b. Halbautomatische Gittervorspannungserzeugung

stromwert und läßt ihn gegebenenfalls durch geringe Änderung des Katodenwiderstandes (R_{K1} in Bild 51 a), der der automatischen oder halbautomatischen Erzeugung der Gittervorspannung dient, einspielen (siehe auch Bild 51 b). Bei batteriegespeisten Röhren geht man am besten von einer konstanten Gittervorspannung aus, die meistens durch die Art der Batterien gegeben ist. In vielen Fällen wird auch der Spannungsabfall an den gleichstromgespeisten Fäden herangezogen:

So zum Beispiel die Spannungsabfälle serienstrombetriebener Fäden von D-Röhren, amerikanischen 1er-Röhren oder auch für Spezialfälle bei der EDD 11: $-U_{g1} = U_h = 6,3$ Volt, oder bei der 12 A 6: $-U_{g1} = U_h = 12,6$ Volt.

Im Gegensatz zur Herstellung deutscher (europäischer) Röhrentypen, denen man besonders in früherer Zeit hohes Übereinstimmen der Nenn- mit den Arbeitsdaten nachsagen kann, scheinen es die amerikanischen Röhrenproduzenten oft nicht so genau mit der Präzision der Systemfertigung zu nehmen. Bei Reihenmessungen fabrikneuer und neuwertiger Röhren amerikanischer Herkunft sind insbesondere bei Röhrentypen hoher Steilheit, zum Beispiel beim Typ 6 AC 7 ($S=9$ mA/Volt), trotz äußerster Konstanzhaltung der Steuer- und Schirmgitterspannungen Abweichungen des Anodenstromes von $-40\ldots +20\%$ des Nennwertes keine Seltenheit (!). Teilweise ist daran auch die ungenügende Genauigkeit der Heizwerte schuld.

Nun lassen sich ja die „Unebenheiten“ der Arbeitspunktlage durch die Anwendung vollautomatischer Gitterspannungserzeugung wieder einigermaßen

ausgleichen. Das ist auch der Grund, weshalb gerade Röhren mit hoher Steilheit nur mit Katodenwiderständen betrieben werden sollen, andernfalls muß man mit Überlastungen rechnen.

Für jede Einstellung gilt die grundsätzliche Forderung, die zulässigen Elektrodenbelastungen und -spannungen nicht zu überschreiten. Für Verwendungsarten, die vom Röhrenkonstrukteur nicht vorgesehen sind, lassen sich von Fall zu Fall am besten unter Zuhilfenahme der Kennlinienunterlagen aus diesen abnormale Verwertungsmöglichkeiten entnehmen und berechnen. Der Hersteller übernimmt jedoch keine Gewähr für die Genauigkeit und Sicherheit bei anderen Arbeitsarten.

In Röhrentabellen mit ausführlichen Angaben befinden sich auch solche Daten, die sich in Verbindung mit Arbeitswiderständen ergeben (Widerstandsverstärkung). An Stelle des U_a -Wertes tritt dann die Betriebsaußenspannung U_b .

Bei Röhrentypen, die sich für AB- oder B-Verstärkung eignen, sind meist auch die Daten der Anoden- und Schirmgitterströme hinzugefügt, welche sich bei Vollaussteuerung ergeben. Voll- und halbautomatisch erzeugte negative Gittervorspannungen sind hier unter Umständen unzumutbar.

Anoden- und Schirmgitterströme von Röhren mit $U_{g1} = 0$ Volt-Spannungen entsprechen erst dann den Listen-Nennwerten, wenn in der Gitterzuleitung der übliche Gitterableitwiderstand ($2\ldots 5$ M Ω) liegt. Die am Steuergitter wirksame Spannung resultiert infolge Gitterstrom (Anlaufstrom) aus dem Spannungsabfall an R_g , sowie einem Teil der Heizspannung (je nach Art der Elektrodenstruktur), daher ist es auch wichtig, den Faden, gemäß Angabe in Sockeltabellen, mit der richtigen Polarität der Heizspannungsquelle zu versehen (Bild 51 d). Schon die Heizung mit Wechselspannung, zum Beispiel im Röhrenprüfgerät, kann eine Anodenstromzunahme bewirken, die ein falsches Resultat vortäuscht (z. B. DF 11, 21..; KF 4; 1 N 5; 1 LN 5 u. a. m.).

Das Vorhandensein von Gitterstrom bei $U_{g1} = 0$ Volt (Anlaufstrom) wird

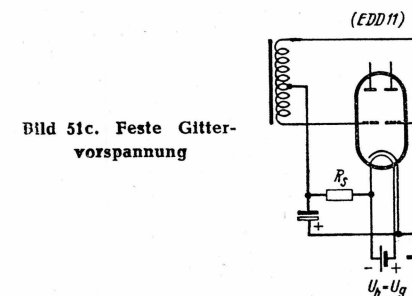


Bild 51c. Feste Gittervorspannung

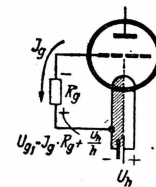


Bild 51d. Gittervorspannungserzeugung durch Gitterstrom

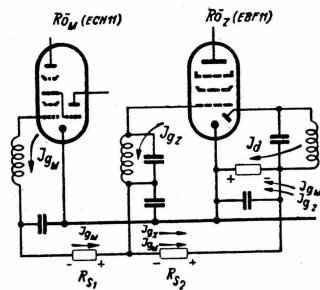


Bild 51e. Gittervorspannungserzeugung durch Gitterstrom

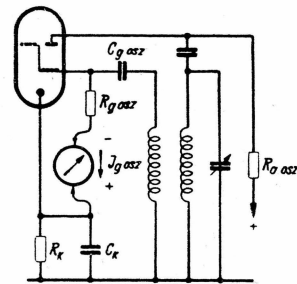
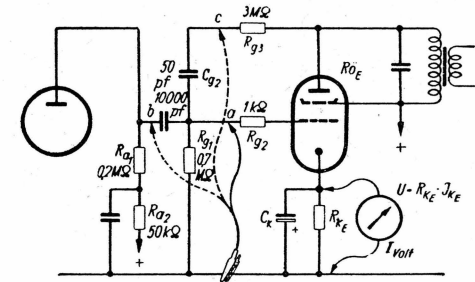


Bild 52. Schwingstrommessung bei Oszillorröhren

auch bei anderen Röhrensystemen ausgenutzt, auch wenn für diese eine bestimmte negative Gittervorspannung vorgesehen ist. In der modernen Schaltungstechnik des Misch- und Zwischenfrequenzgeräteeils vernachlässigt man die Gitterspannungserzeugung durch Katodenwiderstände und geht von der Überlegung aus, daß die bei $U_g = 0$ Volt entstehenden Gitterströme (J_{gM} und J_{gZ}), an den Schwundregel-Siebwiderständen (R_{S1} und R_{S2}) und Diodenarbeitswiderständen (R_d) und der Diodenanlaufstrom (J_{ed}), sofern letzterer durch eine negative Vorspannung (Verzögerungsspannung) nicht behindert, in R_d Spannungsabfälle verursachen, die insgesamt eine wirksame negative Gittervorspannung für die Röhren $RÖ_M$ und $RÖ_Z$ darstellen (Bild 51 e). Zudem wird bei Empfangsbereitschaft an R_d stets eine durch Hochfrequenz (Sender oder Störspiegel) hervorgerufene negative Spannung herrschen. Schließlich wollen wir die in Tabellen angeführten Daten der Misch- und Oszillorröhren nicht unerwähnt lassen. Sie beziehen sich bei allen Röhren fast ausschließlich nur auf den Schwingzustand der Oszillatorsysteme. Die hoch erscheinende Oszillorgitterspannung aus $J_{gosz} \times R_{gosz}$ (20...50...200 kΩ) ist für die Praxis als Richtwert anzusehen, da einige von der Röhre unabhängige nichtkonstante Einflüsse (Kopplung, Dämpfung in Abhängigkeit von Frequenz u. a.) den Arbeitspunkt weitgehend mitbestimmen.

Über das richtige Arbeiten der Oszillorröhre geben Schwingstrommessungen Auskunft. Man legt zweckmäßig einen empfindlichen Strommesser (500 μA) mit R_{gosz} in Serie (Bild 52) und kann somit die Schwingfähigkeit in Verbindung mit den im Gerät erzeugten Frequenzen untersuchen. Das meist zum Teil ungünstige LC-Verhältnis bei Kurzwellen verursacht beim Durchdrehen des Drehkondensators veränderliche und niedrigere Stromwerte als bei Mittel- und Langwellen. Bei Schwingungsstromausfall wird man die Ursache nicht nur bei der Röhre zu suchen haben. Wenn Verbundröhren mit voll-

Bild 53a. Prüfmethode zur schnellen Ermittlung von Arbeitsdatenfehlern



ständig getrennten Systemen ausgestattet sind (ECH 4, E 1 R, UCH 21), die außer Mischung und Oszillation auch anderen Zwecken (Zwischen- und Niederfrequenzverstärkung) dienen sollen, werden außerdem die diesbezüglichen Daten (statischer Betriebszustand) bekanntgegeben. Diese Daten eignen sich dann auch für statische Röhrenprüfungen.

Die in modernen Röhrentabellen (Röhren-Taschen-Tabelle des Franzis-Verlages, Röhren-Dokumente, Röhren-Vademecum) angegebenen Röhrendaten eignen sich für derartige Messungen und Röhrenprüfungen. Die Daten können ebenso als Unterlage für Röhrenprüfgeräte dienen, wenn letztere die jeweiligen Betriebsdaten einzustellen gestatten.

Einiges über Röhrenuntersuchungen im Reparaturgerät

Strommessungen sind immer umständlich, da sie einen Eingriff in die Verdrahtung erforderlich machen. Man kann sich aber das „In-den-Stromkreis-schalten“ ersparen, wenn man den Spannungsabfall mißt, der durch die Stromwirkung an einem Teilwiderstand entsteht, dessen Größe bekannt ist oder sich festlegen läßt. Bei diesem Unternehmen ist darauf zu achten, daß der Instrumentinnenwiderstand groß gegenüber dem Widerstand ist, an dem die Spannung liegt, und nicht unbekannte Parallelwiderstände ein scheinbar niedriger liegendes Meßergebnis vortäuschen.

Als Demonstrationsbeispiel soll hier ein Verfahren der Stromermittlung zur Sprache kommen, das in der Reparaturtechnik zur schnellen und genauen Fehlerermittlung herangezogen werden kann und das zeigen soll, welche Möglichkeiten sich bei der Fehlerbestimmung ergeben. Zu diesem Zweck legt man dem Katodenwiderstand R_{kE} (Bild 53 a; R_{kE} kann hier 150 Ω einer AL 4 oder EL 11 sein), ein Meßwerk mit dem Bereich von ca. 30 Volt parallel. Entspricht, unter Voraussetzung vor allem der richtigen Schirmgitterspannung, das Meßresultat nicht dem erwarteten Tabellenwert, so unterscheidet man zunächst zwischen einem zu niedrigen oder einem zu hohen Meßwert:

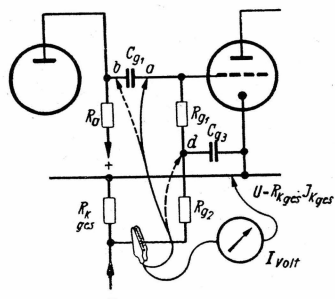


Bild 53b. Prüfmethode zur schnellen Ermittlung von Arbeitsdatenfehlern in Schaltungen mit halbautomatisch erzeugter Gittervorspannung

- Ein niedriger Meßwert läßt auf Emissionsverlust schließen, ein 50%iger Abfall hieße, daß nur noch die Hälfte Katodenstrom ($I_a + I_{g2}$) bei gleichzeitig abgefallener Gittervorspannung fließt, also die Emissionsfähigkeit unter 50 % gefallen ist. In seltenen Fällen kann der niedrige Spannungsabfall von dem parallelliegenden Niedervolt-Elektrolytkondensator herühren, falls dieser einen klein gewordenen Isolationswiderstand erhalten haben sollte.
- Des öfteren stellt man jedoch einen Überwert des Spannungsabfalls an R_{kE} fest, deren Ursache sich in verschiedenen Fehlererscheinungen begründen läßt. Zu nennen wären hauptsächlich Vakuumverschlechterung und thermische Gitteremission (siehe folgenden Abschnitt) oder schlechtgewordene Isolation des Ni-Kopplungskondensators C_{g1} , oder in seltenen Fällen des Gegenkopplungskondensators C_{g2} .

In allen drei Fällen (b) erhält das Steuergitter jetzt eine der negativen Vorspannung entgegenwirkende positive Spannung, durch die die Vorspannung um einen gewissen Betrag erniedrigt wird und demzufolge der Anodenstrom bzw. Katodenstrom und der Spannungsabfall an R_{kE} höhere Werte annehmen müssen. Um die Fehlerursachen zu definieren, schließt man einfach eine bewegliche „Kurzschluß“-Prüfleitung einseitig an Masse (Minus) und tastet die im Bild 53 angegebenen Punkte a, b, c, d nacheinander ab. Geht beim Heranlegen der Prüfleitung an a die Spannung zurück, so erzeugt die Röhre die positive Gegenspannung entweder selbst (schlechtes Vakuum, thermische Gitteremission, schlechte Elektroden-Isolation) oder es kommt eine positive Fremdspannung heran. Geht jedoch der Anzeigewert auch bei Anlegen der Verbindungsleitung an b, c oder d zurück, so muß man auf schlechte Kondensatorisolationen bei b = des C_{g1} , bei c = des C_{g2} und bei d = des C_{g3} schließen. Das Kurzschließen der Anodenspannung der Vorröhre bei b ist bei hohen Vorwiderständen $R_{a1} + R_{a2}$ unbedenklich, also bei Widerstandskopplung immer anwendbar. Ähnlich geht man bei Schaltungen vor, in denen die Gitterspannung halbautomatisch erzeugt wird (Bild 53b).

Eine Unterbrechung des Katodenwiderstandes kann unter Umständen auch einen höheren Spannungsabfall zwischen Katode und Null verursachen, und zwar wenn der Katodenstrom über den höheren Isolationswiderstand des

Elektrolytkondensators weiterfließt oder das Instrument im Augenblick des Anschlusses einen Katodenwiderstand vortäuscht.

Der nicht unterschätzbare Vorteil der Abtast-Prüfmethode erlaubt eine schnelle, pausenlose Überprüfung der Funktionen im Reparaturgerät.

Die Fehlersuche am Reparaturgerät ist ein Gebiet für sich, und die dabei angewandte Methodik oft recht verschieden. Wesentlich ist, daß die Meß- und Prüfmittel und -Verfahren für die Prüfobjekte unschädlich sind und die Art und Weise der Messungen zeitsparend ist. Vgl. hierzu Diefenbach, Handbuch der Rundfunkreparaturtechnik.

Negative Gitterströme

Sogenannte negative Gitterströme haben entgegengesetzte Richtung wie der gesondert behandelte Anlaufstrom (Seite 35). Während das Vorhandensein des (positiven) Gitteranlaufstromes als normal anzusehen ist, sind negative Gitterströme fehlerhaften Ursprunges selbstverständlich unerwünscht, da sie einen labilen Betriebszustand der Röhre bewirken und Wiedergabeverzerrungen sowie Röhrenüberlastungen verursachen. Der von verschiedenen Erzeugern herrührende Fehlstrom verursacht am Gitterableitwiderstand eine positive Spannung gegen Katode, die der am Gitter erforderlichen negativen Gittervorspannung entgegenwirkt.

Begriffserklärung der Vakuumsverschlechterung¹⁾

Meist aus Überlastungsursachen brechen aus den in einer Röhre befindlichen Teilen Gase hervor, die die Entladungsvorgänge wesentlich beeinflussen können. Auf dem Wege zur Anode treffen die Elektroden auf Gasmoleküle, ionisieren diese, indem sie den Gasmolekülen Elektronen entziehen, die ihrerseits ebenso wie die primären Elektronen zur Anode (und Schirmgitter) gelangen. Die positiv geladenen Ionen nehmen den Weg zu negativen Spannungspotentialen, wo sie ihre Ladung wieder neutralisieren. In erster Linie kommt hier das negativ vorgespannte Steuergitter in Betracht, jedoch auch Katode und Bremsgitter.

Bestimmte Gase (Sauerstoff, Stickstoff, Chlor) bevorzugen die Katode, von der sie begierig aufgenommen werden. Das führt zur „Vergiftung“ der Katode, die Katode wird inaktiv. Bei solchen Röhren schlägt jeder Regenerierungsversuch fehl. Inwieweit eben genannte Gase bei dem oben erwähnten Ionisierungsprozeß eine Rolle spielen, ist unbekannt. Man sagt, daß sie meßtechnisch nicht erfassbar wären. Für verschiedene Gase ist jedoch ein einfaches Meßverfahren bekannt, das im folgenden besprochen wird und alle Arten der Erzeugung negativen Gitterstromes nachzuweisen gestattet.

¹⁾ Vgl. hierzu K.-E. Herzbruch, Vorgänge in Röhren mit schlechtem Vakuum. Funkschau, 1949, Heft 18.

Bild 54a. Weg des negativen Gitterstromes

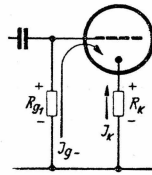
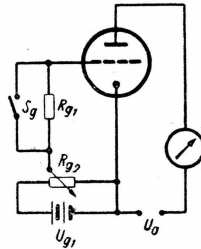


Bild 54b. Nachweis negativen Gitterstromes durch Ruhestromtaste S_g



Meßtechnische Ermittlung negativer Gitterströme

Der Weg des negativen Gitterstromes führt von Minus ausgehend über die Gitterzuleitung, welche allgemein aus einem hochohmigen Gitterableitwiderstand R_g besteht, zum Gitter (Bild 54 a). (Als Flußrichtung des Stromes wird grundsätzlich $\rightarrow +$ angenommen!)

Das Verhältnis des negativen Gitterstromes J_{g-} zum Anodenstrom J_a wird auch Vakuumfaktor genannt, vorausgesetzt, daß der Gitterstrom von einer Ionisation herrührt, deren Intensität von Gasdruck und Emission abhängig ist. Es geht in der Reparaturtechnik nun weniger darum, das genaue Vakuummaß einer Röhre zu kennen, als darum, feststellen zu können, wie hoch der negative Gitterstrom werden darf, ehe er einen merklichen direkten und indirekten Einfluß auf die Entladungsvorgänge in der Röhre auszuüben imstande ist. Wir wollen versuchen, eine praktisch anwendbare Beurteilungsformel zu finden.

Liegt in der Gitterzuführung ein höherer Gleichstromwiderstand (0,5... 0,7...1 M Ω), so entsteht bei Gitterstrom an diesem eine positive Spannung, die sich mit der festen, voll- oder halbautomatisch erzeugten Gittervorspannung addiert. Die Folge ist eine Anoden- (und Schirmgitter-)stromerhöhung, die bei voll- und halbautomatischer Gitterspannung günstigerweise einen Anstieg der negativen Gitterspannung verursacht. Wenn diese auch nicht ausreicht, die Spannungsdifferenz am Gitter wieder auszugleichen, trägt sie dazu bei, die Röhre vor einer schnellen Überlastung zu schützen. An Hand einer graphischen Darstellung (Bild 55) erkennen wir deutlich, wie unterschiedlich die Reaktion von Gitterströmen bei gleicher Intensität der Ionisation auf Röhren verschiedener Steilheit und zwischen fester und voll-automatischer Gittervorspannungserzeugung ist. Während zum Beispiel ein Gitterstrom von 3 μ A für flache Endröhren (AL 1) bei $U_{g1} = \text{autom.}$ keine nachteiligen Veränderungen des Arbeitszustandes mit sich bringen würde, ist die Anodenstromerhöhung bei $U_{g1} = \text{autom.}$ der AL 4 gerade noch tragbar und wäre bei fester Vorspannung mit einer starken Überlastung der Röhre verbunden. Praktisch wird im Empfangsgerät der Strom des letzt-

genannten Falles nicht so hoch ansteigen können, da der Stromlieferer (Netzteil) das kaum mitmachen kann.

Nun lassen sich die hier in Frage kommenden Ströme $< 10 \mu\text{A}$ nur mit sehr empfindlichen Meßwerken messen. Ein häufig bei Röhrenprüfgeräten angewandtes Meßverfahren, das den Nachweis von negativen Gitterströmen gestattet, bedient sich einer Ruhestromtaste S_g (Bild 54 b), mittels der man den durch Gitterstrom an R_g erzeugten Spannungsabfall wahlweise an der Röhre wirken lassen oder unterbinden kann. Die im günstigen Arbeitspunkt zu prüfenden Röhren werden dann je Gasdruck (Vakuumverschlechterung), in Abhängigkeit von Steilheit oder Durchgriff (letztes bei Trioden, wenn diese über Anodenwiderstände oder unstabilisierte Spannungsteiler gemessen werden) mehr und weniger starke Anodenstromerhöhungen anzeigen. Da in größeren Röhrenprüfgeräten die negativen Gittervorspannungen variabel sind, stellt man fest, welcher Gitterspannungsdifferenz die bei Tastenbetätigung verursachte Anodenstromänderung entspricht. Das geht folgendermaßen vor sich: Die bei Tastenbetätigung entstandene Anodenstromänderung wird bei Tastenruhe, also kurzgeschlossenem Ableitwiderstand R_{g1} , durch Zurückregeln der Gittervorspannung auf den gleichen Wert heraufgeregelt. Wir können eine Röhre als noch verwendungsfähig bezeichnen, wenn die auf diesem Wege ermittelte Gitterspannungsdifferenz (an R_g) nicht mehr als ein Zehntel der Sollgittervorspannung ausmacht. Nach der Formel $\Delta U_g : R_g = J_{g-}$ läßt sich übrigens die genaue Höhe des Gitterstromes berechnen. Falls die Steilheit S der Prüfröhre bekannt sein sollte, ist auch die

Formel $\frac{\Delta J_a}{R_g \cdot S} = J_{g-}$ anwendbar ($\Delta J_a = \text{Änderung des Anodenstromes beim}$

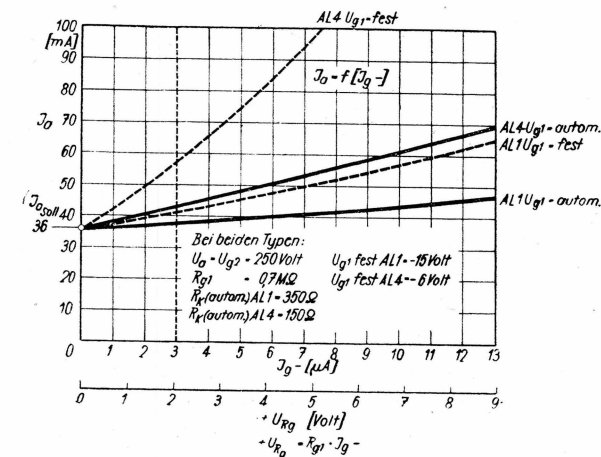


Bild 55. Anodenstromänderungen bei negativem Gitterstrom

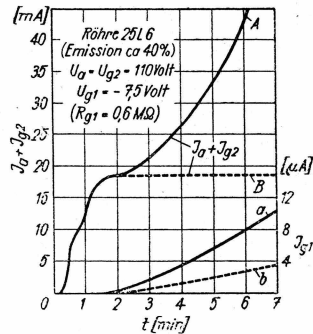


Bild 56. Anodenstromänderungen bei thermischer Gitteremission

Tasten von S_g). J_{g-} soll grundsätzlich bei Vorstufenröhren nicht über $0,6 \mu A$, bei Endstufen nicht über $1,4 \mu A$ im Arbeitspunkt zu liegen kommen, jedoch wie gesagt, müssen besonders hohe Vakuumanforderungen an Röhren gestellt werden, die geringe Gitterspannungsreserven haben, also Röhren mit hoher Steilheit, z. B. EF 14, AL 4, EL 12 ... und kleinem Durchgriff wie C-System der UCL 11, 6 Q 7 u. a. m.

In diesem Zusammenhang müssen zwei weitere Erscheinungen erörtert werden, die ähnliche Wirkungen haben wie schlechtes Vakuum und die auf gleiche Art und Weise untersucht werden können.

Thermische Gitteremission

Bei ungünstiger Wärmeabstrahlung und Elektrodenabstandsveränderung zur Katode durch Fall, Stoß oder Materialfehler kann das Gitter oder können Teile von diesem Temperaturen erreichen, die es zum Emissionsherd machen. Durch einen unerwünschten Niederschlag von emissionsfähigen Substanzen wird der Vorgang meistens unterstützt. Der hier entstehende Strom hat die gleiche Richtung wie ein durch Ionisation verursachter Strom (Bild 54 a) und wirkt wie dieser durch Erzeugung einer positiven Spannung am Ableitwiderstand anodenstromverändernd. Der „Stromerzeuger“ ist diesmal die negative Gittervorspannung selbst, der Stromvermittler, wie gesagt, das sich erhitzende Gitter. An sich ist thermische Gitteremission unabhängig von Röhrenströmen, jedoch tritt Rückheizung seitens der durch Emissionsüberströme verursachten Elektrodenüberlastungen auf, die die thermische Wirkung des Gitters weiter zu erhöhen imstande sind. Die thermische Gitteremission ist vor allem eine zeitabhängige Erscheinung; sie tritt einesteils in sehr kurzer Zeit auf, was sich im Empfänger und Röhrenprüfgerät (bei eingefügtem Gitterableitwiderstand) durch ein schnelles Anwachsen des Anodenstromes bemerkbar macht, andernteils auch nach längerer Zeitdauer,

wie es zum Beispiel Bild 56 zeigt. Eine hier untersuchte Röhre 25 L 6¹⁾, dieser Typ ist übrigens sehr anfällig für thermische Gitteremission, zeigte im Röhrenprüfgerät bei konstanter Anoden- und Schirmgitterspannung einen langsamen Anstieg des Katodenstromes bei eingefügtem Gitterwiderstand (Kurve A), während dieser bei kurzgeschlossenem Gitterableitwiderstand gleich blieb (B). Zur gleichen Zeit änderte sich der negative Gitterstrom mit Widerstand (a) stärker, als ohne Widerstand (b). Das begründet sich eben darin, daß bei Anodenstrom- bzw. Katodenstromüberhöhungen eine stärkere thermische Rückwirkung entsteht. An dem Beispiel erkennen wir noch, daß es zweckmäßig ist, die Prüfzeit bei Röhren nicht zu kurz zu bemessen, jede „Schnellprüfung“ wird dadurch natürlich illusorisch. Diesen Fehler gibt es häufiger, als man allgemein annimmt. Er wird oft übersehen, weil die Röhren in nur kurzer Prüfdauer untersucht werden. Thermische Gitteremission tritt sehr oft auch in Verbindung mit schlechtem Vakuum auf, da die durch den Ionisationsprozeß verursachten Elektrodenüberlastungen ebenso thermisch zurückwirken können.

Es sei hier gleich darauf aufmerksam gemacht, daß sich mit Leistungsprüfern, also Röhrenprüfgeräten, die mit niedervoltigen Wechselspannungen arbeiten, negative Gitterströme nicht bestimmen lassen.

Isolationsfehlerströme

Zwischen den mit hoher Präzision gefertigten mechanischen Teilen eines Röhrensystems kann es unter Umständen zu gegenseitigen unzulässigen Berührungen kommen, andererseits können fremde Substanzen in- und außerhalb der Röhre (zum Beispiel im Sockel) eine schlechte Isolation bewirken. Die Betriebssicherheit einer Röhre verlangt hohe Widerstandswerte der Isolation zwischen den Elektroden, im kalten Zustand der Röhre: (Gitter/Anode $> 2 \cdot 10^9$ und Gitter/Katode $> 10^8 \Omega$). Vom vollkommenen Schluß der Elektroden bis zum geforderten Isolationswert gibt es Varianten unerwünschter oder noch tragbarer Übergangswiderstände, die sich oft auch erst im Betriebszustand der Röhre einstellen, ohne sich vorher immer durch Hochohmmesser lokalisieren zu lassen. Bei besonders hohen Klemmenspannungen kann es (meist außerhalb, beim Sockel) zu gefährlichen Stromübergängen kommen, was, falls möglich, einer gründlichen Reinigung der vom Strom eingefressenen Isolationsstrecke bedarf. Ist der Isolationswiderstand zwischen der Anode bzw. anderen hohen positiven Potentialen und dem Gitter nicht mehr hinreichend groß, kommt es zu der

¹⁾ Die Emissionsfähigkeit der Röhre ist bei dieser Messung unwesentlich. Diese nicht mehr voll emissionsfähige Röhre wurde benutzt, damit sich bei Überlastungsexperimenten ein evtl. Schaden leichter verschmerzen läßt.

ritten erwähnten Erscheinung, daß das Gitter Teile der positiven Spannung erhält und die den ordnungsgemäßen Betrieb der Röhre in Frage stellt (Bild 57).

Das Auseinanderhalten der drei Entstehungsursachen der positiven Spannung im Steuergitter ist nicht immer einfach. Es muß nämlich nicht unbedingt so sein, daß z. B. Isolationsfehler stets auch im kalten Zustand der Röhre

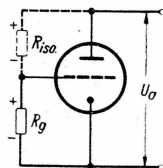


Bild 57. „Negativer“ Gitterstrom
bei schlechter Isolation Gitter/
Anode

feststellbar wären, daher kann man das nicht sicher als Unterscheidungsmerkmal ansprechen. — An sich kommen feinschlüssige Isolationsfehler im Verhältnis zu den beiden ersten Ursachen negativer Gitterströme selten vor.

Sonderfälle und besondere Wirkungen bei schlechtem Vakuum u. a. m.

Negative Gitterströme machen sich grundsätzlich in Form von Verzerrungen (Erhöhung des Klirrfaktors durch Arbeitspunktverlagerung, Übersteuerung) bemerkbar. Das Entstehen einer positiven Spannung am Steuergitter ließe sich umgehen (nicht beseitigen!), wenn zwischen Gitter und Katode geringere Widerstandswerte (100...50 kΩ) eingeschaltet werden. Über diesbezügliche Umschaltmaßnahmen ist in früher veröffentlichten Reparaturhinweisen bereits berichtet worden.

Negative Gitterströme verursachen meist auch starke Frequenzverwerfungen im Misch- und Oszillatorteil (Weglaufen des Senders bei thermischer Gitteremission).

Das bei Röhren auftretende helle, meist bläulich-violette Leuchten ist ein Zeichen starker Gasreste. Solche Röhren erweisen sich fast ausschließlich als unbrauchbar.

Im Gegensatz dazu gibt es ein grünlich-blaues, oft auch feines Leuchten, was man mitunter bei neueren Glas-Röhren feststellen kann. Wahrscheinlich handelt es sich hierbei um Bariumdampfreste, die nach Inbetriebnahme der betreffenden Röhre absorbiert werden. Ferner sind derartige Erscheinungen bei sehr hohen Betriebsspannungen durchaus als normal anzusprechen.

Schließlich kommen wir noch auf eine Angelegenheit zu sprechen, die in der Reparaturtechnik besondere Beachtung verdient. Die Röhrenknappheit veranlaßte früher viele Techniker, Röhren wie LV 1, LD 2, LS 50 und andere Preßglasröhren ähnlicher Ausführung als Ersatztypen umzusetzen. Da die Kontaktstifte (Chrom Eisen) schlechte Wärmeleiter sind, ist ihr Verzinnen

schwer möglich. Es treten nämlich durch das anhaltende Erhitzen mit dem Lötkolben Materialspannungen auf, die nicht selten eine Vakuumverschlechterung (Luftzutritt) zur Folge haben. — Luftbestandteile in einer Röhre werden bekanntlich durch einen weißlichen Niederschlag an der Glaswandung angezeigt.

Untersuchungen an Röhren, deren Emissionsfähigkeit nachgelassen hat

Es liegt nahe, in Erfahrung zu bringen, wie weit Prüfergebnisse der Brauchbarkeitsbestimmung mit Hilfe der heute üblichen Röhrenprüfverfahren über die wirklichen Verhältnisse in Spannungs-, Leistungsverstärkung und Verzerrungen der Prüfröhren Auskunft zu geben imstande sind. Zu diesem Zwecke wurden zunächst einige emissionschwache, aus der Praxis bekannte Röhrentypen statischen Messungen unterzogen, die uns dazu verhelfen sollen, bei der Gebrauchsprüfung von Rundfunkröhren unzweideutige Diagnosen stellen zu können.

Von den verschiedenartigen Röhrengattungen werden Gleichrichterröhren am stärksten beansprucht (vielfacher Spitzenstrom), dann folgen Leistungsstufen (bei Vollaussteuerung — A-Betrieb — max. ca. doppelter Wert des Arbeitsstromes) und spannungsverstärkende Vorstufen (geringe Änderungen des mittleren und günstigsten Arbeitsstromes). Röhrenprüfungen beschränken sich im allgemeinen nur auf Messungen des mittleren Arbeitsstromes, da die Ermittlung von Spitzenströmen Spezialeinrichtungen erforderlich machen würde.

Wie wir an dem Beispiel verbrauchter Gleichrichterröhren gesehen haben (Bild 42 a), fällt bei Emissionsverlust der Strom als Funktion der Elektroden-Spannung keineswegs in allen Meßpunkten im gleichen prozentualen Verhältnis ab. Genauer gesagt, je stärker die Katodenbeanspruchung ist, desto mehr tritt der Emissionsabfall in Erscheinung. Das bedeutet, daß nicht nur Steilheit und Leistung niedriger werden, sondern auch, daß die Kennlinien Strukturveränderungen erhalten, eine Beeinflussung des Klirrfaktors auftritt. Auf der anderen Seite werden auch verbrauchte Röhren, die mit höherem Emissionsmaß ausgestattet sind, nur sehr minimal beansprucht (Widerstandsverstärkung), so daß sich bei diesen ein größerer Emissionsverlust nicht bemerkbar macht. Soviel zur Einführung.

Es wurden Trioden der Verbundsysteme EBC 11, ECL 11 und eine Endpentode mittlerer Steilheit, AL 1, untersucht. In den Bildern angeführte Kennbuchstaben mit dem Index II und III beziehen sich auf die untersuchten Röhren. Die Kennzeichnung „I“ gilt für Vergleichswerte in Ordnung befindlicher gleicher Typen, die mit den Herstellerunterlagen identisch sind.

1. Meßbeispiel: EBC 11

Bei $U_a = 250$ Volt, $U_g = -8$ Volt wird auf dem Röhrenprüfgerät der Anodenstrom: $J_a = 1,9$ mA gemessen. Das ist angenähert 36 % des Listenwertes einer EBC 11, der 5 mA beträgt. Damit wäre die Gebrauchsprüfung

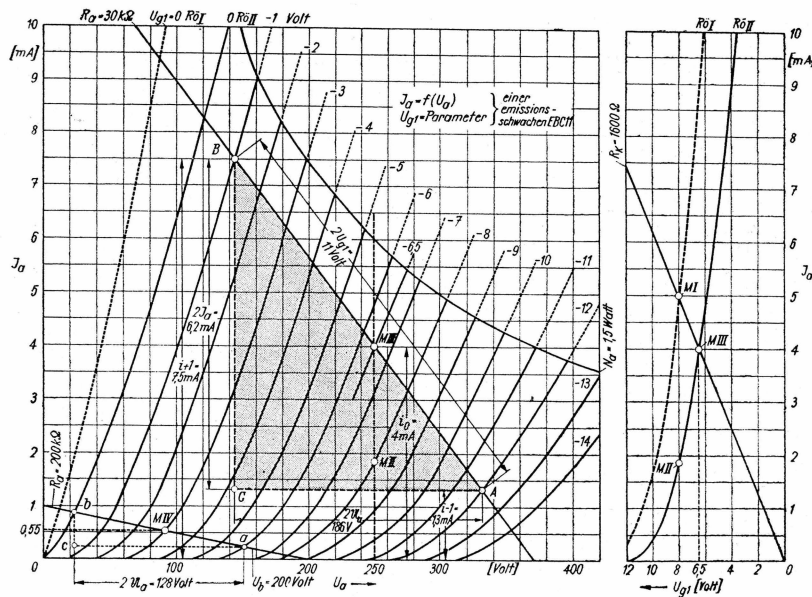


Bild 58. Kennlinienfelder einer emissionsschwachen EBC 11

bei den meisten Prüftechnikern abgeschlossen. Jedoch wollen wir ferner aus eigens ermittelten U_a/J_a - und U_g/J_a -Kennlinien feststellen, welche Differenzen sich in:

- | | | |
|-------------------------|---|---|
| a) Spannungsverstärkung | } | bei Transformator­kopplung ($R_a = 30\text{ k}\Omega$
und mittlerer Aussteuerung) |
| b) Leistungsverstärkung | | |
| c) Klirrfaktor | | |
| d) Spannungsverstärkung | } | bei nachfolgender Widerstandskopplung
und voller Aussteuerung |
| e) Klirrfaktor | | |

im Vergleich zu einer in Ordnung befindlichen EBC-Röhre ergeben. Dem obigen Prüfergebnis entspräche im Kennlinienfeld (Bild 58) der Meßpunkt M II' bzw. M II; der verlangte Wert liegt in M I. Da die EBC 11 fast immer mit vollautomatischer Gittervorspannungserzeugung (Katodenwiderstand $R_k = 1600 \text{ Ohm}$) betrieben wird, liegt im praktischen Betrieb der wirkliche

Arbeitspunkt bei M III' bzw. M III, also im Schnittpunkt der R_k -Widerstandsgeraden mit der U_g/J_a -Kennlinie der Röhre II. Der dazugehörige Abszissenwert ist $U_g = 6,5$ Volt. Indem übersichtshalber der Gleichstromwiderstand r des Außenwiderstandes R_a (Primärwicklung eines Nf-Übertragers) gleich Null angenommen und Phasenreinheit vorausgesetzt wird, liegt die Arbeitskennlinie des Außenwiderstandes $R_a = 30 \text{ k}\Omega$ im Punkt M III ($i_0 = 4 \text{ mA}$). Wir nehmen bei nicht voller Aussteuerung die Schnittpunkte der Widerstandsgeraden mit den Gitterlinien $U_g = -1$ Volt (Punkt B) und $U_g = -12$ Volt (Punkt A) heraus (Gitterwechselspannung $U_{g\text{ schein.}} = 5,5$ Volt) und konstruieren das Widerstandsreieck ABC. Die Spannungsverstärkung errechnet sich dann aus

$$\mathfrak{B} = \frac{AC}{AB} = \frac{2 \mathfrak{u}_a}{2 \mathfrak{u}_g} = \frac{186}{11} \approx 17 \text{ fach} \quad (21 \text{ a})$$

Zu b): Wenn die EBC 11 z. B. als Treiberstufe Leistung abgeben soll, ist der Vergleich der erzielbaren Leistung von Interesse.

$$\mathfrak{N}_a = \frac{2 \mathfrak{U}_a \cdot 2 \mathfrak{V}_a}{8} \quad (22 \text{ a})$$

Mit Werten eingesetzt: $\frac{186 \cdot 0,0062}{8} \approx 0,145$ Watt, was eine kaum geringere Größe gegenüber einer unter gleichen Bedingungen in Betrieb gesetzten emissionsstarken EBC 11 darstellt (nämlich 0,15 Watt). Dabei ist aber zu beachten, daß unter besagten Umständen die Röhre II Gitterwechselspannungen nur bis 6,5 Volt (Scheitelwert) zu verarbeiten imstande ist, da ihr Arbeitspunkt infolge automatischer Vorspannung weniger negativ geworden ist. Im Gegensatz zur Röhre II läßt sich Röhre I bis 8 Volt aussteuern, was dementsprechend auch eine größere optimale Leistungsabgabe bedeutet. Schließlich ist die erzielbare Leistung von der Lage des Arbeitspunktes abhängig.

Und nun zum Klirrfaktor, der sich bei Trioden aus:

$$K = \sqrt{\frac{\mathfrak{I}_{a2}^2}{\mathfrak{I}_{a1}^2}} = \frac{\mathfrak{I}_{a2}}{\mathfrak{I}_{a1}} \text{ bestimmen läßt.} \quad (23)$$

($\mathfrak{I}_{a1}$, $\mathfrak{I}_{a2}$ sind die Stromamplituden der 1. und 2. Harmonischen).

Aus den im Kennlinienfeld abmeßbaren Werten $i_0 = 4 \text{ mA}$; $i_+ = 7,5 \text{ mA}$; $i_{-1} = 1,3 \text{ mA}$ erhalten wir

$$\mathfrak{I}_{a1} = \frac{i_{+1} - i_{-1}}{2} = \frac{7,5 - 1,3}{2} = 2,6 \text{ mA}$$

$$\mathfrak{I}_{a2} = \frac{i_0}{2} - \frac{i_{+1} + i_{-1}}{4} = \frac{4}{2} - \frac{7,5 + 1,3}{4} = -0,2 \text{ mA}$$

$$K \% = \frac{\mathfrak{I}_{a2} \cdot 100}{\mathfrak{I}_{a1}} \approx 8 \%$$

Röhre I hätte bei gleich großer Aussteuerung: $K = 5,4 \%$.

Bei der Untersuchung der Röhre II in Widerstandsverstärkung ist graphisch ein Anodenstromabfall von 0,65 auf ca. 0,55 mA zu ermitteln. Der an einem Katodenwiderstand $R_K = 5000 \Omega$ erzeugte Spannungsabfall ergibt sich daraus neu zu ≈ 3 Volt. Ohne Berücksichtigung der bei Widerstandskopplung folgenden Ankopplungsglieder erhält man aus dem ins J_a/U_a -Feld konstruierten Widerstandsdreieck abc die Spannungsverstärkung

$$\mathfrak{B} = \frac{2\mathfrak{U}_a'}{2\mathfrak{U}_g'} = \frac{128}{6} \approx 21. \quad (21b)$$

Der Voraussicht widersprechend ändert sich in beiden Fällen der Außenwiderstandsanpassung in keiner ausschlaggebenden Weise der Verstärkungsgrad, wenn man von den üblichen Streuungen absieht. In den späteren Ausführungen wird dieser Erscheinung eine eingehende Betrachtung gewürdigt.

2. Meßbeispiel: AL 1

Aus den im Röhrenprüfgerät eingestellten Daten:

$U_a = U_{g2} = 250$ Volt und $U_{g1} = -15$ Volt wurde $J_a = 23$ mA ermittelt. Das sind ca. 64 % des Nennwertes von 36 mA. Wir stellen fest, welche Abweichungen sich bei den weiteren Kenndaten gegenüber einer in Ordnung befindlichen AL 1 ergeben.

- a) Klirrfaktor
- b) optimale Leistung
- c) Spannungsverstärkung

Das genannte Prüferesultat entspräche im Kennlinienfeld (Bild 59) den Meßpunkten MII' bzw. MII, der erforderliche Wert wäre in MI = 36 mA. Da die AL 1 ebenfalls mit vollautomatischer Gittervorspannungserzeugung verwendet wird (Katodenwiderstand $R_k = 350$), regelt sich J_a um 4 mA herauf = 27 mA. Zeichnerische Bestimmung von J_a ; R_k -Gerade schneidet in M_{Rk} die $J_a + J_{g2} = J_k$ -Kennlinie. In M_{Rk} wird das Lot auf die U_{g1} -Achse gefällt, daraus ergibt sich im Schnittpunkt mit der J_a -Linie MIII' der Wert: $J_a = 27$ mA bei $U_{g1} = -12$ Volt. Praktisch würde sich also, Gleichstromwiderstand $r = 0 \Omega$ und Phasenreinheit des Außenwiderstandes $R_a = 7000 \Omega$ vorausgesetzt, der Arbeitspunkt M III einstellen. Die Röhre ließe sich dann auch nur bis $U_{g1 \text{ schein.}} = 12$ Volt aussteuern. Bei voller Aussteuerung der emissionsschwachen AL 1 bis zum Gitterstromereinsatz erhalten wir folgenden Klirrfaktor:

$$K = \sqrt{\frac{\Im a_2^2 + \Im a_3^2 + \Im a_4^2}{\Im a_1^2}} \quad (24)$$

Gemäß Klirrfaktorberechnung nach Kammerloher, Hochfrequenztechnik Teil II, stellen wir die Stromamplituden aus den Ordinatenwerten:

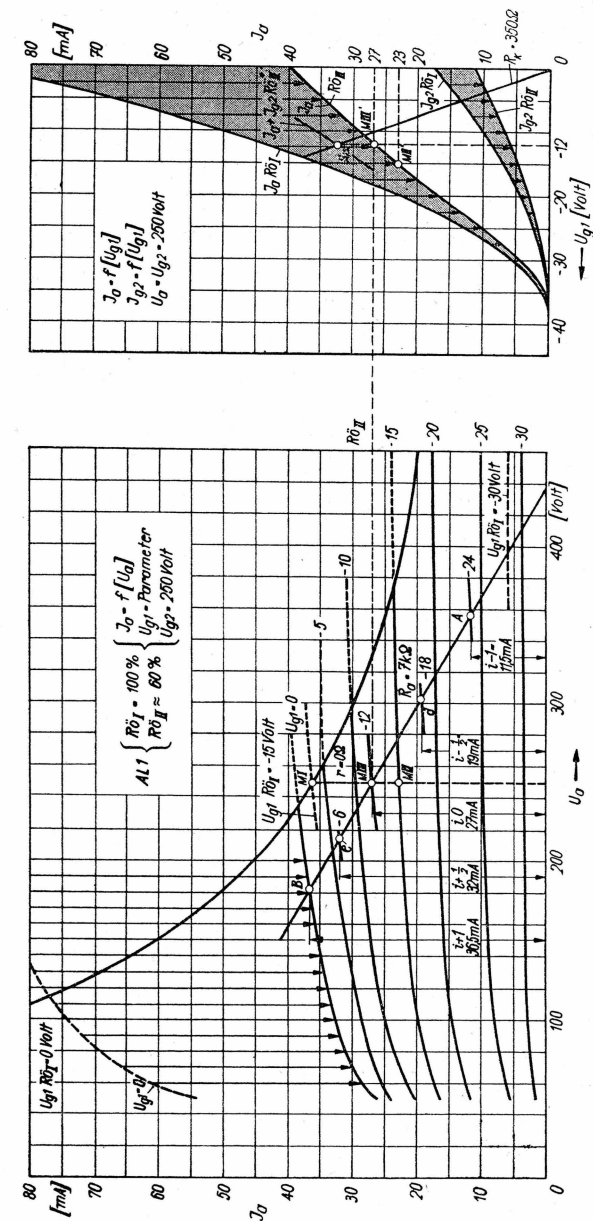
$$i_0 = 27 \text{ mA (Punkt M III)}, i_{+1} = 36,5 \text{ mA (Punkt B)}$$
$$i_{+1/2} = 32 \text{ mA (Punkt e), } i_{-1/2} = 19 \text{ mA (Punkt d), } i_{-1} = 11,5 \text{ (Punkt A) fest.}$$


Bild 59. Kennlinienfelder einer emissionsschwachen AL 1

$$S_{a1} = \frac{i_{+1} - i_{-1}}{3} + \frac{i_{+1/2} - i_{-1/2}}{3} = \frac{36,5 - 11,5}{3} + \frac{32 - 19}{3} = 12,7$$

$$\mathfrak{I}_{a2} = \frac{i_0}{2} - \frac{i_{+1} + i_{-1}}{4} = \frac{27}{2} - \frac{36,5 + 11,5}{4} = 1,5$$

$$\mathfrak{F}_{a3} = -\frac{i_{+1} - i_{-1}}{6} + \frac{1_{+1/2} - i_{-1/2}}{3} = -\frac{36,5 - 11,5}{6} + \frac{32 - 19}{3} = 0,2$$

$$J_{a4} = \frac{i_0}{2} + \frac{i_{+1} + i_{-1}}{12} - \frac{i_{+1/2} + i_{-1/2}}{3} = \frac{27}{2} + \frac{36,5 + 11,5}{12} - \frac{32 + 19}{3} = 0,5 \text{ mA.}$$

$$K = \sqrt{\frac{1,5^2 + 0,2^2 + 0,5^2}{12,7^2}} = \frac{1,6}{12,7} \approx 0,13 = 13 \%$$

Das erscheint zunächst nicht so ungünstig, da die AL 1 „I“ 10 % Klirrfaktor, allerdings erst bei 15 voltiger Aussteuerung, erzeugt.

Zu b): Die optimale Leistung finden wir aus:

$$R_a = \frac{J_{a1}^2 \cdot R_a}{2} = \frac{0,0127^2 \cdot 7000}{2} \approx 0,56 \text{ Watt (!)} \quad (22 \text{ b})$$

Eine „gute“ AL 1 würde bei gleicher Aussteuerung $\mathfrak{R}_a = 2,1$ Watt abgeben können (optimale Sprechleistungsabgabe $\mathfrak{R}_a = 3,1$ Watt).

Schließlich berechnen wir die Spannungsverstärkung:

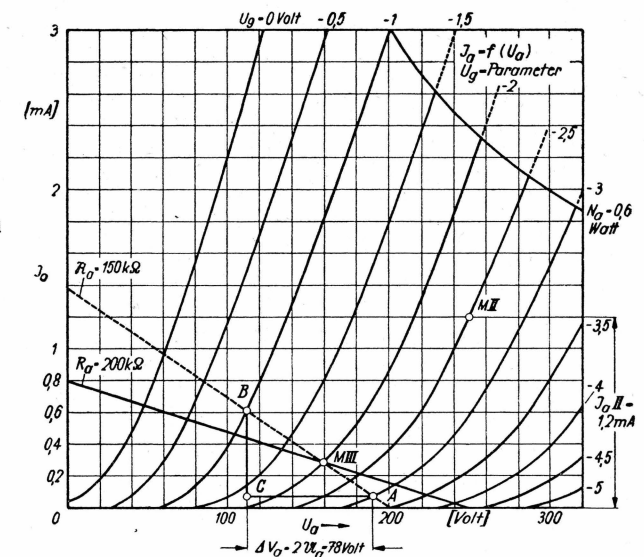
$$U_{a1} = I_{a1} \cdot R_a = 0,0127 \cdot 7000 = 89 \text{ Volt}$$

$$\mathfrak{B} = \frac{u_{a1}}{u_{g1}} = \frac{89}{12} = 7,7 \text{ fach; eine intakte AL 1 verstärkt 14 fach.}$$

Unerwähnt blieb dabei der Umstand, daß infolge geringerer Belastung des Netzteiles durch die schwächer gewordene Emissionsfähigkeit der Endstufe (AL 1) die Betriebsspannungen steigen. Das bedeutet etwas höhere Ausgangsleistung der Endstufe, jedoch auch Vergrößerung des Klirrfaktors. Wenn auch das Maß des Klirrfaktors nicht als allein gültige Beurteilungsform für Verzerrungen gelten kann, da in ihm die Bildung von Kombinations-tönen nicht einbegriffen ist, lassen sich doch im Vergleich zu bekannten Tabellendaten wesentliche Schlüsse auf die verzerrenden Effekte bei einer emissonsschwach gewordenen Röhre ziehen.

3. Meßbeispiel: C-System einer ECL 11

Aus $U_a = 250$ Volt und $U_g = -2,5$ Volt ergab sich $J_a = 1,2$ mA (Meßpunkt II in Bild 60). Das sind ca. 60 % des propagierten J_a -Wertes = 2 mA. Aus hier nicht zu erörternden Gründen wird die ECL 11 fast ausschließlich mit halbautomatischer Gittervorspannungserzeugung betrieben. Die Abnahme des Triodenstromes würde keine Änderung der Vorspannung mit sich bringen. Im Betriebszustand (Widerstandsverstärkung) würde sich dann der Arbeitspunkt M III bei $R_a = 200$ k Ω und $U_b = 250$ Volt einstellen. Zeichnen wir in



**Bild 60. U_a/J_a -Feld
einer emissions-
schwachen ECL 11
(Triodenteil)**

diesem Punkt die Widerstandsgerade des wirksamen Außenwiderstandes $R_a = 150 \text{ k}\Omega$ ($R_a \parallel R_g$; R_g der folgenden Stufe = $0,7 \text{ M}\Omega$), wird die ungünstige Lage des Arbeitspunktes augenscheinlich. Die Aussteuerfähigkeit reicht dann gerade noch bis 1,5 Volt Scheitelwert der Eingangswechselspannung.

Dem ersten Meßbeispiel (EBC 11) ähnlich, ist auch bei diesem Untersuchungsfall kein merklicher Verstärkungsrückgang festzustellen. Infolge der festliegenden Gittervorspannungen ($U_{g1} = -2$ Volt) entstehen größere Verzerrungen. Der Klirrfaktor kann bei höherer Aussteuerung auf das Mehrfache ansteigen.

Auswertung der Meßbeispiele

Der Prüftechniker kann aus den beschriebenen Meßreihen ersehen, daß die Abnahme der Emissionsfähigkeit je nach Anwendung und Systemart verschiedenartige Reaktionen auf die Röhrenkenndaten ausübt. Wir beschäftigen uns noch eingehend damit.

Die Arbeitsbedingungen nicht mehr voll emissionsfähiger Röhren lassen sich unter Umständen durch Veränderung des Arbeitspunktes bessern. Benachteiligt sind besonders Röhren mit halbautomatischer oder fester Gittervorspannungserzeugung. Mitunter können versuchsweise Veränderungen der Gittervorspannung oder Schirmgitterspannung wie Wunder wirken. Z. B. werden Röhren des Typs RES 164 bei nicht allzu starkem Emissionsverlust wieder leistungsfähiger, wenn man die Schirmgitterspannung reduziert.

Brauchbarkeitsbestimmung bei Abstimmunzeigeröhren

Das sogenannte „Magische Auge“ wird in den meisten Fällen zur trägheitslosen Anzeige von Senderfeldstärken benutzt. Der Leuchtwinkel wird um so größer, je stärker der Sender einfällt. Gesteuert wird der Leucht- bzw. Schattenwinkel durch ein oder zwei Ablenkorgane (Steuerstege) mit veränderlichem positivem Potential, die mit der Anode oder zwei Anoden (AM 2 oder EM 11) oder auch einem Schirmgitter (EFM 11) eines meist

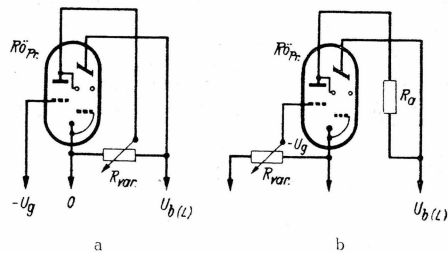
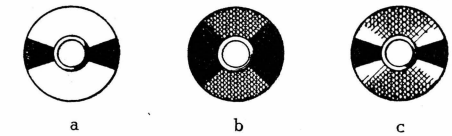


Bild 61. Meßschaltung für die Leuchtwinkelüberprüfung

im gleichen Kolben untergebrachten (Steuer-)Systemen verbunden sind. Das Steuersystem, das in bestimmten Fällen zur Niederfrequenzverstärkung mit herangezogen wird, wird in keiner Weise so beansprucht wie die fluoreszierende Schicht des Leuchtsystems. Daher kommt es praktisch auch kaum vor, daß sich zeitlich gesehen das Steuersystem vor dem Anzeigesystem verbraucht. Die Leuchtintensität des magischen Auges ist nur von kurzer Lebensdauer (einige hundert Stunden); der Verschleiß meldet sich durch langsames Schwächerwerden der Leuchtkraft an. Um hier, von der Katodenaktivität abgesehen, eine richtige, am besten vergleichsweise Beurteilung anstellen zu können, ist nur eine Prüfmethode zweckvoll, die Leuchtkraft und Steuerfähigkeit des Anzeigegliedes zu untersuchen erlaubt. Die Röhre muß also in ihren natürlichen Betriebszustand versetzt werden. Prüftechnisch läßt sich das nur mit Hilfe eines Röhrenprüfgerätes durchführen, in welchem die Betriebsgleichspannungen variabel und von ausreichender Höhe sind. Die Überprüfung der Leucht- und Steuerfähigkeit läßt sich nach den beiden in Bild 61 dargestellten Methoden bewerkstelligen. Am einfachsten ist die Prüfung nach Bild 61 a durchzuführen. Nach a ist eine Leuchtwinkelauslenkung zu erreichen, die im Empfangsgerät praktisch so gut wie niemals zustandekommt. Wir machen die Steuerstege so weit positiv, daß der Schattenwinkel sich Null Grad nähert. Dadurch kommen bei normaler Verwendung wenig oder gar nicht beanspruchte Schichtgebiete zum Leuchten, die sich als helle Ränder von den ständig beanspruchten schwach gewordenen Schichtgebieten klar abzeichnen. Bild 62 soll das veranschaulichen. a) stellt ein Anzeigesystem mit voller, b) mit schwach ge-

Bild 62. Leuchtintensität bei verschiedener Schichtaktivität



wordener Leuchtkraft dar; c) stellt sich dann bei großer Leuchtwinkelauslenkung ein. Die Leuchtwinkeleränder, die etwa der Helligkeit einer gut aktiven Leuchtschicht entsprechen, dienen damit als Vergleichsnorm.

E. Messungen zur Ermittlung von Röhrendaten, -kennwerten und -kennlinien und Auswertung derselben, beschränkt auf das Gebiet der üblichen Röhreninbetriebnahme und Überprüfung

Auf die Kenntnis einer Reihe bestimmter Nenn- und Kenndaten für die Inbetriebnahme und Überprüfung von Röhren kann nicht verzichtet werden. Bekanntlich ist mit dem Aufzählen einiger, oft sehr dürftiger Angaben, wie wir sie in Röhrentabellen und -listen meist vorfinden, die Charakterisierung eines Röhrentyps durchaus nicht erschöpft. Neben üblichen Nenndaten für einen bestimmten, sogenannten „günstigen“ Arbeitspunkt, der sich im allgemeinen aus den $U_g/U_a/J_a$ -Beziehungen eines oder mehrerer Kennlinienfelder herleiten läßt, spielen auch Erscheinungen und Effekte eine Rolle, die sich nicht oder nicht ohne weiteres aus diesen Angaben und Beziehungen ersehen lassen und die die Anwendbarkeit innerhalb bestimmter Betriebsgrenzen eher einengen als erweitern. Man kann nicht oft genug darauf hinweisen, alle wesentlich erscheinenden Eigenschaften einer Röhre vor der Verwendung zu berücksichtigen, soll sie den gestellten Anforderungen entsprechen.

Wertvolle Hilfe leistet eine Anzahl ausführlicher Röhrenbeschreibungen, die in Form industrieller oder privater Veröffentlichungen auf den Markt kamen. Leider beschränken sich diese Werke auf bestimmte Röhrenherstellungsgruppen. Da wir mittlerweile von einer Unmenge verschiedenartiger Röhrentypen überschwemmt wurden, deren Charakteristiken, wenn es darauf ankommt, in Röhrenlisten nur ungenau, spärlich oder gar nicht vertreten sind, ist die private Ermittlung von Daten und Kennwerten wichtig genug, wenn Röhren einer zweckentsprechenden Verwertung zugeführt werden sollen.

Die heutige wirtschaftliche Lage wirkt sich auch auf dem Röhrengebiet aus. Der Praktiker muß sich zwangsläufig mit den vielen anormalen Röhrenproblemen auseinandersetzen und wird das Wesen der Radoröhren viel umfassender als bisher zu ergründen versuchen. Um die vielfältigen Kenndaten ermitteln zu können, sind je nach verlangtem Genauigkeitsgrad besondere, nicht selten komplizierte Meßeinrichtungen notwendig. Vielleicht wird manchem Praktiker für seine Arbeit diese oder jene in den folgenden Ausführungen beschriebene meßtechnische Maßnahme nicht so wesentlich erscheinen. Es soll hier gezeigt werden: 1. welche zweckmäßigen Möglichkeiten man bei der meßtechnischen Kennwertermittlung kennt, 2. was sich unter praktischen Gesichtspunkten aus den Ergebnissen gewinnen läßt und 3. wie die gefundenen Meßgrößen richtig beurteilt werden, unter besonderer Berücksichtigung der bei Emissionsabnahme eintretenden Veränderungen.

Kurzgehaltene Betrachtung über das Raumladesgesetz

An das Anlaufstromgebiet (siehe Seite 35 u. s. f.) schließt sich bei weiterer Erhöhung des gesamten auf die Katode wirksamen Spannungspotentials ($U > 0$ Volt) das Raumladestromgebiet an (siehe auch Bild 1). Diese Bezeichnung beruht auf dem Vorgang, daß in diesem Bereich des Elektronenflusses die röhreninneren Ströme aus der Raumladung bestritten werden. In diesem Stromgebiet spielen sich die durch die verschiedenen Elektrodenpotentiale beeinflussten Entladungsvorgänge ab, die fast ausschließlich für die praktische Auswertung in Frage kommen. Die Fülle verschiedener Systemanordnungen und -abmessungen bringt eine Vielzahl von Definitionen mit sich. Schon vor mehreren Jahrzehnten haben Pioniere der Röhrenentwicklung und -meßtechnik mit wertvollen Ausarbeitungen eine breite Basis für Entwicklungen und Berechnungen in der Röhrentechnik geschaffen. Nächstliegend war, die Gesetzmäßigkeiten der Entladung nebst den begleitenden Einflüssen rechnerisch und experimentell zu bestimmen.

Eine solche Basis stellt das schon eingangs erwähnte Raumladesgesetz (nach Langmuir/Schottky) dar:

$$J_e = K U^{3/2} \quad (25)$$

Das K ergibt sich aus den geometrischen Größen des Systems. U ist zunächst die Spannung zwischen Katode und nächstliegender Elektrode, bei Zweipolröhren, also der Anode. Befindet sich zwischen Katode und Anode ein Gitter, so übt die am Gitter liegende Spannung den wesentlicheren Einfluß auf den Stromfluß aus. Durch den zusätzlichen Anteil der Anoden Spannungseinwirkung formt sich das Gesetz in

$$J_a = K (U_g + D U_a)^{3/2} \quad (26)$$

um. (D = Durchgriff).

Zur Definition der Konstante K wäre folgendes zu sagen. Für eine ebene bzw. planparallele Anordnung, wozu im allgemeinen die indirekt geheizten Röhren zu rechnen sind, ist $K = 2,33 \cdot 10^{-6} \frac{F}{a^2}$ (worin F angenähert die Anodenfläche in cm^2 und a der Abstand Katode/Anode (bzw. Gitter) in cm bedeuten. Diese Form bedarf einer Korrektur, falls eine zylindrische Systemanordnung berechnet werden soll. Das ist in Annäherung bei den direkt geheizten Röhren der Fall, sofern der Radius der Katode mehr als 10 mal kleiner als der Anoden- bzw. Gitterradius ist. Man verwendet die korrigierte Form des $K = 14,7 \cdot 10^{-6} \frac{1}{a}$ (l = wirksame Länge der Katode (Heizfaden) in cm ; für a gilt das gleiche wie oben). Da der Faktor K natürlich je Röhrentyp unveränderlich ist, läßt sich die Raumladeformel auch so ausdrücken:

$$J_e = f(U^{3/2}) \quad (27)$$

Nicht berücksichtigt und vernachlässigt bleiben dabei einige zum Teil wichtige Faktoren, die Kennlinienverlauf und -lage zum Abweichen zwingen. Ohne auf die Bedeutung der einzelnen Bedingungen hier eingehen zu können, seien einige diesbezügliche Einflüsse stichwortartig aufgezählt: Anlaufstrom (bei $U = 0$ Volt fließt bereits Strom), Kontaktpotential, Potentialminimum (Raumladung ist negativer als Katode), Katodentemperatur und Sättigungseinwirkungen (zu beachten bei unter dem Sollwert liegenden Temperaturen oder bei verbrauchter Katodenschicht), schließlich auch die Stromverteilung und Sekundäremission (bei Mehrgitterröhren). Der Exponent des U -Gliedes variiert dann je System und nach besonderen Nebeneffekten in den Größenordnungen 1,2...2,5. Bei Trioden ist das U -Glieed angenähert quadratisch.

Berechnungen von Raumladefunktionen, bei denen alle vorkommenden Einflüsse berücksichtigt werden, bleiben den Wissenschaftlern und Mathematikern vorbehalten. Je mehr Elektroden eine Röhre besitzt, desto schwieriger gestalten sich die Rechnungen. Die mathematisch ergründbaren Funktionen lassen sich in gewissen Fällen durch dementsprechende Experimente beweiskräftig machen. Das komplizierte Ineinandergreifen der röhreninneren Feldstärken und der daraus resultierenden vor- und rückläufigen Elektronenbewegungen stellt ein weitumfassendes Untersuchungs- und Experimentierfeld dar, mit dem man sich in besonderen Abhandlungen befassen müßte. Eine ausgezeichnete zusammengefaßte Aufklärung finden interessierte Leser im Band 2 der Bücherei der Hochfrequenztechnik von Rothe und Kleen (Akademische Verlagsgesellschaft).

I. Dynamische Messungen

Der mittels Betriebsgleichspannungen aufrechterhaltene Arbeits- bzw. Ruhepunkt erfährt bei Wechselsteuerung schnelle „pendelartige“ Lagever-

änderungen. Die von den Entladungsgesetzen abhängigen Signalschwankungen lassen sich in Kennliniendiagramme einzeichnen und so veranschaulichen. Die also lediglich aus Gleichspannungsmessungen gefundenen, in ein Koordinatensystem eingetragenen Meßpunkte gestatten uns somit den Einblick in schnelle, unbeobachtete Strom- und Spannungsvariationen und ferner die grafische Ermittlung einiger Röhrenkennwerte wie Steilheit, Innenwiderstand, Verstärkung, Wechselleistung usw. Wenn auch die Aufnahme von Kennlinien als langwierig und umständlich in Kauf genommen werden muß, sofern Kennlinien nicht bereits vorhanden sind, birgt keine andere Meßmethode so vielseitige Auswertungsmöglichkeiten.

Bei Messungen jedoch, bei denen die eingestellten Gleichspannungen lediglich zur Aufrechterhaltung irgendeines Arbeitspunktes dienlich sind, lassen sich mittels Wechselspannungssteuerung Röhrenkennwerte mitunter mit großen Genauigkeiten ermitteln. Man kennt ja Messungen nach der Brückenmethode oder mittels üblicher Signalverstärkung, zu der u. a. auch die Darstellung von Kennlinien mit Hilfe des Katodenstrahloszillografen gerechnet werden kann. Verschiedene durchentwickelte Meßmethoden lassen sehr genaue Meßresultate zu, trotzdem kommen sie eigentlich zu Unrecht seltener zur praktischen Ausführung. Ihr materieller Aufwand ist oft groß und selten universell einsetzbar. Für die Fehler- und Brauchbarkeitbestimmung sind diese Verfahren weniger geeignet, vielleicht sogar unzumutbar. Aber auch im Sinne der Brauchbarkeitsbestimmung ließen sich aus Wechselspannungsmessungen einige wertvolle Merkmale gewinnen. Die diesbezüglichen Resultate tragen somit zu der Vervollständigung des Bildes über die Bewertung von Meßgrößen bei. Im großen Ganzen ist der praktische Einsatz der im folgenden beschriebenen Meßverfahren denjenigen vorbehalten, die an die Meßergebnisse besondere und hohe Anforderungen stellen.

Bestimmung von Kennwerten nach der Brückenmeßmethode

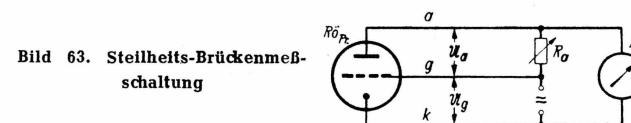
Die Möglichkeit, Steilheit, Innenwiderstand usw. nach Brückenmeßverfahren zu ermitteln, ist fast so alt (1920), wie die Röhrenmeßtechnik überhaupt. Bei den Resultaten, die durch Nullspannungsabgleich gefunden werden, ergeben sich größere Genauigkeiten (0,1...1 % Fehler) als bei den an anderer Stelle beschriebenen Differenzmessungen (statische Messungen). Bei letzteren erhält man nur bei hinreichend großen Unterschieden der Ablesewerte brauchbare Daten, während es sich bei Brückenmessungen mit geringsten Steuerwechselspannungen auskommen läßt. Einrichtungen mit Brückenmeßmethode eignen sich mit entsprechenden Schaltungsabwandlungen für die Ermittlung von Steilheit (Kurzschlußsteilheit), Durchgriff (Verstärkungsfaktor) und Innenwiderstand.

a) Begriffserklärung der Steilheitsbestimmung

Man geht von der bekannten Steilheitsbeziehung

$$S = \frac{\Delta J_a}{\Delta U_g} \quad (28)$$

aus und bringt die beiden Glieder ΔJ_a und ΔU_g in schaltungstechnische Gegenüberstellung. Prinzipiell besteht die Meßanordnung aus einer Wechselspannungsquelle mit geringem Wechsel- und Gleichstrominnenwiderstand, die an das Steuergitter der zu messenden Röhre $R_{öP_r}$ gelegt wird (U_g), während der durch U_g hervorgerufene Anodenwechselstrom an einem Außenwiderstand R_a eine Wechselspannung (U_a) erzeugt (Bild 63). Durch Variation



von R_a wird U_a gleich groß wie U_g gemacht. Da beide Spannungen röhrenbedingt um 180 Grad phasenverschoben in Serie liegen, heben sich diese bei gleicher Höhe zwischen a und k auf. Je feiner sich der einzuregelnde Widerstand bestimmen läßt, desto genauer ist das Maß der daraus zu errechnenden Steilheit. Im einzelnen gilt folgende Rechnungsüberlegung:

Eine Wechselspannung U_g (zwischen g und k) bewirkt in der Röhre einen Anodenwechselstrom $\mathfrak{I}_a = S \cdot U_g$, der an dem variablen Außenwiderstand R_a eine Anodenwechselspannung $U_a = \mathfrak{I}_a \cdot R_a = S \cdot U_g \cdot R_a$ erzeugt. Wird $U_a = U_g$ gemacht, was übrigens einer Verstärkung = 1 entspricht, ergibt sich die gesuchte Steilheit aus:

$$S = \frac{1}{R_a} \quad (29a)$$

Bei Spannungsgleichheit ist also der Außenwiderstand R_a der Steilheit reziprok. Zwischen den Punkten a und k besteht keine Spannung mehr, vorausgesetzt, daß keine phasenverschiebenden Glieder (Kapazitäten, Induktivitäten) in den Meßkreis gelegt wurden. Wie gesagt, es muß die Impedanz der Wechselspannungsquelle zwischen g und k gering gegenüber dem Widerstandswert des R_a sein, da sich sonst die Ausgangsspannung aufteilt. Das würde dann das Meßresultat verfälschen. Wenn sich die Spannungen gegenseitig zwischen a und k auslöschen, fällt auch die durchgriffsabhängige Anodenrückwirkung fort, das Meßergebnis ist immer die Kurzschlußsteilheit (statische Steilheit) der gemessenen Röhre. Als Nullspannungsanzeiger (Nullindikator) lassen sich am einfachsten Kopfhörer verwenden, besser eignen sich dazu empfindliche Katodenstrahlanzeigergeräte, wie Abstimmanzeigeröhre oder Oszillograf.

Die bisherigen Betrachtungen fanden ohne Berücksichtigung der Betriebsgleichspannungen statt, die zur Aufrechterhaltung eines Arbeitspunktes, in dem die Steilheit gemessen werden soll, notwendig sind. Die Gleichspannungen müssen in einer Weise in oder an den Meßkreis gelegt werden, daß die 180 gradige Phasenverschiebung zwischen Ein- und Ausgangsspannung gewahrt bleibt. Man muß daher die Kapazitäten von Kopplungs- und Überbrückungskondensatoren ausreichend bemessen. Im Prinzip lassen sich die Betriebsspannungsquellen, wie in Bild 64 eingezeichnet, einfügen. Um nicht zu hohe Kapazitätswerte (z. B. C_g , C_a) verwenden zu müssen, wählt man eine nicht allzu geringe Meßfrequenz. Andererseits dürfen Schalt- und Schaltgliederkapazitäten und -induktivitäten noch keine Rolle spielen. Am besten eignen sich Frequenzen zwischen 2000 und 6000 Hz.

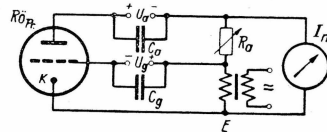


Bild 64. Meßschaltung mit Betriebsgleichspannungen

Die Steuerwechselspannung (U_g) soll klein sein (50...200 mV). Höhere Steuerspannungen verursachen infolge Kennlinienkrümmung Oberwellen, lassen keinen Nullabgleich zu und erzeugen ein abweichendes Steilheitsmaß, hingegen können zu kleine Spannungen von fremden Spannungspotentialen, insbesondere dem Netzbrummen seitens der Heizung oder Einstreuen der Meßfrequenz an nicht gewünschten Stellen, gestört und überlagert werden. Damit ist die Genauigkeit der Messung in Frage gestellt. Um den Einfluß fremder Störpotentiale fernzuhalten, sind längere Zuleitungen im Meßkreis zu vermeiden. Ferner ist dafür zu sorgen, daß in den vom Anodenwechselstrom beschickten Leitungen außer R_a keine merklichen Widerstände liegen. Besonders bei Röhren niederen Innenwiderstandes (steile Endtrioden) ergeben sich dann Meßungenauigkeiten. Sofern Widerstände zwischen Katode K und Anschluß der Brücke E (in Bild 64) auftreten, verursachen diese bei Anodengleichstrom und Anodenwechselstrom Spannungsabfälle. Vor allem würde sich der Wechselspannungsabfall zu der Gitterwechselspannung addieren und eine geringere Gitterspannung zwischen Katode und Gitter entstehen lassen (da durch Anodenwechselstrom hervorgerufen, ist die Fehlspannung der Gitterspannung gegenphasig!). Das führt zu einer scheinbaren Verringerung der Steilheit, wie das auch Versuche bestätigen. Die auftretenden Toleranzen lassen sich etwa in folgende vereinfachte Form kleiden:

$$S = S_M (1 + S_M \cdot R_k) \quad (30)$$

(S_M = gemessene Steilheit; R_k = Widerstand zwischen Katode und Meßkreis.)

Da längere Zuleitungen unzuweckmäßig sind, weil sie bei steilen Röhren die Gefahr der Selbsterregung begünstigen, Entkopplungswiderstände sich aber nicht einfügen lassen, eignet sich vorliegendes Verfahren nicht sonderlich für den raumbenötigenden Aufbau eines Universal-Röhrenprüf- und -meßgerätes. Auf diesen Punkt kommen wir später noch zu sprechen.

b) Ausarbeitung einer praktisch verwertbaren Meßschaltung

Die Schaltweise nach Bild 64 ist mit Nachteilen verbunden, da infolge des durch R_a fließenden Katodenstroms Gleichspannung verloren geht. Dieser ständig zu berücksichtigende Abfall der Gleichspannung erschwert die Meßarbeit. Durch Trennung der Betriebsspannungen vom Meßkreis ließe sich die Arbeitsweise bessern, jedoch wurde eine dementsprechend abge-

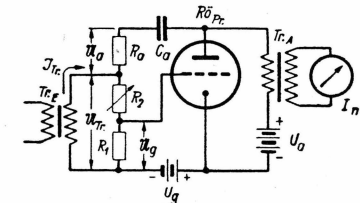


Bild 65. Bessere Steilheits-Brückenmeßschaltung

wandelte Schaltung durch eine andere in der Fachliteratur vorgeschlagene ähnliche Schaltungsart verdrängt. Eine praktisch brauchbare Schaltung, die ein angenehmes Messen erlaubt, ist in Bild 65 dargestellt.

Auch diesmal wird durch eine Gitterwechselspannung ein Anodenwechselstrom $I_a = U_g \cdot S$ erzeugt, der an dem hier festen Außenwiderstand R_a eine Anodenwechselspannung $U_a = I_a \cdot R_a$ hervorbringt. U_g ist ein Teil der Generatorspannung U_{Tr} und infolge veränderlicher Spannungsteilung an den Widerständen R_1 und R_2 so eingeregelt, daß $U_a = U_{Tr}$, also die verlangte Spannungsgleichheit herrscht. Die Steilheit errechnet sich auf Grund folgender Überlegungen:

$U_{Tr} = I_{Tr} (R_1 + R_2)$ wird in Brückenmessung gleich

$U_a = I_a \cdot R_a = S \cdot U_g \cdot R_a = S \cdot I_{Tr} \cdot R_1 \cdot R_a$ gemacht.

Daraus ergibt sich die Steilheit zu

$$S = \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_a} \quad (31 a)$$

Da die Steilheit hier proportional der Summe $R_1 + R_2$ ist (da R_1 [und R_a] konstant, ist $S = f [R_2]$), läßt sich der Regelwiderstand linear in Steilheits-

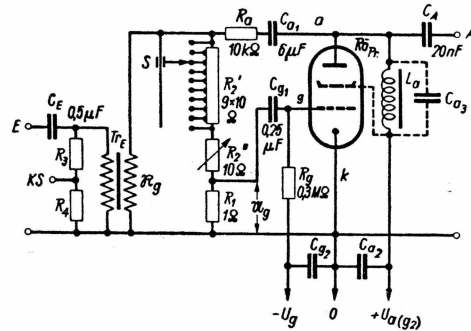


Bild 66. Praktischer Aufbau nach Bild 65

werten eichen. Er kann in Verbindung mit einem Feinregler als Stufenregler ausgeführt sein, wodurch eine größere Einstellgenauigkeit ermöglicht wird. Je größer die Einstell- und Meßgenauigkeit der Widerstände, desto geringer wird der Fehler des mittelbar bestimmten Steilheitsmaßes sein.

Die Meßröhre $RöP_r$ erhält ihre Anodenspannung über eine hohe Impedanz (z. B. Primärwicklung eines dementsprechend angepaßten Nf-Transformators), die Gittergleichspannung (negativ) wird über einen zulässigen Widerstand R_g (ca. $0,3 \text{ M}\Omega$) an das Steuergitter geführt (Bild 66). Die Kopplungskapazitäten C_{a1} und C_{g1} und die Überbrückungskapazitäten C_{a2} und C_{g2} dürfen den durchfließenden Wechselströmen keinen merklichen Widerstand entgegensetzen.

c) Günstige Bemessung von R_1 , R_2 und R_a

Der Meßbereich der Steilheit ist durch die Größe von R_a nach unten (S_u), durch das größtmögliche Verhältnis von $R_2 : R_1$ nach oben begrenzt (siehe Diagramm Bild 67). Machen wir R_a größer, lassen sich kleinere Steilheiten messen. Wird R_2 zu Null, ist

$$S_u = \frac{1}{R_a} \quad (29 \text{ b})$$

Diese Formel ist uns aus vorhin Gesagtem bekannt. Führen wir ein Variationsverhältnis $R_2 : R_1$ bis 100 durch, wäre der obere Ablesewert $100 S_u$. Unzweckmäßig ist es, $R_2 : R_1 > 100$ werden zu lassen, da dann der Frequenzgenerator (bzw. Sekundärwicklung eines Nf-Transformators) einer sehr unterschiedlichen Belastung unterworfen würde, was an $R_1 + R_2$ allzu große Spannungsunterschiede nach sich zieht. Die Meßspannung soll sich aber aus schon erwähnten Gründen nur innerhalb bestimmter Grenzen bewegen, um die Eindeutigkeit des Meßergebnisses zu garantieren.

Das Übersetzungsverhältnis des Transformators Tr_E ist soweit wie möglich der R_1/R_2 -Widerstandskombination anzupassen; gegebenenfalls macht man die Wicklung umschaltbar. Schließlich ist von Bedeutung, daß $(R_1 + R_2)$ klein gegenüber R_a bleibt. Damit nicht merkliche Verdrahtungswiderstände die Messung ungünstig beeinflussen können, wählt man R_1 mit mindestens 1Ω . Wir kommen daher zu einer Festlegung der Widerstände, die vorteilhaft so aussieht:

$$R_1 = 1 \Omega,$$

$$R_2 = 0 \dots 100 \Omega \text{ (variabel),}$$

$R_a = 10 \text{ k}\Omega$, wenn wir gebräuchliche Steilheiten zwischen $10 \dots 0,1 \text{ mA/Volt}$ ermitteln wollen. Die Eichung der Meßeinrichtung geschieht nach:

$$S = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{R_a} \text{ bzw. da } R_1 = 1; S = \frac{1 + R_2}{R_a} \quad (31 \text{ b})$$

(S in Amp., R in Ω).

Übrigens ist es gleichgültig, welche Generatorausgangs impedanz R_g den beiden Widerständen R_1 und R_2 parallel liegt, da diese in die Rechnung nicht einbezogen werden muß. Um feine Einstellung und genaues Ablesen zu ermöglichen und die Übersichtlichkeit zu erhöhen, unterteilt man R_2 in 9 feste Stufen je 10Ω und in einen stetig einstellbaren Regler 10Ω . Die Stufen stellen die ganzzahligen Steilheitswerte dar, der Regler die Dezimalstellen. Wird z. B. die Steilheit von 5 gemessen (siehe in Bild 67 eingezeichnetes Beispiel), so sind mit R_2 40Ω in Stufen und 9Ω mit dem Regler eingestellt worden. Für 9Ω erhält der Regler die Eichung 1, für 8Ω die Eichung $0,9 \dots$, für 0Ω : $0,1$. Diese Werte werden der Grobeinstellung zugezählt.

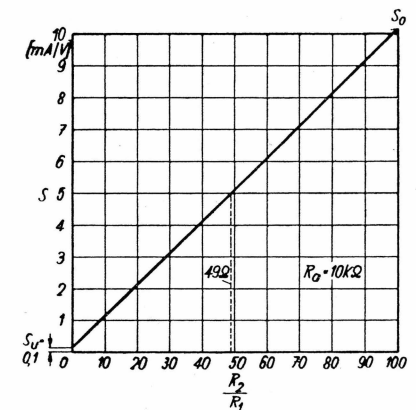


Bild 67. Eichkurve für die Einrichtung nach Bild 66

Zu vermeiden sind außer der zwangsläufigen Dämpfung durch die Meßröhre dämpfende Widerstände parallel der Kombination $R_a + R_2 + R_1$, weil die Schärfe des Nullabgleiches darunter leidet. Die Ankopplung an den Nullspannungsanzeiger ist mit ausreichender Impedanz zu versehen, ohne damit dem Gleichstromweg des Anodengleichstroms einen merklichen Widerstand entgegensetzen zu dürfen. Versuchsweise ergab sich, daß ein auf die Meßfrequenz abgestimmter Resonanzkreis (in Bild 66 angedeutet) beide Forderungen in weitem Maße erfüllt. Seine Einstellung ist nicht allzu kritisch, da dieser Kreis durch Widerstandskombination und Röhren geringen Innenwiderstandes Breitbandeigenschaften besitzt.

Für den Fall, daß eine Meßwechselspannung mit verlangt niedrigem Innenwiderstand nicht vorhanden ist, fügt man eine Stufe mit niederohmigem Ausgang zwischen Tonfrequenzgenerator und Meßschaltung ein (Bild 68).

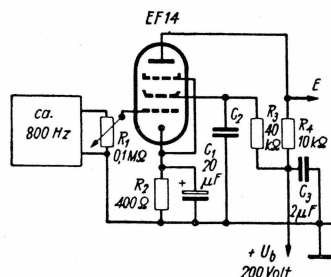


Bild 68. Vorverstärker für Einrichtung nach Bild 66

Als Ankopplungstransformator (Tr) kann ein als Ausgangsübertrager gebräuchlicher Typ verwendet werden.

Für die Bestimmung von Steilheiten unter 0,1 mA/Volt, z. B. für die Aufnahme der Steilheitskurven von Regelröhren ist R_a dementsprechend zu vergrößern. Neben exaktem Aufbau der Meßschaltung verdient besonders die Ankopplung an den Nullspannungsanzeiger Beachtung; es ist dafür Sorge zu tragen, daß ein ausreichend hoher Wechselstromwiderstand in den Gleichstromkreis gelegt wird.

Solange kein positiver oder negativer Gitterstrom zu erwarten ist, eignet sich der beschriebene Aufbau für die Bestimmung der Steilheit oder des Steilheitsverlaufes des negativen Gitterspannungsbereiches aller Ein- und Mehrgitterröhren.

d) Steilheitsermittlung bei direkt geheizten Röhren

Diese Brückenordnung funktioniert mit ihrer prägnanten Genauigkeit nur solange, wie sich in Röhren Äquipotentialkatoden befinden, sie ist zunächst wenig geeignet für direkt geheizte Röhren. Wenn früher betont

wurde, daß in den Zuleitungen zur Katode keine merklichen Widerstände auftreten dürfen, so ist diese Forderung bei direkt geheizten Röhren praktisch unerfüllbar, da allein schon der Faden einen beachtlichen Querwiderstand besitzt. Soll zudem der Faden mit Wechselstrom geheizt werden, lassen sich in der Katodenzuleitung liegende Widerstände (Entbrummer) nicht umgehen. Die unvermeidliche Überlagerung der Meßfrequenz durch den Heizwechselstrom läßt sich mittels „Entbrummer“ weitgehend unterdrücken. Man wird letzteren so klein wie möglich wählen, soweit es die Belastbarkeit der Heizstromquelle zuläßt (ca. 10 Ω und darunter). Als Nullspannungsanzeiger ist hier der Katodenstrahloszillograf besonders geeignet, da er Störfrequenzen von der Meßfrequenz zu unterscheiden gestattet. — Batterieröhren setzt man zweckmäßig und sinngemäß mit Gleichstromheizquelle in Betrieb und schließt den Meßkreis einseitig an den Faden an.

e) Nullspannungsanzeiger

An den Nullspannungsanzeiger (Indikator) sind folgende zwei Mindestanforderungen zu stellen:

1. In der Nähe des Nullpunktes große Anzeigeempfindlichkeit;
2. Unempfindlichkeit gegen Überspannungen.

Am besten eignen sich hierzu Katodenstrahlanzeigergeräte.

1. Abstimmanzeigeröhren („Magisches Auge“)

In Verbindung mit der Röhre AM 2 (Abstimmanzeigeröhre mit Steuergitter im Leuchtsystem) ist eine von Telefunken entwickelte Schaltung bekannt, die eine besonders hohe Empfindlichkeit bei kleinen Meßspannungen aufweist (Bild 69; siehe auch Limann, Prüffeldmeßtechnik § 31). Bei kleinen Spannungen ist eine Empfindlichkeit von ca. 1 mV je Grad Leuchtwinkeländerung zu erzielen. Die günstige Arbeitsweise der Schaltung als Nullspannungsanzeiger wird durch das nach außen geführte Steuergitter des Anzeigesystems möglich, das die bereits verstärkte Meßspannung von dem

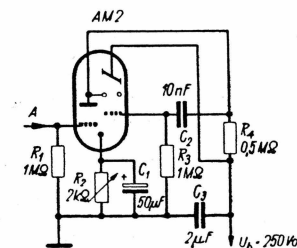


Bild 69. Nullspannungsanzeiger mit AM 2

mit geringem Durchgriff ausgestatteten Triodenteil ($D = 2\%$) bezieht. Da das Triodensystem eine zusätzliche Anzeigesteuerung infolge Spannungsänderung an der Anode und den damit verbundenen Steuerstegen bewirkt, wird die Anzeigeempfindlichkeit beträchtlich gesteigert. In zweifacher Hinsicht wird eine Spannungsübersteuerung vermieden. Erreicht die verstärkte Wechselspannung am Gitter des Leuchtsystems die Größe der einstellbaren Gittervorspannung, tritt eine Gegenwirkung in Form von Gittergleichrichtung auf, was ein lineares Anwachsen der Meßspannung am Gitter verhindert. Der gleiche Effekt tritt ein, wenn man das Eingangssystem bis ins Gitterstromgebiet aussteuert.

2. Oszillograf

Zum Zwecke der Nullanzeige ist vom Oszillograf als ständiger Meßeinrichtung wegen des großen Aufwandes abzuraten. Zudem hat der Oszillograf naturgemäß fast lineare Anzeigeempfindlichkeit, die außerdem einer Vorverstärkung bedarf, um gute Abgleichmöglichkeiten zu gewährleisten. Als Zeitablenkung ließe sich die gleiche Frequenz wie bei der Brückenmessung verwenden. Eine ausreichende Spannung kann in Bild 66 am Punkt KS entnommen werden. Eine zeitproportionale Ablenkung mit Hilfe des meist eingebauten Kippgerätes ist nicht immer notwendig und zweckvoll. Erhalten beide Ablenkplattenpaare die gleiche Frequenz und erhalten beide form- und phasengleiche Spannungen, so bildet sich im Blickfeld der Katodenstrahlröhre eine schräg gestellte Linie, die bei Nullabgleich zur Horizontalen wird. Steht jedoch die Zeitablenkspannung nicht phasengleich zur Nullspannung, so zeichnet sich im unabgeglichenen Zustand eine Ellipse oder ellipsenartige Figur ab, die bei Nullabgleich zur Geraden wird, sofern sich keine Fremdspannungen und -frequenzen hineingemischt haben. Da bei diesem Vorgang die Ellipsenform des Elektronenstrahls durch eine Gerade durchklappt, ist eine genauere Nulleinregulierung gewährleistet.

Die Steilheit unmittelbar anzeigende Einrichtungen

Das Prinzip einer Anordnung, die die unmittelbare Anzeige von Steilheitsgrößen ermöglicht, ist in Bild 70 dargestellt. Um hier genaue Ergebnisse zu erreichen, kommt es auf äußerste Konstanzhaltung der Steuerquelle bzw.

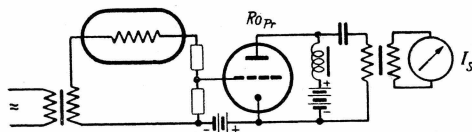


Bild 70. Meßschaltung für unmittelbare Steilheitsermittlung

der Eingangsspannung an. Desgleichen werden vom Anzeigeelement I_s konstante Anzeigegenauigkeit, Unabhängigkeit von Temperatur und anderen Einflüssen und möglichst lineare Skala verlangt. Die Bedingungen an Einzelteile und Meßwerke sind hier höher zu stellen, als das bei den vorher beschriebenen Verfahren notwendig wäre.

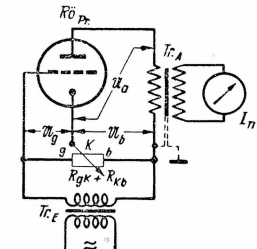
Wie bekannt wurde, wird in einem Teil amerikanischer Röhrenprüfgeräte die unmittelbare Steilheitsbestimmung als Beurteilungsmaß der Röhrenbrauchbarkeit verwendet.¹⁾ Über die Abhängigkeit der Steilheit von der Emission und die Möglichkeit, die Röhrenbrauchbarkeit daraus zu ermitteln, soll nach der anschließenden Beschreibung der Meßeinrichtungen für Durchgriff und Innenwiderstand die Rede sein.

Durchgriffs-Brückenmessung

Bei der Brückenmessung des Durchgriffes bzw. des Verstärkungsfaktors geht man von sinngemäß ähnlichen Überlegungen aus, wie bei der Steilheitsermittlung.

Das ebenfalls schon seit langem bekannte Prinzip soll an Hand des Bildes 71 erklärt werden. Eine kleine nicht übersteuerungsfähige Gitter-

Bild 71. Durchgriffs-Brückenmeßschaltung



wechselspannung U_g wird an das Steuergitter der zu messenden Röhre $R_{öPr}$ gegeben. Derselbe Wechselspannungserzeuger, der das Gitter beliefert, erzeugt am Außenwiderstand R_{kb} eine vielfach so große Wechselspannung U_b , selbstverständlich gleicher Frequenz aber gegenphasig, die mit der durch die Röhre verstärkten Spannung U_a verglichen wird. Sind U_a und U_b gleich groß, kann zwischen den Punkten A und B kein Wechselstrom fließen, demzufolge wird auch vom Instrument I_n keine Spannung angezeigt. Aus dem Verhältnis der Gitter- zur kompensierten Anodenwechselspannung errechnet sich der Durchgriff bzw. Verstärkungsfaktor der Röhre. Wir wollen auch hier eine kurze Rechnung anstellen:

Da der in $R = (R_{kg} + R_{kb})$ fließende Wechselstrom in beiden Zweigen

¹⁾ Vgl. Schweitzer, Interessante Röhrenprüfmethode, Funkschau, 1949, Heft 9.

der Brücke gleich ist, ist das Spannungsverhältnis gleich dem Widerstandsverhältnis

$$\frac{R_{gk}}{R_{kb}} = \frac{U_g}{U_b} \quad (32)$$

Ferner ergibt sich gemäß Beziehung $D = \frac{\Delta U_g}{\Delta U_a} = \frac{U_g}{U_a} = \frac{1}{\mu}$;

$$U_a = \frac{1}{D} U_g \quad \text{oder} \quad \mu \cdot U_g$$

U_b wird gleich U_a gemacht; bei gleicher Phase wird die Spannung zwischen A und B zu Null, ohne die dazwischen liegende Impedanz berücksichtigen zu müssen. Schließlich errechnet sich

$$D \text{ oder } \frac{1}{\mu} \text{ aus } \frac{U_g}{U_a} = \frac{U_g}{U_b} = \frac{R_{gk}}{R_{kb}}$$

a) Die Schaltung der Brückenordnung

Um die Minuspotentiale der Betriebsgleichspannungen an ein gemeinsames Null legen zu können, müssen diese getrennt von den Meßwiderständen an die Elektroden gelangen. Bild 72 zeigt eine verbesserte in der Art nicht unbekannte Meßschaltung. Je nachdem, ob die Meßwiderstände gitter- oder anodenseitig geregelt werden, lassen sich die Regelwiderstände linear in Durchgriffsgrößen oder Größen des Verstärkungsfaktors eichen. Die hierbei erzielbaren Genauigkeiten sind ähnlich der Steilheitsbestimmung. Um eine gute Einstellmöglichkeit und Eindeutigkeit des Meßergebnisses zu erhalten, bildet man Wechselstromwiderstände als Resonanzkreise aus, die den Anodengleichstrom ungehindert passieren lassen sollen. Dadurch werden zu befürchtende Phasenverschiebungen ausgeschaltet.

Die Schaltung ist nur für Messungen mit Trioden zweckmäßig. Bei Pentoden und anderen mit mehreren Gittern ausgestatteten Röhrensystemen, bei

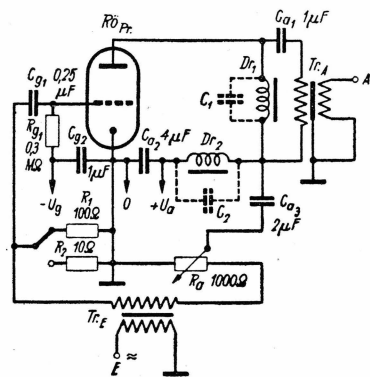


Bild 72. Praktischer Aufbau nach Bild 71

denen der Verstärkungsfaktor ein nicht mehr vom Durchgriff abhängiger Faktor ist, ergeben sich bei dieser Meßart schwer zu beseitigende Komplikationen in der Potentialverteilung. Der Durchgriff wird bei diesen Röhren aus den Kapazitätsbeziehungen der Elektroden untereinander definiert. Falls erforderlich, ermittelt man den praktisch nicht bedeutsamen Verstärkungsfaktor am besten aus dem Produkt: $S \cdot R_i$, da sich diese Größen eindeutiger bestimmen lassen.

b) Einzelteile der Meßeinrichtung

An die Bemessung der Ankopplungs- und Überbrückungskondensatoren $C_{g1,2}$, $C_{a1,2}$ sind die üblichen Anforderungen zu stellen. Da im Nullfall der Kopplungskondensator C_{a3} kaum mit Wechselstrom belastet wird, ist keine hohe Kapazität erforderlich, jedoch soll sein Wechselstromwiderstand klein gegenüber dem des Nullspannungsübertragers sein, um eine ausreichende Abgleichschärfe zu erzielen. Besondere Beachtung verdient dieser Ausgangstransformator Tr_A , der ja dem einseitig geerdeten Nullspannungsanzeiger die Abgleichspannung mitteilen soll. Um in dem auf Wechselspannungspotential liegenden Übertrager keine Verschiebestrome entstehen zu lassen und damit die Nullabgleichung zu garantieren, wäre eine doppelt statische Abschirmung zwischen den Wicklungen zweckmäßig (Bild 71). Notfalls genügt die Schaltweise, wie in Bild 72 eingezeichnet, bei der man eine Schirmung mit Null verbindet.

In einer Meßschaltung für die Bestimmung des Triodenverstärkungsfaktors wurden für $R_1 = 100 \Omega$, $R_2 = 10 \Omega$ und $R_a = 1000 \Omega$ gewählt. Dadurch sind die Anforderungen an die Abdrosselung der Anodenspannung (Dr_2) nicht groß. Die Meßbereiche sind dann bei $R_1 : \mu = 0 \dots 10$ fach und bei $R_2 : \mu = 0 \dots 100$ fach.

Brückenmessung des Innenwiderstandes

Auf Grund der bisherigen Ausführungen dürfte auch dieses Verfahren verständlich sein. Es wird die übliche Art der Wheatstoneschen Widerstandsmeßbrücke verwendet, von deren vier Brückenzeigen ein Zweig den Röhreninnenwiderstand darstellt. Die Schaltweise (Barkhausen) ist aus Bild 73 zu

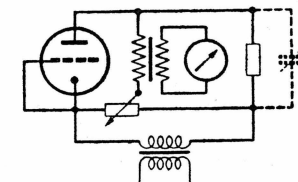


Bild 73. Innenwiderstands-Brückenmeßschaltung

ersehen. Auch hier ist das Anlegen oder Einfügen der Betriebsgleichspannungen problematisch. Die entstehenden Schwierigkeiten sind gleicher Natur wie bei den vorher beschriebenen Meßanordnungen. Da entweder die Generatorspannung oder die Nullspannungsabnahme nur an einen „geerdeten“ Ort gelegt werden kann, ist die Gefahr des Einstreuens nicht gewünschter Potentiale in die Brückenweige immer gegeben. Man wird bei der praktischen Ausführung einer Meßschaltung hier ebenfalls zu statischen Abschirmungen zwischen den Übertragerwicklungen greifen müssen. Ferner ist, wie bei jeder Wheatstoneschen Brücke, sofern man höhere Widerstände messen will, für einen Phasenausgleich zu sorgen.

Die Widerstandsbeziehungen einer Wheatstoneschen Brücke dürften als hinreichend bekannt vorausgesetzt werden.

Wir kommen noch auf eine andere und neuere Möglichkeit, Widerstände zu messen, zu sprechen, die uns für Innenwiderstandsermittlungen geeigneter erscheint. Das Prinzip ist an sich von der Brückenmethode abgeleitet.

Innenwiderstandsmessungen mit Spannungsteiler

Es soll hier zunächst der Sinn dieses Meßverfahrens an Hand des Bildes 74 a und b und einiger Rechenbeispiele erläutert werden. Es sei bemerkt,

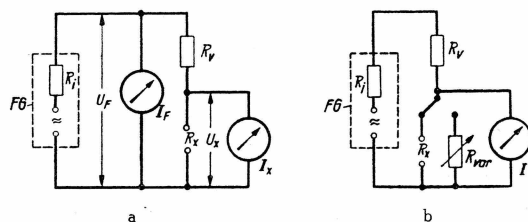


Bild 74. Widerstandsmessung mit Spannungsteiler

daß bei dieser Meßweise der Phasenwinkel der Meßglieder und Meßobjekte nicht einberechnet werden muß. Die Ausgangsspannung U_F eines Frequenzgenerators FG (bei folgender Auseinandersetzung könnte es ebenso gut eine Gleichspannung sein) wird an dem Widerstand R_v und dem noch zu ermittelnden Widerstand R_x aufgeteilt; den Innenwiderstand des Generators lassen wir zunächst unberücksichtigt (Bild 74a). Die an R_x mittels Spannungsmesser mit hochohmigem und daher vernachlässigbarem Eingangswiderstand (Röhrenvoltmeter) meßbare Spannung ergibt sich aus dem Verhältnis

$$\frac{U_x}{U_F} = \frac{R_x}{R_x + R_v} \quad (33a)$$

$$U_x = U_F \frac{R_x}{R_x + R_v} \quad (33b)$$

Der gesuchte Widerstand berechnet sich aus:

$$R_x = R_v \frac{U_x}{U_F - U_x} \quad (33c)$$

R_v ist von vornherein bekannt, U_F und U_x lassen sich mit Spannungsmessern bestimmen. Das Verfahren macht somit drei Messungen erforderlich. Dem entsprechend vervielfachen sich die Ungenauigkeiten. Da die Generatorspannung je nach Belastung infolge merklichem R_i inkonstant ist, umgehen wir ihre Bestimmung. An Stelle des aus (33c) zu berechnenden unbekannten R_x belasten wir durch einen geeichten Vergleichswiderstand R_{var} den Generator in der Weise, daß U_x in gleicher Höhe bleibt (Bild 74b). Es muß hier nicht erst bewiesen werden, daß trotz vorhandenem R_i auch U_F konstant bleibt. Da bei Spannungshöhenkontrolle der veränderliche Widerstand R_{var} so einreguliert wird, daß beim Umschalten Spannungsgleichheit herrscht, ergibt sich R_x durch Gleichsetzung von (33b) mit

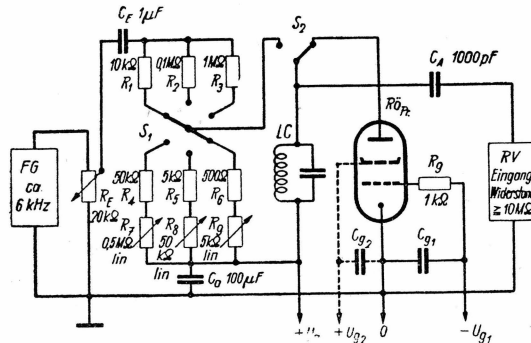
$$U_x = U_F \frac{R_{var}}{R_{var} + R_v}; \quad (34)$$

dann ist

$$R_x = R_{var}.$$

Mit entsprechenden Schaltungsabwandlungen bis zum Doppelspannungsteiler lassen sich Anordnungen für günstige Meßweise von hoch- und niederohmigen Wirk- und Scheinwiderständen aufbauen, die der Genauigkeit von Brückenmethoden mit Nullanzeige nicht nachstehen. Eine Absoluteichung des Meßwerkes I fällt auch hierbei weg.

Diese Kombination wurde gewählt, da sie sich für unseren Zweck besonders eignet. Mit Hilfe einer daraus entwickelten Meßschaltung (Bild 75) lassen sich Innenwiderstände bis zu den Daten von Anfangsstufen-Pentoden messen. Allerdings birgt das Heranführen der Betriebsgleichspannungen wie immer schaltungstechnische Schwierigkeiten in sich, welche bei besagter Schaltung weitgehend umgangen werden können. Für den Fall, daß hohe Röhreninnenwiderstände ermittelt werden sollen, sind hohe Anforderungen an den LC-Kreis zu stellen; das heißt, es ist ein größtmöglicher Resonanzwiderstand anzustreben, nicht deshalb, weil durch Parallellaufen des LC-Widerstandes zum Röhreninnenwiderstand eine Meßverfälschung zu erwarten wäre — Vergleichswiderstand und Innenwiderstand erhielten ja gleiche Dämpfung —, sondern weil die Abgleichschärfe verlorengehe und damit keine ausreichende Genauigkeit erzielt werden könnte. Ferner ist auf erstklassige Siebung und Stabilisierung der Betriebsgleichspannungen zu achten, das ist besonders bei Röhren sehr niedrigen inneren Widerstandes wichtig.

Bild 75. Praktischer Aufbau nach Bild 74 b¹⁾

Meßschaltung für Innenwiderstandsbestimmung (Bild 75)

Von einem Tonfrequenzgenerator FG wird über einen Spannungsregler eine Spannung bis 1 Volt entnommen und an die Widerstandskombination $R_1 \dots R_9$ umschaltbar gegeben. Die Widerstände liegen auf positivem Potential, um das nachfolgende Röhrenvoltmeter bei Betätigung des Umschalters S_2 vor Umschaltspannungsstößen weitgehend zu schützen, und sind vom Gleichstrom abgeriegelt, um Gleichstromüberbelastungen zu vermeiden.

Die Induktivität des LC-Kreises darf sich bei Gleichstrombelastung nicht ändern (wichtig bei Messungen von hochohmigen Innenwiderständen). Aus diesem Grunde wurde eine Meßfrequenz von ca. 6000 Hz und eine Sperrkreisinduktivität von 1 H (Ringkerninduktivität) gewählt.

Die Meßbereiche sind: $R_1, 6, 9 : 500 \dots 5500 \Omega$

$R_2, 5, 8 : 5 \dots 55 \text{ k}\Omega$

$R_3, 4, 7 : 50 \dots 550 \text{ k}\Omega$

Als Vergleichsspannungsinstrument kann man jedes Röhrenvoltmeter benutzen, das einen gegenüber den zu mesenden Röhreninnenwiderständen hohen Eingangswiderstand besitzt. Es gilt hier das gleiche, was bezüglich der Dämpfung über den LC-Kreis gesagt wurde. Die Empfindlichkeit des RV soll $\leq 0,5$ Volt Endausschlag betragen.

Mit dieser Meßanordnung konnten auch Innenwiderstände direkt geheizter Röhren (zum Beispiel der AD 1) gemessen werden. Um die verstärkten Spannungsanteile der Heizung oder anderer niedriger Störfrequenzen nicht an das RV gelangen zu lassen, kann man den Eingang des RV frequenzabhängig machen (kleineres C_A). Als Röhrenvoltmeter zum Spannungsvergleich läßt sich eine Einrichtung ähnlich der Bauart Bild 82 auch hier gut verwenden.

¹⁾ Es hat sich hier ein Schaltfehler eingeschlichen. Die beweglichen Kontakte von S_1 müssen getrennt werden; der obere ist mit dem heißen Ende des LC-Kreises zu verbinden.

Verknüpfung statischer Kenndaten

Die beschriebenen Brückenmeßmethoden einschließlich der zuletzt vorgeschlagenen Spannungsteilmethode dienen als dynamische Messungen zur Bestimmung der statischen Kennwerte:

Steilheit (S)

Verstärkungsfaktor (μ)

Innenwiderstand (R_i)

Bei praktischer Röhrenarbeitsweise verknüpfen sich diese drei Größen in der Beziehung (Barkhausen-Formel):

$$\frac{S \cdot R_i}{\mu} = 1 \quad (35)$$

Voraussetzung hierfür ist, daß sich die gekoppelten Faktoren bei einem bestimmten Arbeitspunkt ergeben, nämlich wenn U_a , U_{g1} , U_{g2} , J_a usw. konstant sind. Sind zwei Größen also bekannt, ist die dritte erklärt. Durch zwei dieser Glieder wird somit jede Röhrenkonstruktion charakterisiert (abgesehen von Aussteuerbarkeit und Leistungsfähigkeit, die von der Wahl des Arbeitspunktes und von den zugelassenen Verzerrungen abhängig sind, jedoch kann mit Hilfe besagter drei Größen auf die Art der Röhre angenähert geschlossen werden). Die statischen Kennwerte einer Röhre sind im gewissen Sinne Optimaldaten, die sich im betrieblichen Einsatz scheinbar nicht erreichen lassen. Während zum Beispiel der Verstärkungsfaktor bei Trioden durch den reziproken Wert des Durchgriffs, bei Pentoden durch das Produkt Steilheit und Innenwiderstand definiert wird, ist die eigentliche Verstärkung (Verstärkungsgrad) bei Trioden im wesentlichen durch den Durchgriff und Innenwiderstand, bei Pentoden durch Steilheit und Außenwiderstand bestimmt und stets kleiner als der aus (35) errechenbare „statische“ Verstärkungsfaktor. Ehe auf die praktische Seite der statischen Kenndaten eingegangen wird, sollen die Begriffe einer Beurteilung unterworfen werden.

Die Kenntnis der Kennwerte und ihrer Veränderlichkeit im Kennlinienfeld ist bedeutsam im Sinne der Verwendung und nicht zuletzt auch der Überprüfung von Röhren. Erst dann lassen sich deren Eigenschaften zweckvoll berücksichtigen und untersuchen.

Praktische Auswertung von Steilheitsmessungen

Es ist nicht nur angenehm, sondern entspricht ja dem Sinn des Steilheitsbegriffes, die Steilheitswerte in „einer“ Messung zu erhalten. Mittels fortlaufender Messungen längs der Kennlinien läßt sich der Steilheitsverlauf mit großer Genauigkeit aufzeichnen. Man wird feststellen, daß die Steilheit durchaus kein konstanter Faktor ist, die Bezeichnung „Röhrenkonstante“ trifft daher auch nicht zu. Abgesehen von Regelröhren, bei denen eine be-

stimmte charakteristische Steilheitsänderung verlangt wird, ist die Steilheit bei jeder Röhre betriebsdatenabhängig. Einen primären Einfluß übt der Anodenstrom aus. Wenn Röhren nicht mit den vollen Nenn-Betriebsspannungen betrieben werden (zum Beispiel bei Widerstandsverstärkung), kann man die in Tabellen und Listen enthaltenen Nennwerte nur als gemittelte Richtwerte und Vergleichsgrößen heranziehen. Daß die Steilheit im Kennlinienfeld nicht konstant ist, wird durch Differenzierung des Raumladegesetzes bewiesen. Steilheit ist ja, mathematisch gesehen, der 1. Differentialquotient des Anodenstromverlaufes:

$$S = \frac{3}{2} K U^{1/2} \text{ oder in anderer Schreibweise} \\ S = 1,5 K \sqrt{U} \quad (36)$$

Wie schon bei der Darstellung der Raumladegesetzmäßigkeiten gesagt wurde, hat auch diese Form zunächst nur elementare Bedeutung.

Um das Bild der Steilheitsdefinitionen vollständig zu machen, sei hier darauf hingewiesen, daß es neben arbeitspunktabhängiger Steilheit eine wirkliche Konstante gibt, nach der sich die absoluten Unterschiede der Röhrenkonstruktionen kennzeichnen und gegenüberstellen lassen.

Man kann bei der Differenzierung der Raumladeformel auch den Ausdruck

$$S = \frac{3}{2} K^{2/3} J_e^{1/3} \quad (37)$$

erhalten, der größere praktische Bedeutung hat, als der erstgenannte. Hier ist es vorteilhaft, an Stelle des unbekannten U-Gliedes, bei dem außer der eigentlichen außen angelegten Elektrodenspannung auch Kontakt- und Effektivpotential berücksichtigt werden müssen, die Steilheit in Abhängigkeit vom Anodenstrom zu erhalten. Das Glied $\frac{3}{2} K^{2/3}$ ergibt sich, wie schon gesagt, aus den geometrischen Beziehungen des Röhrensystems und wird in neuerer Literatur als Steilheitskonstante bezeichnet. Es versteht sich, daß die Steilheitskonstante gleich der Steilheit wird, wenn man diese bei $J_e = 1 \text{ A}$, oder in einer für uns geeigneteren Form: $J_e = 1 \text{ mA}$ ermittelt. Auf diese Weise ließe sich die Konstante K eines jeden Systems unschwer bestimmen. Natürlich sind infolge der im Gesetz nicht enthaltenen Einflüsse auf den Anodenstrom (besonders im Bereich von 1 mA) auch hier Korrekturen unumgänglich, wenn praktisch richtige Definitionen erhalten werden sollen.

Graphische Darstellung von Kennwertveränderungen

Die in den Bildern 76...78 dargestellten Messungen der Kennwertveränderungen im U_g/J_a -Feld einiger Systeme sollen uns das Charakteristische des Verlaufs vermitteln. Die experimentell gefundenen Verlaufsförmungen können

naturgemäß in der Fülle der Darstellungsmöglichkeiten nur demonstrative Bedeutung haben. Besondere Aufmerksamkeit wurde auch hierbei auf die Gegenüberstellung nicht mehr voll aktiver Röhren mit solchen geschenkt, deren Daten der fabrikatorischen Nennung entsprechen. Dem Praktiker werden es wertvolle Hinweise im Sinne einer richtigen Brauchbarkeitsbestimmung sein.

Übersichtshalber wurden bei Daten und Kurven der Index I für Röhren gewählt, die den üblichen Nenndaten entsprechen, der Index II für solche, deren Katoden nicht mehr voll emissionsfähig befunden wurden. Die prozentuale Bewertung letzterer ist einheitlich auf Grund statischer Betriebsmessung im sogenannten günstigen Arbeitspunkt festgelegt worden.

4. Meßbeispiel: RENS 1374 d

Mit Hilfe der Meßeinrichtung Bild 66 wurde eine Röhre 1374 d untersucht, deren Konstruktion etwa als ein Mittelding der im Verkehr befindlichen Röhrensysteme betrachtet werden kann. Wir können die hier herausgefundenen Merkmale gut auch auf andere Konstruktionen beziehen, seien es nun Anfangsstufen- oder steile Endstufenröhren.

Infolge Nichtlinearität der Emissionskennlinien fällt das Steigungsmaß bzw. die Steilheit der J_a -Kennlinie mit wachsender negativer Gitterspannung. Zu der Nennung einer Steilheitsgröße gehören bekanntlich die Angaben des jeweiligen Arbeitspunktes. Für jede Röhre werden vom Hersteller ein oder mehrere „günstige“ Arbeitspunkte je nach Einsatz und Verwendung bekanntgegeben, deren Kenn- und Nenndaten streng eingehalten werden sollen, um Lebensdauer und Betriebssicherheit der Röhre zu garantieren.

Für die RENS 1374 d finden wir folgende Daten:

$$U_a = 250 \text{ V}; U_{g2} = 250 \text{ V}; U_{g1} = -18 \text{ V}.$$

$$J_a = 24 \text{ mA}; S = 2,5 \text{ mA/Volt}.$$

Wenn diese Herstellerdaten nicht genau mit den gemessenen Ier-Daten in Bild 76 übereinstimmen und die Abweichungen an sich geringfügiger Natur sind, so begründet sich das in den natürlichen Streuungen einer jeden Röhre. Höhere Toleranzen treffen wir besonders bei steilen Röhren an. Das wird jedem verständlich sein, der sich von den komplizierten Herstellungsbedingungen ein Bild machen kann. Ehe man einer Röhre Datenabweichungen nachsagt, muß man sich über die Meß- und Anzeigengenauigkeit der Meßeinrichtungen vergewissert haben.

Ebenso ist die Steilheit, als Abhängige vom Anodenstrom und von der Steigung des Anodenstromverlaufes, konstruktiven Streuungen unterworfen. Steilheitsänderungen infolge von Betriebsdatenabweichungen werden jedoch naturgemäß geringer sein als Anoden- bzw. Katodenstromänderungen, da

ja die Steilheit gemäß allgemeiner Raumladegesetzmäßigkeit nur mit der dritten Wurzel aus dem Anodenstrom ansteigt.

Die bei der Messung (Bild 76) gewonnenen Meßpunkte im sogenannten günstigen Arbeitspunkt sind:

Röhre I:

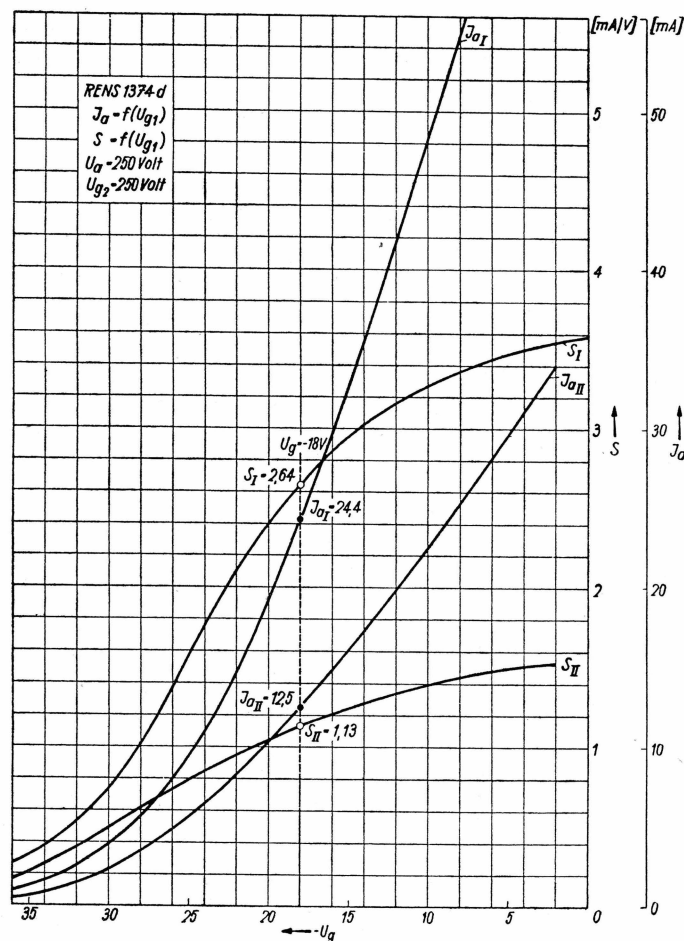
$$J_{aI} = 24,4; S_I = 2,64 \text{ mA/V.}$$

Röhre II:

$$J_{aII} = 12,5 \text{ mA; das wäre } \approx 50 \% \text{ der obigen Größe;}$$

$$S_{II} = 1,13 \text{ mA/V; das wäre etwas über } 40 \% \text{ der obigen Größe.}$$

Bild 76. Anodenstrom- und Steilheitsverlauf einer RENS 1374d



Bei höheren und niedrigeren Gitterspannungen (U_{g1}) stellen wir zwar nicht das gleiche, aber ein ähnliches Verhältnis zwischen Anodenstrom und Steilheit fest. Aus zahlreichen anderen, hier nicht erörterten Messungen gleicher Art ließ sich entnehmen, daß der Abfall beider Größen nicht immer angenähert proportional eintrat. Die Steilheitsänderung richtet sich nach der Strombeanspruchung der Katode, das heißt, die Steilheit fällt um so stärker, je niedriger die Gittervorspannung, je höher die Anodenspannung bei Trioden und die Schirmgitterspannung bei Pentoden ist. Bei stromstarken Röhren (Endröhren) wurde im allgemeinen ein größerer Abfall als bei den stromschwächeren befunden.

Es müßte bei der Untersuchung der Emissionsfähigkeit und der daraus entstehenden Auswirkungen auf die Arbeitsweise der Röhren der gesamte von der Katode ausgehende Strom (Katodenstrom) berücksichtigt werden (bei Pentoden und anderen Mehrgitterröhren also einschließlich des Schirmgitterstromes). Da sich ein Emissionsverlust bei allen Teilströmen fast gleichmäßig bemerkbar macht und der Anteil des Schirmgitterstromes bei Pentoden je nach System den dritten bis achten Teil ausmacht, genügt die Höhe des Anodenstromes oder der Anodenstromteilheit für die Beurteilung der Röhrenbrauchbarkeit. Vornehmlich bei Hexoden und Heptoden sollte man die Schirmgitterströme bei der Brauchbarkeitsbestimmung mit heranziehen.

Die Möglichkeit, an Hand einer Steilheitsbestimmung die Röhrenbrauchbarkeit festzustellen, wäre, wenn man von dem großen Materialaufwand einer universell eingerichteten Prüfeinrichtung absieht, durchaus denkbar. Die besonderen Vorteile sind: 1. Den Pentoden besser angepaßte Brauchbarkeitsbestimmung, da die Steilheit die ausschlaggebende Komponente bei der Verstärkung ist; 2. geringere Abhängigkeit von den eingestellten Betriebsdaten (Betriebsgleichspannungen).

In diesem Zusammenhang sei an die Meßschaltung in Limann, Prüffeldmeßtechnik, § 60, erinnert, in dem der Verfasser die Steilheitsmessung nach Bild 64 vorschlägt. Wie dort auch mitgeteilt, ist die konstruktiv kleine Anordnung nur für die Prüfung bestimmter Röhrengruppen, evtl. nach Herstellungsjahren und Sockelform eingeteilt, gedacht. Für Prüfmöglichkeiten anderer Röhrenklassen sollen auswechselbare Fassungs- und Kontakteinheiten zur Verfügung stehen oder gegebenenfalls angefertigt werden.

Auswertung von Messungen des Verstärkungsfaktors

Man bedient sich bei der Darstellung des Verstärkungsfaktors gleich der Steilheit eines Differenzbegriffes:

$$\mu = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_g} \quad (38)$$

Die Beziehung gilt unter der Bedingung, daß alle Betriebsdaten, vor allem der Anodenstrom, konstant bleiben. Ferner kann der Verstärkungsfaktor von einem anderen Differenzbegriff hergeleitet werden. μ ist der reziproke Wert des Röhrendurchgriffes (durchgreifende Wirkung der Anode durch das Gitter auf die Katode):

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

oder wenn der Durchgriff, wie es meist der Fall ist, in Prozenten angegeben wird:

$$\mu = \frac{100}{D \%}. \quad (39)$$

Wenn auch die Definition des Verstärkungsfaktors, er sei der reziproke Wert des Durchgriffes, bzw. die Definition des Durchgriffes, er ergäbe sich aus $\frac{\Delta U_g}{\Delta U_a}$, nicht absolut berechtigt ist, diese hat nur bei einer „idealen“ Triode volle Gültigkeit, so hat sie sich doch in Fachkreisen stark eingebürgert. Der Durchgriff ist genau genommen ein elektrostatischer Begriff

$$\left(\alpha = \frac{C_{AK}}{C_{GK}} \right) \quad (40)$$

der sich bei einer Triode in sehr guter Annäherung zur Berechnung des Verstärkungsfaktors heranziehen läßt. Der Grund, weshalb gerade hier dieser meist nur den Mathematiker interessierende Umstand zur Sprache kommt, ist in den größeren Abweichungen dieser Beziehung bei Emissionsverlust zu suchen. Wir kommen darauf noch zurück.

Zunächst soll die Ursache der besprochenen Einschränkung bei der Beziehung Verstärkungsfaktor/Durchgriff begreiflich gemacht werden. Der Durchgriff variiert entlang der Katode, da ja die Anode durch das Gitter, je nach dessen Form, Abstand und Steigung potentialmäßig verschieden durchgreifen kann. Im Betrieb bedingt das eine örtlich unterschiedliche Beanspruchung der Katode, die sich weniger stark im Schatten der Gitterdrähte, stärker in der Flucht der Gitteröffnungen auswirkt. Der effektive Durchgriff setzt sich sozusagen aus der Summe der Einzeldurchgriffe zusammen. Wird jetzt das Steuergitter soweit negativ gemacht, daß die im Gitterschatten liegenden Katodenteile am Emittieren gehindert werden, ändert sich scheinbar der Durchgriff, praktisch jedoch sein reziproker Wert: der Verstärkungsfaktor. Der Verstärkungsfaktor fällt mit zunehmender negativer Gitterspannung bzw. abnehmendem Anodenstrom rapide ab (Bild 77b, 78b). Man nennt diesen Effekt auch Inselbildung. Die Inselbildung wirkt sich bei indirekt geheizten Röhren stärker aus, daher der andersartige Verlauf

bei Röhren mit großen Gittersteigungen und kleinen Gitter-Katoden-Abständen (μ -Verlauf der AD 102 in Bild 78 b).

Bei Mehrgitterröhren hat der Durchgriff in Bezug auf Verstärkereigenschaften nichts mehr zu sagen. Er stellt hier nur noch ein aus den Elektrodenkapazitäten sich ergebenden Ausdruck dar. Der Verstärkungsfaktor von Pentoden wird durch:

$$\mu = R_i \cdot S \quad (35b)$$

erklärt. Auch diese Formel hat praktisch wenig Bedeutung, da bei einer Pentode die eigentliche Verstärkung weitgehend vom Außenwiderstand abhängig ist (insbesondere bei Endröhren), der stets kleiner als der Röhreninnenwiderstand ist.

5. und 6. Meßbeispiel: Triodenteile der UCL 11 (6 SQ 7), AD 1 (und AD 102).

Für die demonstrative Bestimmung des Verstärkungsfaktorverlaufes im Kennlinienfeld wurden einige bekannte Triodensysteme herausgesucht. Zu-

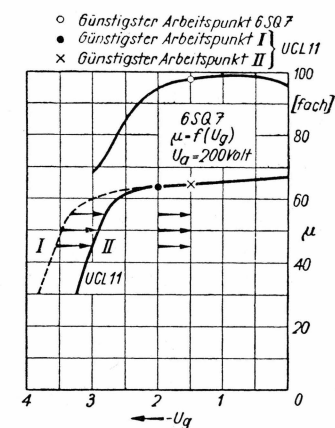
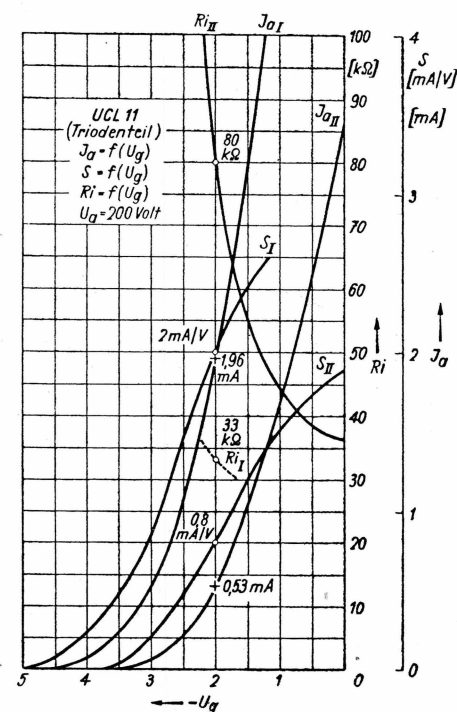


Bild 77b. Triodensysteme verschiedener Emissionsfähigkeit des Typs UCL 11, verglichen mit den Meßwerten der Röhre 6 SQ 7

Links: Bild 77a Verlauf von Anodenstrom, Steilheit und Verstärkungsfaktor des Triodenteiles der Röhre UCL 11

nächst betrachten wir die Resultate an den Triodensystemen der UCL 11 verschiedener Emissionsfähigkeit (nebst vergleichsweiser Aufzeichnung der 6 SQ 7). Beide Typen zeichnen sich bekanntlich durch einen sehr kleinen Durchgriff aus. Die in Bild 77 dargestellten I-Kurven entsprechen fast vollkommen den Tabellendaten.

Bei einem Anodenstromabfall im günstigen Arbeitspunkt auf knapp 30 % (Punkt +) sank die Steilheit auf 40 %, stieg der Innenwiderstand um das 2,5fache gegenüber den Nenndaten. (Bei den hier in Betracht kommenden Strömen spielen schon im größeren Ausmaße Anlaufstromunregelmäßigkeiten eine Rolle). Der Verstärkungsfaktor hingegen bleibt sowohl innerhalb eines gewissen Teiles des Gitterspannungsbereiches, wie bei Anodenstromverringerung (bei konstantem Verhältnis der Gitter zur Anodenspannung) praktisch auf gleicher Höhe. Erst im Gebiet höherer negativer Gitterspannung zwingt die Inselwirkung dem Verstärkungsfaktor, bei Emissionsverlust dann bereits bei kleineren Gitterspannungen (Bild 77 b), eine abfallende Tendenz auf. In einem solchen Fall (vergleiche die Anmerkungen Seite 95) müßte man vorteilhafterweise den Arbeitspunkt ein wenig in Richtung ansteigenden Anodenstroms verschieben.

Wir kommen zu der nicht uninteressanten Feststellung, daß der Verstärkungsfaktor auch beim Nachlassen der Katodenaktivität zunächst in voller Höhe bestehen bleibt. Da zudem Trioden in Anfangsverstärkerstufen nur mit geringer Aussteuerung betrieben werden, können Verzerrungen nicht merk-

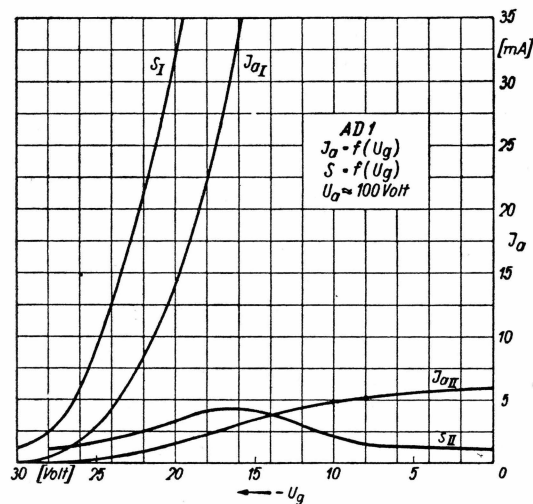


Bild 78a. Verlauf von Anodenstrom, Steilheit, der Endröhre AD 1

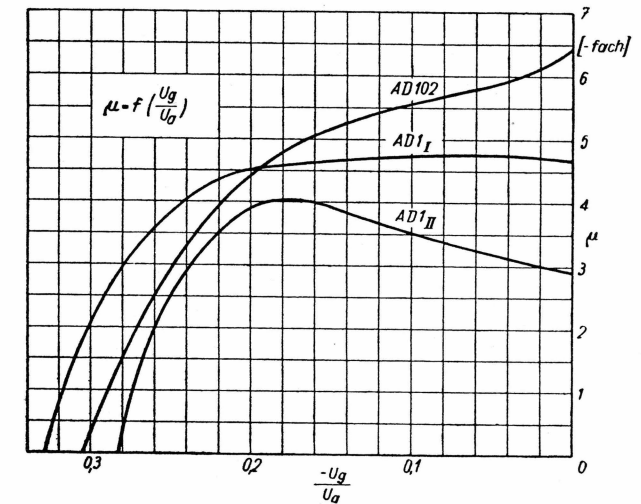


Bild 78b. μ -Meßwerte zweier Röhren AD 1 im Vergleich zu AD 102

lich ansteigen. Hiermit findet eine Erscheinung ihre Aufklärung, die dem Reparaturtechniker, wenn auch nur unbewußt, bekannt sein dürfte. Wenn bei älteren Radioempfängern, die fast ausschließlich mit Trioden bestückt sind, infolge nachgelassener Katodenaktivität auch in mehrere Stufen neue Röhren eingesetzt werden, vermißt man oft die erwartete Empfindlichkeits-erhöhung.

Wie sieht es nun bei Endtrioden aus? Endtrioden sind ja ausgesprochene Leistungserzeuger, ihre Verstärkereigenschaften verdienen erst in zweiter Linie Beachtung. Die negativen Auswirkungen eines Emissionsverlustes liegen auf dem Gebiet des Verzerrungsgrades, wovon später die Rede sein soll. Im Anschluß an die oben angestellten Überlegungen soll in folgenden Ausführungen ein besonders krasser Fall abgefallener Emission untersucht werden, der die stark veränderten Kennwertebeziehungen bei vollständigem Verlust der Katodenleistung beleuchten soll.

In Bild 78 stehen sich zwei Röhren AD 1 in einem Emissionsverhältnis ca. 20 : 1 gegenüber. Durch die Darstellung der Ier-Kurven wird uns die Verknüpfung der drei Kennwerte: Steilheit, Verstärkungsfaktor und Innenwiderstand besonders veranschaulicht. Infolge starker Sättigungseinwirkung beim Anodenstrom der Röhre II wendet sich im negativen Gitterspannungsbereich $< 17 \text{ V}$ die Steilheit wieder niedrigeren Werten zu. Die Steilheit (II) und der Verstärkungsfaktor (II) haben ungefähr bei 17 V ein Maximum, der

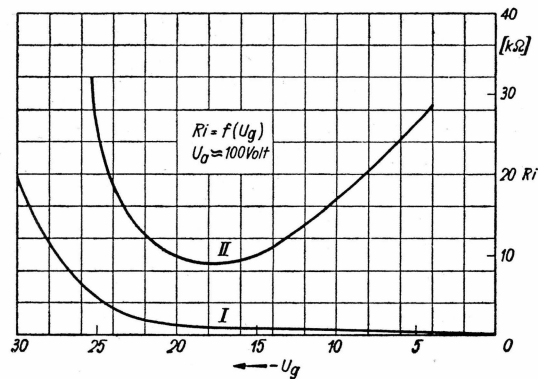


Bild 78c.
Innenwiderstands-Verlauf
der AD 1

innere Widerstand (II) dafür ein Minimum. Den Abstieg des Astes der μ -Kurve in positiver Richtung wird man auf folgende Weise deuten müssen. Je positiver das effektive Potential wird, das sich auf die Katode auswirkt, desto mehr Schichtstellen der Katode gehen in den Sättigungszustand über. Das bedeutet eine Verringerung der aktiven Katodenoberfläche und, ähnlich der Inselbildung bei hoher negativer Gitterspannung, eine scheinbare Vergrößerung des Durchgriffes. In Wirklichkeit ändert sich nur die Beziehung des Verstärkungsfaktors.

Röhreninnenwiderstand

a) Trioden

Bei Trioden ist der innere Widerstand funktionsmäßig aus (36) gegeben:

$$\frac{1}{S \cdot D} = \frac{\mu}{S} = Ri$$

oder als Differenzbegriff:

$$Ri = \frac{\Delta U_a}{\Delta J_a} \quad (\text{bei } U_g \text{ const.})$$

Der innere Widerstand ist im Kennlinienfeld in weitem Maße inkonstant und wird um so größer, je kleiner die Steilheit bzw. der Anodenstrom wird.

Bezüglich Emissionsverschlechterung steigt der innere Widerstand an (vergleiche Verlauf des inneren Widerstandes in Bild 77). Das bedeutet eine Verlagerung der Betriebsbedingungen.

b) Pentoden

Der dynamische Innenwiderstand der Pentode resultiert aus zwei Widerstandskomponenten:

$$\frac{1}{Ri} = \frac{1}{RiP} + \frac{1}{RiV} \quad (42)$$

Zunächst erklärt sich der innere Widerstand ähnlich bei Trioden aus Steilheit und Durchgriff. Nur müssen wir bei der Mehrgitterröhre die durchsteuernden Wirkungen der Elektrodenspannungen durch die vorgelagerten Gitter zur Katode berücksichtigen. Man schreibt

$$\frac{1}{RiP} = \frac{q}{1+q} S_{ges} \cdot D_{3;2} \cdot D_{4;3} \cdot D_{5;4} \quad (43)$$

Die einzelnen Größen nennen sich darin: S_{ges} = die gesamte Steilheit (des Katodenstromes), $D_{3;2}$ = das Maß der durchgreifenden Steuerwirkung der Elektrode 3 (Schirmgitter) durch die Elektrode 2 (Steurgitter), $D_{4;3}$ = desgleichen des Bremsgitters durch das Schirmgitter u. s. f. q stellt das Verteilungsverhältnis der stromführenden Elektroden dar, praktisch die Stromverteilung auf das Schirmgitter und die Anode:

$$\frac{J_5}{J_3} = \frac{J_a}{J_{g2}}$$

Das Zusatzglied $\frac{q}{1+q}$ in (43) besagt, daß sich die Stromänderung an der Anode um diesen Betrag vermindert.

Die mathematische Erklärung von RiV läßt sich schwieriger darstellen, wir beschränken uns auf eine kurze qualitative Definierung. Der Stromverteilungswiderstand RiV ergibt sich zunächst aus der Bedingung, daß $J_3 + J_5 = J_{ges}$ konstant bleibt. Je kleiner J_3 gegenüber einem gegebenen Anodenstrom J_5 , je größer also das Stromverteilungsverhältnis q , desto größer ist RiV . Die Stromverteilung selbst ist abhängig von einer aus den geometrischen Beziehungen der Elektroden untereinander sich ergebenden Konstante und dem Verhältnis der angelegten Spannungen. Hat das Bremsgitter Nullpotential, schreiben wir vereinfacht:

$$q = \frac{J_5}{J_3} = f \left(\frac{U_5}{U_3} \right) \quad (44)$$

Es verdient Beachtung, daß das Verhältnis der Stromverteilung in beiden Widerstandskomponenten eine Rolle spielt. Bei der Konstruktion von Pentoden ist dieser Umstand von ausschlaggebender Bedeutung. Mit Rücksicht auf die Niedrighaltung der Elektrodenkapazitäten werden Anfangsstufenpentoden so gebaut, daß q zwischen 2 und 4 zu liegen kommt. Der Einfluß der Komponente RiP wird dadurch hinreichend klein gehalten, oder auch anders ausgedrückt, RiP bleibt dann noch merklich größer als RiV . Wenn bei Anodenspannungen $U_a \geq 50 \text{ V}$ die Stromverteilung q als konstant betrachtet werden kann, ergibt sich in Verbindung mit den ebenso konstanten geometrischen Elektrodenabmessungen die Form

$$RiV = b \frac{U_5}{J_5} \quad (45a)$$

b ist hier eine konstante Größe, die aus q und der geometrischen Röhrenanordnung resultiert und als Innenwiderstandskonstante bezeichnet wird. Da, wie es praktisch meistens der Fall ist, R_{ip} gegenüber R_{iv} vernachlässigt werden kann ($R_{ip} \gg R_{iv}$), wird der Innenwiderstand durch b und die Gleichspannungs- bzw. -stromwerte $U_5 = U_a$ und $J_5 = J_a$ definiert, so daß

$$R_i \approx b \frac{U_a}{J_a} \quad (45b)$$

wird.

Der dynamische Widerstand muß demnach einen fast linearen Verlauf aufzeigen und unterscheidet sich vom Gleichstromwiderstand lediglich durch das konstante b-Glied.

II. Die praktische Verstärkung bei Radoröhren

Von den Verstärkereigenschaften einer Röhre interessiert den Funkpraktiker schließlich die tatsächliche Verstärkung, die sich bei der jeweiligen Verwendung ergibt. Bei der Berechnung und Beurteilung von Verstärkern müssen die maßgeblichen Einflüsse berücksichtigt werden, wie Steilheit, Durchgriff bzw. Verstärkungsfaktor, Röhreninnen- und -außenwiderstand (einschließlich Kopplungsglieder zur nachfolgenden Stufe oder Anschlußglied z. B. Lautsprecher) und u. a. Frequenzabhängigkeit. Zum Unterschied von dem aus den statischen Beziehungen hergeleiteten Verstärkungsfaktor μ als absolut maximale, praktisch jedoch nicht erreichbare Verstärkerziffer, wird die eigentliche Verstärkung als Verstärkungsgrad, mit $\mathfrak{S}$ dargestellt, bezeichnet. Da wir es fast immer mit einer Erhöhung von Wechselspannungen zu tun haben, ist der Ausdruck Spannungsverstärkung von dementsprechender Bedeutung. Diese wirkliche Verstärkung wird durch das Verhältnis der am Röhrenaußenwiderstand erzeugten und meßbaren Ausgangsspannung U_a zur Eingangsspannung U_g erklärt.

$$\mathfrak{S} = \frac{U_a}{U_g} \quad (\text{Verstärkungsgrad in -fach}) \quad (46)$$

Solange die gitterseitig zu verarbeitende Wechselspannung oder das Frequenzgemisch klein ist, solange kann der für die Aussteuerung in Frage kommende Teil innerhalb des stets gekrümmten Kennlinienverlaufes gradlinig aufgefaßt werden. Eine merkliche Bildung von Oberwellen und Kombinationsfrequenzen bleibt somit bei den folgenden Überlegungen außer Betracht. Für diesen Fall lassen sich die bekannten Differenzausdrücke

$$\begin{aligned} \Delta U_a &= U_a; \\ \Delta U_g &= U_g; \\ \Delta J_a &= \mathfrak{S}_a \quad \text{setzen.} \end{aligned}$$

Übersichtshalber seien hier die Verzerrungen infolge Elektronenlaufzeit erwähnt, die bei der Beurteilung von Verstärkereffekten bei den jetzt immer mehr in den Vordergrund des Interesses rückenden sehr hohen Frequenzen eine Rolle spielen. Das bedingt besondere Röhrenkonstruktionen, die wir hier noch unberücksichtigt lassen müssen.

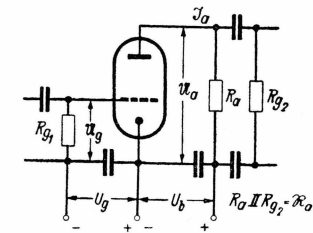
Kaum ein Gebiet der Röhrentechnik ist in der Fachliteratur so ausführlich behandelt worden, wie die Röhrenverstärkung. Wir wollen daher auf langwierige elementare Erklärungen verzichten und uns auf die Darstellung rein prüf- und meßtechnischer Belange beschränken. Gleichzeitig sollen die Verhältnisse, die sich bei Emissionsminderung ergeben, besonders untersucht werden.

Grundformeln der Verstärkertechnik

a) Spannungsverstärkung

Bild 79 zeigt die grundsätzliche Schaltungstechnik einer Röhrenverstärkerstufe. Aus bekannten Gründen erhält das Steuergitter eine negative Gitter-

Bild 79. Schaltungstechnik einer Verstärkerstufe



vorspannung U_g . Die Gleichspannungen U_g und U_b , die zur Aufrechterhaltung eines für günstig befundenen Arbeitspunktes bzw. Ruhepunktes dienen, lassen wir bei den folgenden Auseinandersetzungen über die Wechselspannungs- und -stromvorgänge unberücksichtigt.

Solange $R_a = 0$ wäre, gilt die bereits bei der Steilheitsmessung kennen gelernte Formel $\mathfrak{S}_a = S \cdot U_g$. Um zum Zwecke der Spannungsverstärkung einen verstärkten „Spannungswert“ zu erhalten, ist der Widerstand R_a eingefügt. Die daran abfallende Signalschwankung stellt die Ausgangswechselspannung $U_a = -\mathfrak{S}_a \cdot R_a$ dar. Das negative Vorzeichen rührt von der Eigenart der Röhrenarbeitsweise her. Ist nämlich der Momentanwert der Gitterspannung im Ansteigen begriffen, nimmt R_i ab, jedoch $\mathfrak{S}_a$ zu, während U_a abfallende Tendenz zeitigt. Mit U_a ist die Generatorspannung der Röhre gemeint. Die Summe der an der Röhre und am Außenwiderstand jeweils vorhandenen Augenblickswerte der Spannungen ist stets Null. Aus der

Röhrenarbeitsweise erklärt sich auch die 180gradige Phasenverschiebung zwischen Gitter- und Anodenspannung einerseits und Anodenspannung und -strom andererseits, die solange Gültigkeit hat, wie phasenreine Widerstände benutzt werden (z. B. bei Resonanzverstärkung und von gewissen Einschränkungen abgesehen bei der Widerstandsverstärkung), wobei der Gleichstromwiderstand nicht unbedingt von gleicher Größe wie der Wechselstromwiderstand sein muß. Aus Gründen der Vereinfachung nehmen wir bei den folgenden Betrachtungen den phasenreinen Zustand der Außenwiderstände an und schreiben hierfür R_a .

Nun übt nicht nur die Gitterspannung auf den Anodenstrom eine steuernde Wirkung aus. Der Einfluß der Anodenspannung hat die Größe $D \cdot U_a$ oder besser dargestellt $\frac{U_a}{\mu}$. Zusammen mit der Gitterwechselspannung ergibt sich der Anodenwechselstrom aus

$$I_a = S \left(U_g + \frac{U_a}{\mu} \right) \quad (47a)$$

Benützen wir die bekannte Barkhausen-Formel (35) und setzen die diesbetreffenden Beziehungen unter Berücksichtigung, daß $\Delta U = U$ usw., in (47a) ein, so erhalten wir zunächst:

$$I_a = S \cdot U_g + \frac{1}{R_i} U_a = \frac{\mu}{R_i} U_g + \frac{1}{R_i} U_a \quad (47b)$$

Um den Verstärkungsgrad als Funktion der Röhrenkennwerte und des Außenwiderstandes R_a zu erhalten, werden U_g , U_a und I_a eliminiert. Wenn für $I_a = -\frac{U_a}{R_a}$ und für $-\frac{U_a}{U_g} = \mathfrak{B}$ gesetzt wird, bekommen wir den Verstärkungsgrad zu

$$\mathfrak{B} = \mu \frac{R_a}{R_i + R_a} \quad (48)$$

oder

$$\mathfrak{B} = S \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a} \quad (49)$$

In letzterer Gleichung bezeichnet man das Glied $S \frac{R_i}{R_i + R_a}$ auch als dynamische oder Arbeitssteilheit S_d ; dann ist

$$\mathfrak{B} = S_d \cdot R_a \quad (50)$$

Die drei umrandeten Formeln (48), (49), (50) haben für jedes Röhrensystem grundsätzliche Gültigkeit, sie lassen sich im einzelnen je nach Merkmalen in Röhrenkonstruktion und Verstärkerart anwenden. (48) eignet sich für

die Ermittlung von $\mathfrak{B}$ bei Trioden. Da man $\mu = \frac{1}{D}$ in üblichen Aussteuerungsgrenzen annähernd konstant annehmen darf und der Durchgriff einer Triode als Charakteristikum für die Spannungsverstärkung gebräuchlich ist, erkennt man aus (48), daß $\mathfrak{B}$ mit zunehmendem Verhältnis $R_a : R_i$ steigt. $\mathfrak{B}$ würde bei $R_a \rightarrow \infty$ gleich μ werden. Praktisch ist jedoch ein sehr hohes R_a undenkbar. Da dieses nur im ohmschen Zustand sehr groß gemacht werden kann, würde der Anodenstrom zu schwach werden und der Arbeitspunkt in das Gebiet der unteren Kennlinienkrümmungen wandern. Damit verliert aber auch die Konstanz und Größe des μ ihre Gültigkeit. Für reine Spannungsverstärkung macht man zweckmäßig R_a (bzw. R_a) ca. 5...10 R_i groß. Damit werden auch die Bedingungen der Frequenzlage berücksichtigt.

(49) ist für die Beurteilung der Verstärkung bei Pentoden benutzbar. Da bei Pentoden R_i stets größer als R_a ist, wird die Spannungsverstärkung im wesentlichen durch Steilheit und Außenwiderstand erklärt. Da bei Anfangsstufen $R_a \ll R_i$, ist die Verstärkung einfach aus $\mathfrak{B} = S \cdot R_a$ definiert.

Somit ließe sich an Stelle von S_d in (50) die statische Steilheit setzen. Das ist bei Pentoden durchaus verständlich, da bei ihnen die Anodenrückwirkung $\frac{U_a}{\mu} \rightarrow 0$ und die statische U_g / I_a -Kennlinie gleich den Arbeitskennlinien angesehen werden können, jedoch nur soweit, wie die an der Anode wirksame Spannung nicht unter 50 Volt zur Aussteuerung kommt. Bei Widerstandsverstärkung wird sich diese Bedingung nur bei kleinerer Gitteraussteuerung erfüllen lassen.

b) Leistung am Außenwiderstand bei Anfangsstufen

Der durch R_a fließende Anodenwechselstrom I_a erzeugt mit U_a eine Wechselleistung $\mathfrak{R}_a$.

(U_a und I_a sind Scheitelwerte!)

Bei Multiplikation der Gleichungen (47b) mit

$$U_a = -S \cdot U_g \cdot \frac{R_i R_a}{R_i + R_a} = -\mu \cdot U_g \frac{R_a}{R_i + R_a} \quad (51)$$

wobei sich (51) durch Einführen von $I_a = -\frac{U_a}{R_a}$ in (47a) ergibt, erhalten wir die Wechselausgangsleistung

$$\mathfrak{R}_a = \frac{S^2 U_g^2}{2} \left(\frac{R_i R_a}{R_i + R_a} \right)^2 \frac{1}{R_a} = \frac{\mu^2 U_g^2}{2} \frac{R_a}{(R_i + R_a)^2} \quad (52)$$

Gemäß den aus der Elektrotechnik bekannten Anpassungsbedingungen ist die größtmögliche Leistung bei $R_a = R_i$ herauszuholen. Dann entsteht aus (52)

$$\mathfrak{R}_{aopt} = \frac{1}{8} S \mu U_g^2 \quad (53)$$

Die Spannungsverstärkung ist dann $\mathfrak{B} = -\frac{\mu}{2}$ (54)

Abgesehen von dem Quadrat der Eingangsschwellspannung (U_g^2) nimmt die Leistung mit dem Produkt S_u proportional zu. Den Ausdruck S_u betitelt Barkhausen mit Röhrengüte

$$G_r = S_u = S^2 R_i \quad (\text{Watt/Volt}^2) \quad (55)$$

Die beiden Kennwerte Steilheit und Verstärkungsfaktor (reziproker Wert des Durchgriffs) geben somit über die Leistungsfähigkeit einer Röhre Auskunft. Die Röhrengüte ist gleich der Leistung, wenn $u_g = \sqrt{8} = 2,83$ Volt groß ist.

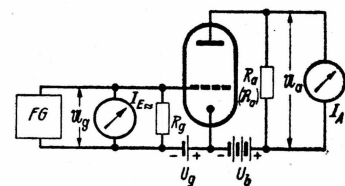
Da die Bedingung $\mathfrak{R}_a = R_i$ bei Pentoden aus praktischen Gründen nicht erfüllbar ist, hat obige Darstellung im wesentlichen für Trioden Bedeutung. Aber auch bei Trioden ist die Einstellung $\mathfrak{R}_a = R_i$ nicht vorteilhaft, da dann die Leistung infolge üblicher Übertragerkopplungen stark von der Frequenzlage beeinflusst würde. Erfahrungsgemäß erweist sich die Anpassung bei Trioden als gut, wenn $\mathfrak{R}_a$ zweimal R_i gemacht wird.

Grundsätzliche Anwendung finden die oben angeführten Formeln in der Praxis für Berechnungen der Verstärkereigenschaften von Trioden, deren Ausgangswiderstände durch Transformatoren dargestellt sind, und bei Pentoden mit Resonanzaußenwiderständen, jedoch sind die Verhältnisse bei letzteren komplizierter.

Die Messung des Verstärkungsgrades

Bei den praktisch vorkommenden Verstärkerarten unterscheiden wir zunächst zwischen Breitbandverstärkern und Resonanzverstärkern. Variationen innerhalb der beiden Verstärkungsarten sind nur von speziellem Interesse. Mit der Klassifizierung können wir sogar so weit gehen, bei Niederfrequenzverstärkern grundsätzlich die Breitbandverstärkung und bei Hochfrequenzverstärkern (Zwischenfrequenzverstärkung) die Resonanzverstärkung anzusetzen. Während für erstere Trioden und Pentoden verwendet werden können, bleibt in der modernen Schaltungstechnik die Resonanzverstärkung den Mehrgitterröhren vorbehalten. Die Gründe werden als hinreichend bekannt vorausgesetzt, wir werden zu einigen diesbezüglichen Punkten aber noch zwangsläufig zu sprechen kommen. Die Definition des Verstärkungsgrades, nämlich $\mathfrak{B} = \frac{U_a}{U_g}$ bleibt in jeder Hinsicht von der Verstärkungsweise unberührt.

Von der Prinzipschaltung Bild 80 ausgehend wird die Messung des Verstärkungsgrades dadurch bewerkstelligt, daß aus dem Verhältnis der Ausgangsspannung U_a zur Eingangsspannung U_g der Verstärkungsgrad erklärt ist. Unter Absperrung der Gleichspannungsanteile am Ein- und Ausgang der



**Bild 80. Prinzipielle Messung
der Spannungsverstärkung**

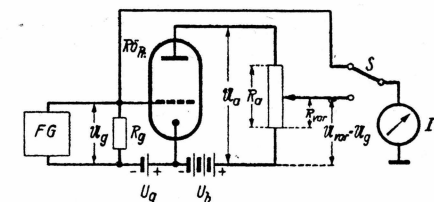


Bild 81. Messung des Verstärkungsgrades nach dem Spannungsteilerverfahren

Verstärkerstufe wären hier dämpfungsarme Wechselspannungsmesser (Röhrenvoltmeter) erforderlich, die auf die im Bild 80 dargestellte Weise angeschlossen werden müßten. Dieses Verfahren bedingt zwei getrennte oder eine umschaltbare geeichte Meßeinrichtung, was eine Anzahl Fehlerquellen in sich birgt. Da sich von allen Meßobjekten ohmsche Widerstände durch große Meßwertkonstanz auszeichnen und die hierzu notwendigen Meßeinrichtungen (Brücken) bei nicht allzu großem Aufwand mit weitgehender Unabhängigkeit von Schwankungen der Spannungsquellen aufgebaut werden können, übertragen wir die Meßvorgänge für die Bestimmung der Verstärkung auf einen dementsprechend eingerichteten Widerstandsabgleich.

Bei dem in Bild 81 im Prinzip dargestellten Spannungsteilverfahren wird die Eingangswechselspannung u_g mit einem gleich großen Teil der Ausgangsspannung verglichen und an Hand des Spannungsteil- bzw. Widerstandsteilverhältniss die Spannungsverstärkung ermittelt. Die Verstärkung errechnet sich dann zu

$$\mathfrak{B} = \frac{Ra}{R_{var}} \quad (56)$$

An dem geeichten regelbaren Spannungsteiler kann also sofort die Verstärkung abgelesen werden. Dabei muß das Röhrenvoltmeter nicht in Spannungswerten geeicht sein. Es dient ja auch hier, wie bei der Innenwiderstandsbestimmung (siehe Seite 114), lediglich zum Spannungsvergleich ohne Rücksicht auf die Phasenlage der Meßspannungen. Über den weiter unten vorgeschlagenen Aufbau eines Meßgerätes für die Bestimmung des Verstärkungsfaktors einer Stufe hinaus ließe sich die Methode für Mehrstufenmessung, Hf-Verstärkung (Mischverstärkung), Audionverstärkung und für die Aufnahme von Frequenzkurven ausbauen. Die Meßeinrichtung muß natürlich, je nach Frequenzeinsatz, weitgehend frequenzunabhängig sein, was mit Hilfe geeigneter Schaltmaßnahmen und Röhren durchführbar sein dürfte.

Schaltung einer Spannungsteiler-Meßeinrichtung für die Ermittlung des Verstärkungsgrades (Bild 82)

Um große Empfindlichkeit und geringstmögliche Dämpfung der zu ermittelnden Spannungspotentiale zu erreichen, sind Dioden-, Audion- und Anodenricht-Voltmeter in der üblichen Ausführung nicht geeignet. Als Höhe der Meßspannung am Stufeneingang wird aus Gründen „linearer“ Verstärkung ein Wert $< 200 \text{ mV}$ günstig sein. Als Frequenzerzeuger FG kommt ein üblicher Schwebungsgenerator oder Röhrenoszillator in Betracht. Die Meßeinrichtung ist ein Diodenvoltmeter mit einstufiger Vorverstärkung. An Stelle der hier angezeigten amerikanischen Röhren können entsprechende deutsche Systeme verwendet werden. Im Sinne eindeutiger Messungen wurde darauf geachtet, daß beim Umschalten und Angleichen der Meßspannungen keine Belastungsunterschiede bei der zu messenden Stufe auftreten können.

Eine auch während des Umschaltvorganges verbleibende Dämpfung von $5 \text{ M}\Omega$ in allen Meßbereichen wurde als hinreichend gering erachtet. Mit Ausnahme der Messung des U_g kommen zwischen Gitter und Katode der Eingangsröhre R_{01} Widerstandswerte von stets weniger als $5 \text{ M}\Omega$ zu liegen. Die Röhre R_{01} sollte, sofern ein hoher Eingangswiderstand R_7 aus Dämpfungsgründen erforderlich ist, geringsten dynamischen Gitter/Katode-Innenwiderstand besitzen, was man durch Vermeiden merklichen Anlaufstromes und durch gutes Vakuum erreichen kann. Andererseits wird man danach trachten, R_7 der Vorschrift über Gitterableitwiderstände gemäß nicht allzu groß zu bemessen.

Die am Eingang der Meßeinrichtung liegenden Widerstände $R_1 \dots R_7$ und Schalter S_1, S_2 sollen zweckmäßig kapazitätsarm und abgeschirmt eingebaut

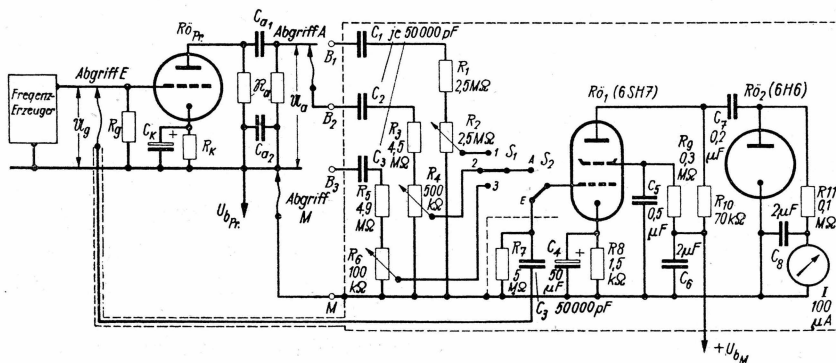


Bild 82. Praktische Ausführung einer Meßeinrichtung nach Bild 81

werden. In besonderen Fällen wird man nicht zu beseitigende Einflüsse auf die Meßgenauigkeit beim Meßvorgang zu berücksichtigen oder zu kompensieren wissen.

Als Eingangsröhre kommt eine Breitbandverstärkerröhre (R_{01}) in Betracht. Beim Experimentieraufbau wurde die amerikanische Röhre 6 SH 7 verwendet, deren Daten etwa zwischen den Kennwerten der EF 12 bis EF 14 liegen. An die Eingangsstufe ist in üblicher Schaltungsart eine Diodenvoltmeteranordnung (R_{02} : 6 H 6 oder EB 11) angekoppelt. Der Außenwiderstand R_{10} beträgt, je nach verwendetem Röhrentyp, 30...100 k Ω . Bei der in Bild 82 dargestellten Schalteinrichtung war die Empfindlichkeit bei Vollausschlag des Instrumentes $I \approx 150 \text{ mV}_{\text{eff}}$.

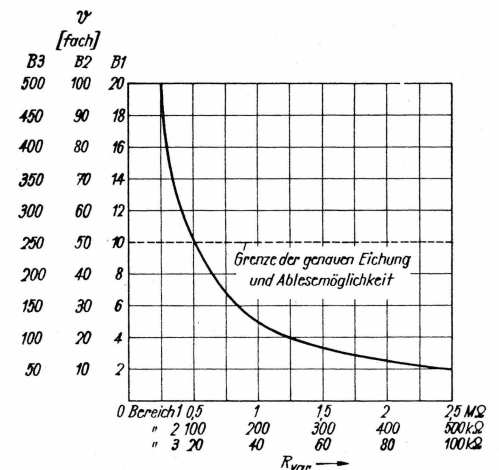
Der Eingang wird im Sinne der einführenden Angaben mit geeichten Spannungsteilern versehen. Die drei Meßbereiche sind für die Bestimmung des Verstärkungsgrades einer Röhrenstufe gedacht, überlappen und teilen sich wie folgt auf:

1. Bereich (Anschluß B 1) $\mathfrak{B} < 10$ fach (Endtrioden)
2. Bereich (Anschluß B 2) $\mathfrak{B} < 50$ fach (Anfangsstufentrioden)
3. Bereich (Anschluß B 3) $\mathfrak{B} < 250$ fach (Pentoden).

Die Meßgenauigkeit von $\mathfrak{B}$ hängt von der Einstell- und Ablesegenauigkeit der Spannungsteiler ab, jedoch dürfte die erforderliche Genauigkeit stets erfüllt werden können.

Bei Verwendung von linearen Potentiometern R_2, R_4, R_6 hat die Eichung hyperbolischen Verlauf. Die berechnete Eichkurve für alle Bereiche ist in Bild 83 dargestellt.

Bild 83. Eichkurve des Spannungsteilers der Meßeinrichtung nach Bild 82



Auswertung einiger Messungen des Verstärkungsgrades bei Widerstandsverstärkung im Hinblick auf die Abnahme der Katodenaktivität

7. Meßbeispiel: Triodenteil der UCL 11

Die hier demonstrierten Messungen von $\mathfrak{B}$ stammen von den beiden Röhren, die wir bereits vorher bei der Ermittlung des Verstärkungsfaktors (Bild 77) kennengelernt haben. Wie in der Erklärung der Verlaufsformen von μ gesagt, wäre eine Abnahme der im wesentlichen durchgriffsabhängigen Verstärkung selbst bei emissionsschwach gewordenen Röhren nicht zu befürchten. Um diese Annahme zu überprüfen, wurden bei beiden Systemen, also dem „in Ordnung befindlichen“ System I und dem „emissionschwach gewordenen“ System II Messungen der tatsächlichen Verstärkung angestellt. Bei einem gebräuchlichen Außenwiderstand $R_a = 100 \text{ k}\Omega$ (hier: ohne Siebvorwiderstand und Ankopplungsglied) sind zunächst die Arbeitskennlinien im U_g/J_a -Feld aufgenommen worden (Bild 84 a); mit Hilfe einer Sinusfrequenz (ca. 1000 Hz) und der weiter vorher beschriebenen Meßanordnung wurde in Abhängigkeit von der Gittervorspannung bei verschiedenen Außenwiderständen $R_a = 100, 200, 300 \text{ k}\Omega$ der Verlauf des Verstärkungsgrades festgestellt. Der Arbeitsweise der UCL 11' entsprechend würde sich der Ruhepunkt J_{a0} bei den Röhren bei $U_g = -2 \text{ Volt}$ einstellen.

Man erkennt, daß $\mathfrak{B}$ beim System II eine größere Abhängigkeit von U_g besitzt. Bei durch $U_g = -2 \text{ Volt}$ festgelegtem Arbeitspunkt ist also doch ein Abfall der Verstärkung zu verzeichnen, wenn auch nicht im gleichen Abfallverhältnis, wie bei Anodenstrom und Steilheit (vergleiche Bild 77).

Nehmen wir doch an, die Triodensysteme würden mit Hilfe eines Katodenwiderstandes mit Gittervorspannung versorgt. Die Kennlinie eines solchen Widerstandes ginge vom Nullpunkt des Koordinatenkreuzes gradlinig aus durch J_{a0} I. Diese Linie würde die Arbeitskennlinie II ca. bei $U_g = -1,25$ schneiden. Das Verhältnis der dazugehörigen Verstärkungsgrade liegt dann schon in dem Bereich der normalen Streuungen. Es kann also mit der Einschränkung, daß Trioden mit vollautomatischer Gittervorspannung betrieben werden, an dem Satz festgehalten werden: Trotz Schwächung der Katodenaktivität bleibt die der Röhre aufgetragene Verstärkung in weiten Grenzen bestehen.

Wir gehen noch ein Stückchen weiter und wollen uns darüber vergewissern, ob das für die Nf-Verstärkung Gesagte auch für die Audionverstärkung zutrifft. Die bei Audionverstärkung (Gittergleichrichtung) maßgeblichen Effekte sind komplizierter als die Vorgänge bei gewöhnlicher Spannungsverstärkung einer Frequenz bzw. desselben Frequenzgemisches. Die Kenntnis des Zustandekommens der Audionverstärkung muß hier vorausgesetzt werden. Der Arbeitsruhepunkt stellt sich bei fehlendem Hf-Signal bei einer

durch Gitteranlaufstrom verursachten Gitterspannung ein. Aus bekannten Gründen ist der Gitterableitwiderstand beim Audion von ausreichender Höhe zu wählen, so daß schon eine merkliche Arbeitspunktverschiebung ins negative U_g -Gebiet stattfindet. Die Aufnahmefähigkeit bzw. Aussteuerbarkeit durch Hf-Spannungen ist beim Gittergleichrichter sehr beschränkt.

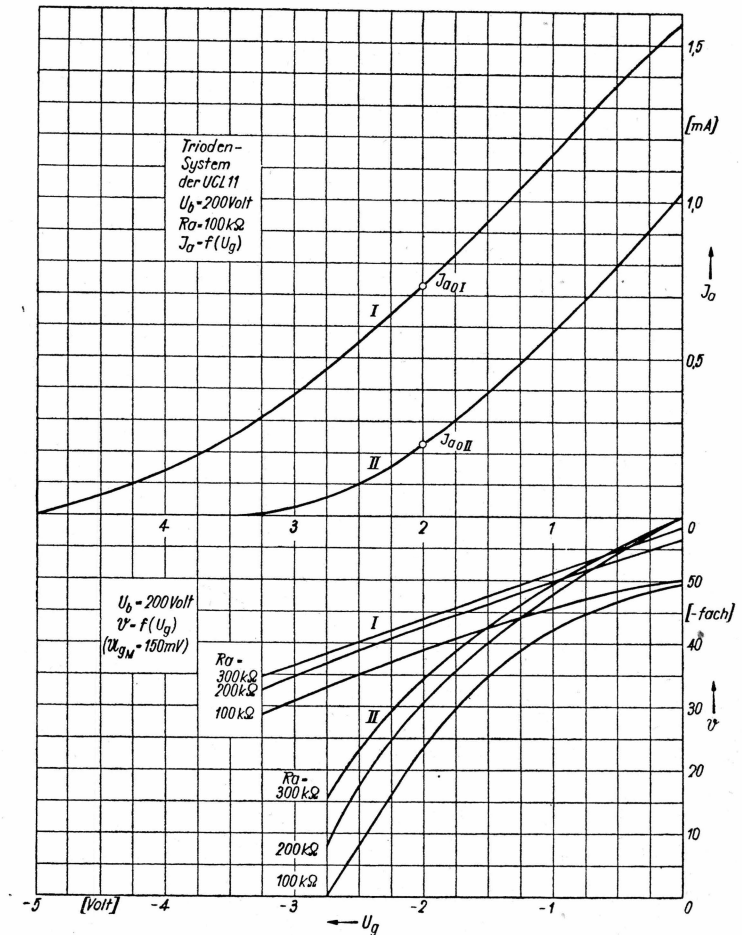


Bild 84. a) Arbeitskennlinien, und b) Verstärkungsgrad in Abhängigkeit von der Gittervorspannung beim Triodenteil einer UCL 11

Im allgemeinen liegt die größtmögliche Verstärkung bei einer Hf-Spannung von 0,4...1 Volt eff (Bild 85 a). Bei Verwendung des Triodenteils einer UCL 11 als Audion reicht zum Beispiel die erzielbare Nf-Spannung kaum aus, das nachfolgende Tetrodensystem voll auszusteuern. (Vergleiche Kurve I in

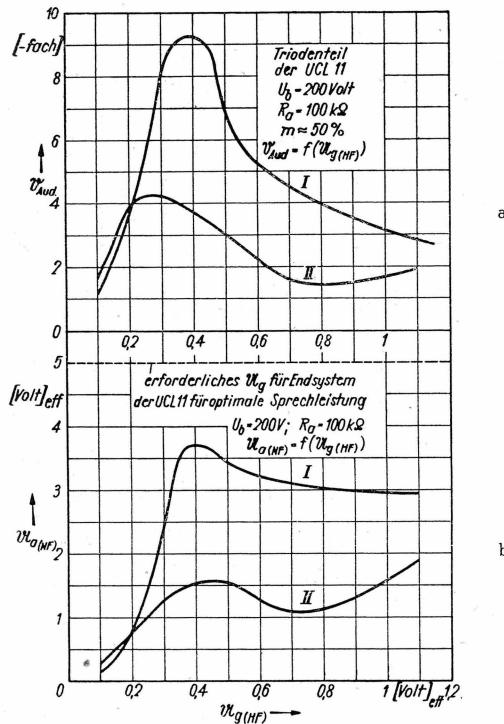


Bild 85. a) Audionverstärkung, und b) Anodenwechselspannung beim Triodenteil einer UCL 11

Bild 85 b mit der angedeuteten Grenzlinie des Gitterwechselspannungsbedarfes des UCL 11-Endsystemes.) Schon ein geringer Empfindlichkeitsverlust ist hier kritischer zu bewerten, da ja selbst eine höhere Aussteuerung keinen Nutzen bringen würde. Dabei wird man diese Reaktion folgendermaßen deuten müssen. Bei Beschickung des Steuergitters mit modulierter Hochfrequenzspannung kommt ein weiterer Gitterstrom hinzu, der den mittleren Arbeitspunkt noch weiter ins Negative verschiebt. Da bei den Röhren mit kleinem Durchgriff, wie bei den Triodensystemen der Röhren UCL 11, ECL 11 und VCL 11, nur ein kleiner Aussteuerungsbereich zur Verfügung steht,

der sich bei Emissionsschwächung noch reduziert, werden solche Röhrenkonstruktionen nicht nur bei der Audionverstärkung am ehesten versagen.

Wir kommen nochmal auf die Verhältnisse normaler Nf-Verstärkung zurück. Der in Bild 84 dargestellte Verlauf des Verstärkungsgrades gestattet uns Schlüsse auf die verzerrenden Eigenschaften der Röhre zu ziehen. Je stärker nämlich die Steigung von $\mathfrak{B}$ im Kennlinienfeld, desto größere Verzerrungen sind zu erwarten. Im propagierten Arbeitszustand der UCL 11 wäre der Ursprung von nichtlinearen Verzerrungen seitens des Triodensystems kaum denkbar, da dieses bei voller Aussteuerung des Endsystems nur ca. 150 mV (Scheitel) benötigt. Bei einem emissionschwachen Triodenteil müßte (bei $U_g = -2 \text{ Volt}$ konstant!) die Eingangswechselspannung allerdings doppelt so groß gemacht werden. Hinzu kommt, daß eine emissionschwache Röhre bei ungünstigem Arbeitspunkt besonders zu nichtlinearen Verzerrungen neigt. Dies alles vergrößert das Verzerrungsmaß, was sich unter Umständen dann schon gehörsmäßig bemerkbar machen kann. Im Anschluß an die Meßbeispiele mit der Pentode EF 12 soll von Verzerrungen und den dafür gebräuchlichen Maßeinheiten: Klirrfaktor und Modulationsfaktor, noch im besonderen die Rede sein.

Ungeachtet der Kennwerteveränderungen bei Emissionsabfall spielen schon übliche Streuungen der Kennwerte, die Röhren gleichen Typs anhaften, bezüglich Verstärkung und Verzerrungen eine besondere Rolle. Darüber geben die nachstehenden Messungen mit der Pentode EF 12 interessante Aufschlüsse.

8. Meßbeispiel: EF 12

Es wurden drei Röhren EF 12 ausgewählt, deren statische Betriebsdaten Unterschiede aufwiesen und mehr und weniger von den propagierten Nennwerten abwichen. Eine statistische Darstellung (Bild 86) gibt einen Überblick der gemessenen statischen Größen. Die Größen über VR (= Vergleichsröhre) sind mit den Nennwerten einer „Norm“-EF 12 identisch. Die Röhren I

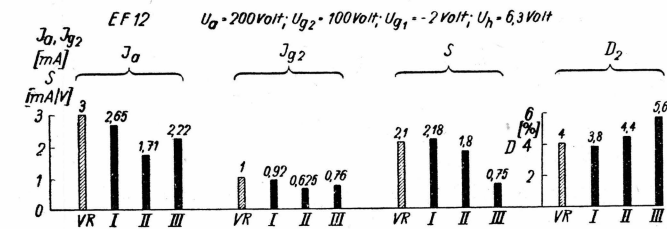


Bild 86. Statistische Gegenüberstellung von Kennwerten für die meßtechnische Untersuchung von EF 12

bis III hatten alle eine gewisse Betriebszeit hinter sich. Besonders auffällig ist Röhre II, bei der der geringste Anoden- und Schirmgitterstrom gemessen wurde und deren Steilheit und Schirmgitterdurchgriff (D_2) günstigere Merkmale aufwiesen, als bei der Röhre III. Derartige Abnormitäten sind durchaus keine Seltenheit und verdienen gerade im Hinblick auf eine richtige Beurteilung der Röhrenbrauchbarkeit beachtet zu werden.

Um uns ein Bild über die Wirkung und Reaktion der Kennwerttoleranzen auf die tatsächlichen Betriebsverhältnisse zu machen, werden die Röhren hinsichtlich Verstärkungsfähigkeiten und Verzerrungen eingehend experimentell untersucht.

a) Verlauf der Arbeitskennlinien und des Verstärkungsgrades der EF 12 als Triode geschaltet

Bild 87 zeigt uns den unterschiedlichen Kurvenverlauf der Arbeitskennlinien im U_g/J_a -Feld. Da beim Gebrauch der Röhre EF 12 vollautomatische Gitterspannungserzeugung üblich ist (der datengünstige Katodenwiderstand ist $R_k = 3 \text{ k}\Omega$), gruppieren sich die Ruhestrompunkte J_{a0} der drei Röhren bei etwas voneinander abweichenden U_g -Werten ein. Die zu diesen Ruhepunkten gehörenden Werte der Verstärkungsgrade sind fast gleicher Größe, nur III fällt etwas heraus (Bild 87 b). Während die Verlaufsart der Kurve I des Verstärkungsgrades als normal betrachtet werden kann, deutet die große Steigung von Kurve II auf größere nichtlineare Verzerrungen hin und Kurve III auf Emissionsschwächung, die sich jedoch mehr im Bereich größerer Katodenbeanspruchung auszuwirken scheint. Bei letzterer Röhre ist geradezu ein idealer Verlauf des Verstärkungsgrades festzustellen, wie man ihn eigentlich nur bei direkt geheizten Röhren vorfindet. Dieser Umstand muß röhrenkonstruktiven Ursprung haben, ließ sich jedoch meßtechnisch nicht lückenlos erklären. Ehe wir uns auf weitere Deutungen einlassen, seien die drei Röhren EF 12 in ihrem eigentlichen Verwendungszweck als Pentoden untersucht.

b) Verlauf der Arbeitskennlinien und des Verstärkungsgrades der Röhre EF 12 als Pentode geschaltet

Pentoden verhalten sich in verschiedenen Punkten der Arbeitsweise anders als Trioden. Bei Pentoden gibt es in Bezug auf Verstärkungsgrad und Verzerrungsmaß eine kritische Einstellung des günstigen Arbeitspunktes. Bei vollautomatischer Gittervorspannungserzeugung und beim Erzeugen der Schirmgitterspannung über einen Vorwiderstand spielt sich der Arbeitspunkt in einem gewissen Bereich selbständig in die günstige Lage ein. Zur Beurteilung der Veränderungen von $\mathfrak{B}$ und des Maßes der Ver-

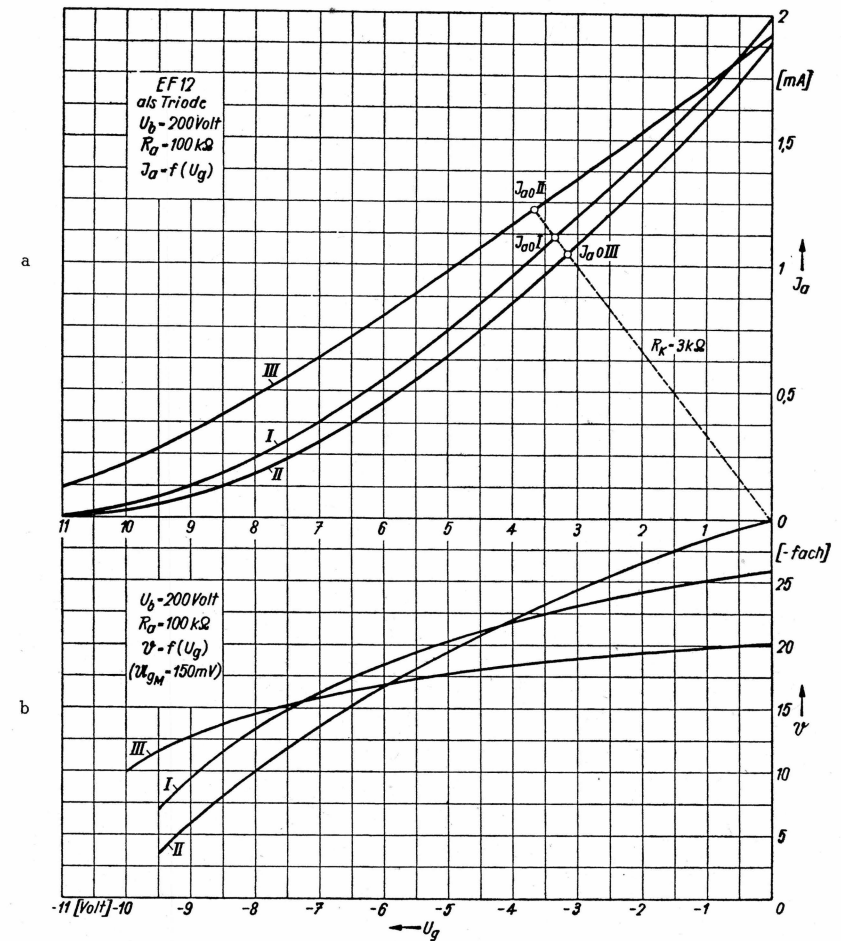


Bild 87. a) Arbeitskennlinien, b) Verstärkungsgrad in Abhängigkeit von der Gittervorspannung bei der EF 12 (als Triode)

zerrungen (wenn diese aus der Arbeitskennlinie gewonnen werden sollen), ist die punktweise Aufnahme der Arbeitskennlinie unter Beibehaltung der Erzeugung der Schirmgitterspannung über einen Vorwiderstand unrichtig, auch wenn die betreffende Röhrenstufe derart verwendet werden soll. Bei Wechselsteuerung bleibt die wirksame Spannung am Schirmgitter auf Grund kapazitiver Überbrückung konstant, bei einer punkweisen Variation der

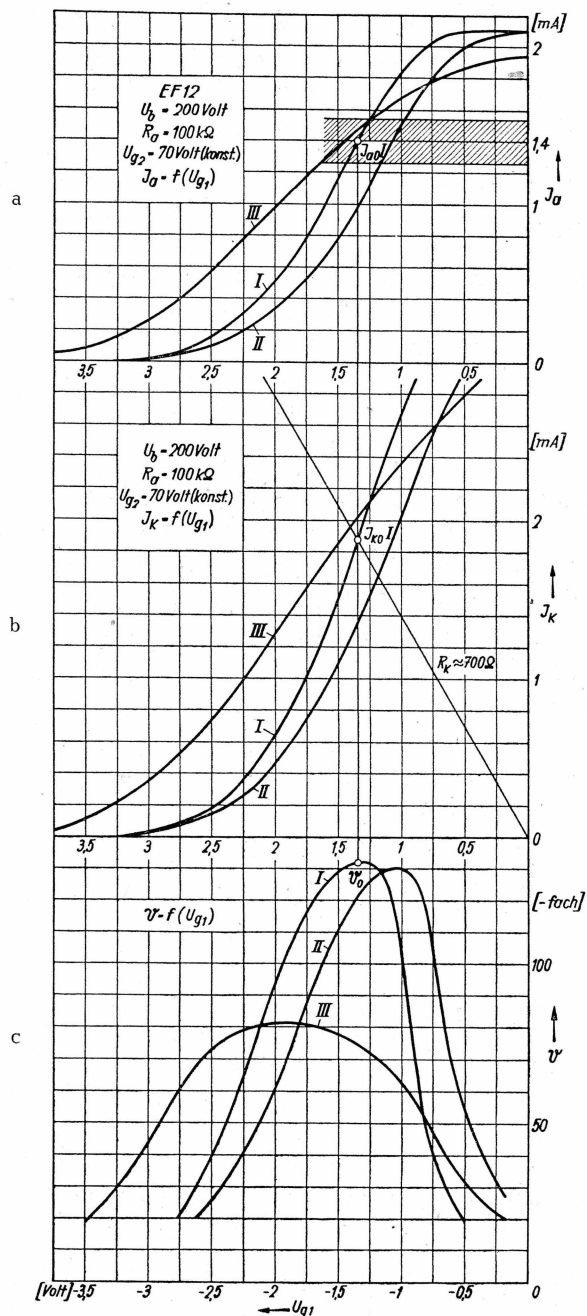


Bild 88. a) Arbeitskennlinien, b) Katodenströme und c) Verstärkungsgrade in Abhängigkeit von der Gittervorspannung bei der EF 12 (als Pentode)

U_g -Werte zum Zwecke der Arbeitskennlinienaufnahme wird aber auch die Schirmgitterspannung einer Änderung unterworfen. Daher mußte die Röhre EF 12 mit einer festen Schirmgitterspannung gemessen werden ($U_{g2} = 70$ Volt, entnommen einem Stabilisator). Der dazugehörige Widerstand beträgt ca. 250 k Ω .

Die Messung des Verstärkungsgrades zeitigt bei den Röhren I und II stark ausgeprägte Maxima des Kurvenverlaufs bei fast gleicher Höhe von $\mathfrak{B}$. Bei Röhre III ist die optimal erzielbare Verstärkung geringer, was sich qualitativ bereits aus der Steigung der Arbeitskennlinie erkennen läßt. Die Meßresultate decken sich auch mit der Berechnungsform für optimal erreichbare Verstärkungsziffern bei Pentoden. Da die angedeutete Berechnungsform von großem praktischem Interesse ist, wollen wir uns damit ein wenig beschäftigen.

Nach Kleen ist

$$\mathfrak{B}_{\text{opt}} \text{ bei } R_a \approx 0,7 \frac{U_b}{J_a} (\pm 10 \%) \quad (57 \text{ a})$$

zu erzielen.

In unserem Falle, bei festgelegtem R_a ($= 100$ k Ω) und U_b ($= 200$ Volt) wäre die größte Verstärkung bei $J_a = 1,4$ mA ($\pm 10 \%$) zu erreichen. Der in Frage kommende Strombereich ist in Bild 88 a als schraffierte Fläche eingezeichnet. Projizieren wir die gefundenen Arbeitspunkte (z. B. J_{a0I} im U_g/J_a -Feld) in das $U_g/\mathfrak{B}$ -Feld (Bild 88 c), ist die Gültigkeit von (57) erwiesen. Zur Einstellung des Arbeitspunktes ist die Gittervorspannung dementsprechend zu wählen. Bei vollautomatischer Gitterspannungserzeugung muß der Katodenwiderstand in üblicher Weise — Verbindungslinie 0-Punkt/ J_{k0} — im U_g/J_k -Feld gesucht werden.

Günstige Inbetriebsetzung von Anfangsstufenpentoden in Widerstandsverstärkung

Wenn auch zugegeben werden muß, daß die hier demonstrierte Einstellung von Außenwiderstand, Schirmgitterspannung und Gittervorspannung nicht gerade günstig getroffen wurde (zu geringe Aussteuerungsmöglichkeit), so ändert das ja nichts an der Grundsätzlichkeit der Pentodenarbeitsweise, wenn diese mit ohmschen Außenwiderständen betrieben werden. Wer einen günstigen Arbeitspunkt der Röhre EF 12 ermitteln will, wird ihn in den Röhren-Dokumenten von Kunze finden. Soll für irgendeine Anfangsstufenpentode, von der lediglich die statischen Betriebswerte bekannt sind, ein günstiger Arbeitspunkt gefunden werden, so geht man im Sinne der erörterten Ausführungen vor.

Die Ermittlung eines günstigen Arbeitspunktes geht am besten folgendermaßen vor sich: Bei einer festen Gittervorspannung, die später automatisch

E. Ermittlung von Röhrenkennwerten

erzeugt werden soll und zur Aussteuerung ausreicht, und bei einem im Hinblick auf die Frequenzlage günstig erachteten Außenwiderstand, nehmen wir in Abhängigkeit der Schirmgitterspannung den Verlauf des Anodenstromes auf. Oder noch einfacher, wir suchen die Schirmgitterspannung, bei der der Anodenstrom nach (57 a)

$$J_a = 0,7 \frac{U_b}{R_a} \quad (57 b)$$

wird.

Der erforderliche Schirmgitterwiderstand (R_{g2}) errechnet sich aus

$$R_{g2} = \frac{U_b - U_{g2}}{J_{g2}} \quad (58)$$

und der Katodenwiderstand

$$R_k = \frac{J_a + J_{g2}}{U_{g1}} \quad (59)$$

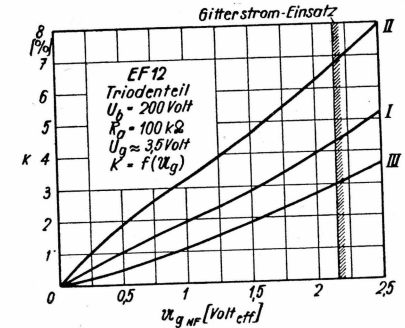
Bei der Ermittlung passender Werte darf man natürlich die Gittervorspannung als Ausgangspunkt der Berechnung nicht zu groß ansetzen. Praktisch macht man sie $\leq 1,5 U_g$ des propagierten statischen Arbeitspunktes. Ferner darf der Spannungsabfall an einem mit dem Außenwiderstand in Serie liegenden Siebwiderstand nicht vernachlässigt werden¹⁾.

Zur Auswertung der in Bild 88 dargestellten Messungen ist noch zu sagen: Die Verstärkung ist nicht wie bei Trioden vom Verstärkungsfaktor bzw. Durchgriff abhängig, sondern in weitem Maße von der Steigung bzw. Steilheit der Arbeitskennlinien, daher der bedeutend stärkere Abfall der Verstärkung der Röhre III als Pentode. Streuungen des Anodenstromes können dabei vollkommen unwesentlich sein. Für die Beurteilung der Brauchbarkeit ist bei Pentoden die Steilheit maßgebend.

Schließlich kommen wir noch kurz auf die Verzerrungen, die sich auf Grund größerer Aussteuerung ergeben können, zu sprechen. Um das Bild über die Wirkungen der verschiedenartigen Verlaufsformen von J_a und $\mathfrak{B}$ vollständig zu machen, wurde das Verzerrungsmaß gemäß den später beschriebenen Prinzipien gemessen und berechnet. Bei den verschiedenen Röhren EF 12 — als Triode geschaltet — bildete sich der Klirrfaktor in der in Bild 89 dargestellten Weise aus, wie das auf Grund des Verhaltens des Verstärkungsgrades im Kennlinienfeld vorausgesehen wurde. Bei der Pentodenarbeitsweise sind die Verhältnisse ähnlich.

¹⁾ Eine mit wenigen Messungen auskommende Ermittlungsmethode beschreibt der Verfasser in FUNKSCHAU, Heft 17/1949.

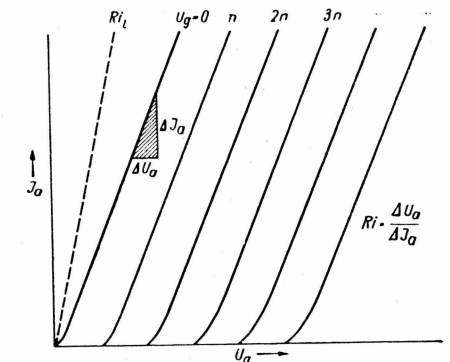
Bild 89. Klirrfaktor als Funktion der Aussteuerung bei als Triode geschalteter EF 12



III. Die Leistungsabgabe bei Endröhren

Zunächst ohne Berücksichtigung der durch die Nichtlinearität der Kennlinien bedingten Verzerrungen in der Tonwiedergabe durch Lautsprecher soll eine Bilanz der Leistungsverhältnisse bei Niederfrequenzendstufen aufgestellt werden. Die dabei errechenbaren und meßbaren Daten lassen zwar für die Praxis noch keine endgültigen Schlüsse zu, sind aber für die Grundsätzlichkeit der Funktionen in der Leistungserzeugung bezeichnend. Anders als bei Spannungsverstärkung verlangt man von der Endstufe eine bestmögliche, den Betriebsverhältnissen angepaßte Wechselleistungsabgabe an den Verbraucher, der in den meisten Fällen durch die Schwingspule eines (dynamischen) Lautsprechers dargestellt ist. Mittels Transformation läßt sich jeder gewünschte Röhrenaußenwiderstand herstellen. Da die Schwingspule komplexen Widerstandscharakter hat, ist es dagegen zugunsten einer einfachen und verständlichen Betrachtungsweise vorteilhaft, reelle Widerstände anzunehmen.

Bild 90. Idealisiertes J_a/U_a -Kennlinienfeld einer Triode



Die in der Röhre gleichzeitig erwirkte Spannungsverstärkung ist von sekundärer Bedeutung, jedoch wird ihr im Zuge neuerer Röhrenentwicklungen durch die Konstruktion steiler Pentoden mehr Aufmerksamkeit geschenkt. Infolgedessen läßt sich eine besondere Steuerstufe im Vorverstärker einsparen.

Für die Orientierung über Leistungsprobleme sind grafische Untersuchungen an J_a/U_a -Kennlinienfeldern am verständlichsten. Wir begnügen uns zuerst mit idealisierten Kennliniendiagrammen, weil dann zeichnerische Darstellungen an Übersicht gewinnen. Bild 90 zeigt ein solches für Trioden, Bild 91

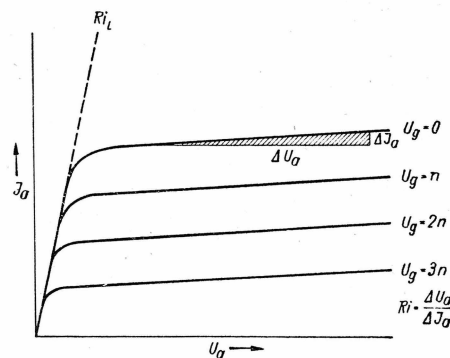


Bild 91. Idealisiertes J_a/U_a -Kennlinienfeld einer Pentode

desgl. für Pentoden. Wir beschränken uns bei der Erörterung der Leistungsverstärkung auf Trioden und insbesondere auf Pentoden, da letztere heute fast ausschließlich zur Wechselleistungserzeugung verwendet werden. Moderne Tetroden, zum Beispiel ECL 11, 6 V 6 u. ä., besitzen einen pentodenähnlichen Verlauf der Kennlinien. Betrachtungen über Leistungspentoden gelten im allgemeinen auch für diese.

Um einige wichtige Begriffe bei der Beurteilung der Endröhrenleistung besser verständlich zu machen, können wir auf einige mathematische Auslegungen nicht verzichten.

Begriffserklärung der Leistungsabgabe bei Endröhren

Ohne Wechselleistung bildet sich an der Endröhre bzw. an der Anode eine Gleichleistung

$$N_a = J_a \cdot U_a, \quad (60)$$

die dann gleich der für die Wärmeabfuhr gültigen Anodenverlustleistung Q_a ist. Diese sich aus dem mathematischen Produkt des Anodengleichstroms J_a und der Anodengleichspannung U_a ergebenden Größen besitzen einen konstruktionsbedingten Grenzwert, der bei keiner Betriebsweise überschritten wer-

den sollte. Dieser maximale Grenzwert der Gleichleistung ist $Q_a \text{ max}$. Er wird in den meisten Fällen vom Röhrenhersteller genannt.

Bei A-Verstärkung verringert die Wechselsteuerung die Anodengleichleistung zugunsten der Wechselwirkleistung bzw. Nutzleistung N_a , wobei der einfache Zusammenhang

$$Q_a = N_a - N_a \quad (61)$$

besteht.

Kennzeichen, die bei sich den Index „max“ führen, haben die Bedeutung eines höchstzulässigen Grenzwertes. Der Index „opt.“ soll überall dort verwendet werden, wo ein „Optimalwert“ bei einem bestimmten von anderen variablen Größen abhängigen Arbeitszustand erzielt werden kann.

Die in beide Bilder 90 und 91 eingezeichneten R_{iL} -Linien sind sogenannte Grenzl意思, die für die Leistungsabgabe und -anpassung maßgeblich sein sollen. Ihre Steigung bedeutet einen Widerstandswert, der als „Leistungsinnenwiderstand“ bezeichnet werden könnte. Eine Aussteuerung oberhalb und links dieser Grenzl意思 ist nicht möglich, da ja auch die Gitterlinien der positiven Gitterspannungen an der Grenzlinie R_{iL} entlang verlaufen. Man vergleiche hierzu Kennlinienfelder von Senderöhren, bei denen die Gitterlinien positiver Steuerspannungen eingezeichnet sind. Die angenähert geradlinig verlaufende R_{iL} -Grenzlinie ist bei Trioden durch die bei positiven Gitterspannungen eintretende Stromverteilung zwischen Steuergitter und Anode gegeben. Bei Pentoden ist sie in der Stromübernahme des Schirmgitters bei geringen Anodenspannungen begründet.

Der differentielle Innenwiderstand $R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta J_a}$ ist durch die Steigung der in den Bildern 90 und 91 geradlinigen Äste der U_g -Linien dargestellt. Praktisch ist er im Kennlinienfeld inkonstant. Vor allem bei Pentoden ist der differentielle Innenwiderstand R_i , wie wir später sehen werden, für die optimale Leistungsabgabe nicht von Belang. Bei Trioden läßt er sich heranziehen, wenn, wie in der Praxis der Eintakt-A-Verstärkung üblich, die Aussteuerung nur bis ins Gitterstromgebiet bei $U_g = 0$ Volt getrieben wird. Als Aussteuerungsgrenze R_{iL} kann man die R_i -Steigung der Gitterlinien betrachten und für die Bestimmung der optimalen Leistungsabgabe hinzuziehen. Es sei hier noch eingefügt, daß ebenso die differentiellen Kennwerte Steilheit und Durchgriff keinen direkten Einfluß auf die Leistungsverhältnisse einer Endröhre ausüben. Im Gegensatz zur Anfangsstufenleistungsverstärkung (vgl. Röhrengüte) sind sie hier nur von zweitrangiger Bedeutung.

Da Trioden in der Endstufe weniger verwendet werden, berücksichtigen wir bei den folgenden Erörterungen im wesentlichen Pentoden.

Die Berechnung der Leistungsabgabe

Es kann theoretisch nachgewiesen werden, daß die größtmögliche Leistung, die eine Röhre überhaupt abzugeben imstande ist, bei $R_a = Ri_L$ erreicht wird. Das würde dann die Einstellung eines Arbeitspunktes erforderlich machen, bei dem die Anodenverlustleistung weit über das erlaubte Maß der Anodenverlustleistung $Q_{a \max}$ zu liegen käme. Der dabei erzielbare Wirkungsgrad $\eta = 1/8$ ist denkbar ungünstig (ohmscher Außenwiderstand vorausgesetzt).

Auf Grund der gebräuchlichen Inbetriebsetzung von Endröhren mit vernachlässigbarem Gleichstromwiderstand r des Wechselstromwiderstandes R_a ergibt sich im Sinne wirtschaftlicher Leistungserzeugung ein anderes Bild, als der klassischen Anpassungsbedingung $R_a = Ri_L$ entspricht, was durch folgende Rechnungsüberlegungen beleuchtet werden soll.

Wir nehmen Bild 92 zu Hilfe. Wenn eine größtmögliche Aussteuerung (bis

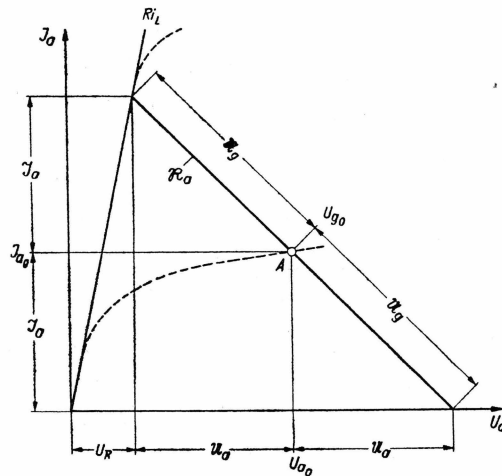


Bild 92. Idealierte Aussteuerungsvorgänge einer Röhre

ins Gitterstromgebiet bei $U_{g1} = 0$ Volt) verlangt wird, wobei der Anodenstrom zwischen Null und einem bei $U_g = 0$ erreichten Wert schwanken soll, liegt der günstige Arbeitspunkt, symmetrische Aussteuerung vorausgesetzt, auf der Hälfte des bei $U_g = 0$ erreichten Anodenstromwertes. Diese Stromgröße des gemittelten „Arbeitspunktes“ A unterliegt in Verbindung mit der erforderlichen Anodenspannung, die von Fall zu Fall festgelegt wird, einer durch $Q_{a \max}$ bedingten Begrenzung. Bei festgelegtem Arbeitspunkt gibt es, setzen wir symmetrische Aussteuerung voraus, stets nur eine ganz bestimmte Arbeitskennlinie, deren Steigung gleich dem Außenwiderstand R_a ist.

Die bei Wechselsteuerung U_g erzielbare Anodenwechselspannungsvariation ist U_a . Die kleinste Augenblicksgröße der an der Anode wirkenden Anodengleichspannung ist U_R (= Restspannung). Aus dieser Restspannung U_R , dividiert durch den doppelten Anodenruhestrom J_{a0} , ergibt die Steigung der Grenzlinie Ri_L . Für die Beurteilung von Leistungsgrößen und Wirkungsgrad schließen sich folgende Rechnungen an:

$$Ri_L = \frac{U_R}{2 J_{a0}} = \frac{U_{a0} - U_a}{2 \mathfrak{I}_a} \quad (62)$$

J_{a0} läßt sich ja mit dem Optimalwert der Stromamplitude $\mathfrak{I}_a$ gleichsetzen. Durch Umformung erhalten wir mit Hilfe

$$U_a = \mathfrak{I}_a \cdot R_a \quad (63)$$

$$J_{a0} = \mathfrak{I}_a = \frac{U_{a0}}{R_a + 2 Ri_L} \quad (64)$$

Ferner die optimale Amplitude der Anodenwechselspannung

$$U_a = U_{a0} \frac{R_a}{R_a + Ri_L} \quad (65)$$

Der Außenwiderstand errechnet sich aus:

$$R_a = \frac{U_{a0}}{J_{a0}} - 2 Ri_L \quad (66)$$

Bei sinusförmig symmetrischem Verlauf der Wechselvorgänge erhalten wir die wirksame Leistung aus dem halben mathematischen Produkt von $\mathfrak{I}_a$ und U_a , oder in für die folgenden Überlegungen geeigneteren Formen:

$$P_a = \frac{1}{2} \mathfrak{I}_a^2 R_a, \quad (67 a)$$

mit (66)

$$= \frac{1}{2} \mathfrak{I}_{a0} (U_{a0} - 2 \mathfrak{I}_{a0} Ri_L) \quad (67 b)$$

oder auch, da $2 J_{a0} Ri_L = U_R$

$$P_a = \frac{1}{2} J_{a0} (U_{a0} - U_R) \quad (67 c)$$

durch Einführen von (64) in (67 c) ergibt sich schließlich

$$P_a = \frac{U_{a0}^2}{2} \frac{\mathfrak{I}_a}{(R_a + 2 Ri_L)^2} \quad (67 d)$$

Die dabei aufgenommene Gleichleistung ist

$$N_a = J_{a0} U_{a0} = \frac{U_{a0}^2}{R_a + Ri_L} \quad (68)$$

Aus dem Verhältnis der Wechsel- zur Gleichleistung wird der Wirkungsgrad definiert:

$$\eta = \frac{P_a}{N_a} = \frac{1}{2} \frac{R_a}{R_a + 2 Ri_L} \quad (69 a)$$

oder

$$= \frac{1}{2} - \frac{Ri_L}{R_a + 2 Ri_L} \quad (69 b)$$

Man kann aus den obenstehenden Gleichungen unschwer erkennen, daß bei gegebenem Gleichstrom bzw. gegebener Gleichspannung die Wechselleistung durch die Restspannung der Aussteuerung U_R erklärt wird: damit wird erwiesen, daß R_{iL} den ausschlaggebenden Beitrag zur Leistungsabgabe liefert. Je geringer R_{iL} , desto größere Leistung abzugeben ist eine Röhre imstande.

Ferner ist ersichtlich, daß ein Optimalwert der Leistung auftritt, wenn

$$\boxed{R_a = 2 R_{iL}} \quad (70)$$

gemacht wird.

An Hand der Formel (67 d) kann man sich das gut vorstellen. Bei vorhandenen R_{iL} , und wenn die Betriebsanodenspannung U_{a0} festgelegt wurde, ist die Wechselleistung

$$R_a = f(R_a) \quad (67 e)$$

Das Glied $\frac{R_a}{(R_a + 2 R_{iL})^2}$ wird am größten, wenn (bei konstantem R_{iL}) die Bedingung (70) erfüllt ist. Bei diesem Anpassungsfall ist der Wirkungsgrad ein Viertel der Gleichleistung.

Im allgemeinen läßt sich der dem Anpassungsfall $R_a = 2 R_{iL}$ entsprechende Arbeitspunkt wegen $Q_{a \max}$ nicht einstellen. Besonders bei Pentoden muß man $R_a > 2 R_{iL}$ machen. Zu finden ist dann die günstige Arbeitspunktlage auf der $Q_{a \max}$ -Hyperbel. Die höchste Anodengleichspannung, bei der die Bedingung (70) sich noch erfüllen läßt, ist (nach Urteil)

$$U_{a0} = \sqrt{4 Q_{a \max} \cdot R_{iL}} \quad (71)$$

Das trifft insbesondere für Pentoden und nur bei relativ geringen Anodenspannungen zu. Bei den meist gebräuchlichen Betriebsspannungen über 200 Volt muß dann R_a stets größer als zweimal R_{iL} sein. R_a errechnet sich gemäß (66); U_{a0} und J_{a0} sind dann die Komponenten von $Q_{a \max}$. Ebenso läßt sich die dafür gültige Wechselleistung aus den obenstehenden Gleichungen bestimmen. Sie ist kleiner als die des Anpassungsfalles (70); der Wirkungsgrad verbessert sich jedoch. Er kann im günstigsten Fall die Hälfte der Gleichleistung erlangen. Hat man hinreichend große Gleichspannungen zur Verfügung und erlaubt die Isolation der Elektroden die Verarbeitung hoher Spitzenspannungen bei der Aussteuerung, trachtet man bei Pentoden unter Verzicht der optimalen Leistungsabgabe nach einem günstigen Wirkungsgrad. Bezieht sich der Wirkungsgrad auf die zulässige Gleichleistung, nennt man das Verhältnis der Wechsel- zur Gleichleistung auch Ausnutzungsfaktor. Pentoden haben dann, bei kleinem Leistungsinnenwiderstand, einen Außenwiderstand von $R_a = 5 \dots 10 R_{iL}$, wobei sich ein Wirkungsgrad bzw. Ausnutzungsfaktor von 40...45% erzielen läßt. Nur bei Endpentoden, wenn nur geringe Betriebsspannungen zur Verfügung stehen (Allstromempfänger

ger an 110-Volt-Netzen) und ebenfalls bei Trioden macht man $R_a = 5 \dots 2 R_{iL}$ ($R_{iL} = R_i$, falls Trioden bis zu $U_g = 0$ Volt zur Aussteuerung kommen).

Bei der endgültigen Wahl der Anpassung hat sowohl bei Trioden wie bei Pentoden das verschiedenartige Verhalten des Klirrfaktors in Abhängigkeit von den Außenwiderständen ein wichtiges Wort mitzureden. Man legt zweckmäßig denjenigen Außenwiderstand an die Röhre, bei dem die geringstmöglichen Verzerrungen entstehen können. Auf diesbetreffende Untersuchungen werden wir daher noch eingehen.

Methoden der Leistungsmessung

Sind J_a/U_a -Felder der praktischen Röhren gegeben, kann man sich nach der vorgeschlagenen Weise über die Leistungsverhältnisse einer Röhre hervorragend orientieren. Solange man sich auf die Bedingung des reellen Außenwiderstandes beschränkt, zeichnen sich die Resultate durch große Zuverlässigkeit aus. Da die tatsächlichen Vorgänge oft sehr kompliziert sind, lassen sich absolut quantitative Aussagen in den allerseltensten Fällen machen. In der Praxis zeigt es sich auch, daß keine allzu stark veränderlichen Merkmale bei Verwendung komplexer Widerstände (Schwingspule des Lautsprechers) auftreten. Bekanntlich werden Arbeitskennlinien infolge Phasenverschiebungen zu Ellipsen (bei einer Frequenz) und zu ellipsenartigen Formen, Schleifen usw. (bei mehreren Frequenzen). Die Darstellung derartiger Arbeitskennlinien ist nur dem Katodenstrahloszillografen vorbehalten, durch den auch nur eine qualitative Messung bewerkstelligt wird.

Genau wie bei der Berechnung mit graphischen Mitteln benötigen wir für die Leistungsmessung idealisierte Meßschaltungen. Für Endleistungsmessungen gebräuchliche Schaltungen sind in Bild 93 a und b dargestellt. Ein dem An-

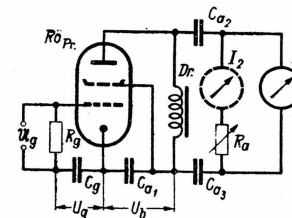


Bild 93a. Meßschaltung für Leistungsermittlung mit Drosselkopplung

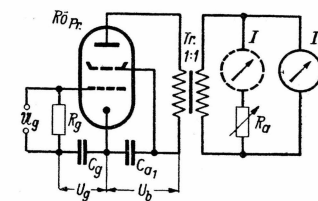


Bild 93b. Meßschaltung für Leistungsermittlung mit Transformatorkopplung

passungswiderstand gleich großer reeller Widerstand R_a belastet hier den Leistungserzeuger. Um ihn frei vom Gleichstrom zu halten, wird

dieser über einen Transformator 1:1 oder über eine Drosselkopplung (Dr, Ca₂, Ca₃) angeschaltet. Damit wird die Phasenreinheit des Verbrauchers garantiert. Um auch den frequenzabhängigen Charakter des Ankopplungs-gliedes weitgehend zu umgehen, sollen Transformator oder Drossel (mit Luftspalt!) hohe Induktivität bei kleinem Gleichstromwiderstand und dem-zufolge großem Kernquerschnitt besitzen. Solange man sich bei der Messung mit sinusförmigen Spannungen begnügt, lassen sich Meßwerke mit Ventilen (Trockengleichrichtern) und Röhrenvoltmeter verwenden. Bei Frequenz-gemischen oder schon bei Wechselspannungen hohen Oberwellengehaltes sind ausreichende Meßgenauigkeiten nicht mehr erzielbar. Es genügen dann nur noch Meßwerke, deren Anzeige sich nicht nach der Spannungs- bzw. Stromspitzenform, sondern nach dem Flächenwert der Spannungs- bzw. Stromformen effektiv einstellt. Dazu gehören zum Beispiel Einrichtungen, bei denen der Strom in Wärme umgeformt wird, die ihrerseits mechanisch (Hitzdrahtinstrument) oder elektrisch (Thermoelement) ein Anzeigeorgan steuern. Jedenfalls lassen sich in diesem Sinne auch nur Messungen der mittleren Leistung durchführen, da die Instrumente eine gewisse Anzeige-trägheit besitzen. Ist eine Orientierung über Leistungsspitzen mit quanti-tativen Ergebnissen notwendig, empfiehlt es sich, einen Schreib- bzw. Schleifenzosillografen zu benutzen.

Unter Berücksichtigung der eben gemachten Ausführungen über die Ver-wendbarkeit bestimmter Meßwerke und unter Beibehaltung des reellen Außenwiderstandes reicht für die Leistungsmessung die Ermittlung einer Leistungskomponente, also von Wechselspannung oder -strom, aus. Nach dem bekannten Leistungsgesetz errechnet sich dann die Leistung nach

$$P_a = R_a \cdot I_a^2 \text{eff} \quad (72 a)$$

oder

$$P_a = \frac{U_a^2 \text{eff}}{R_a} \quad (72 b)$$

Faktoren mit dem Index „eff“ entsprechen im allgemeinen den in Effektiv-werten geeichten Anzeigewerten der Meßwerke.

Bei der Aufnahme von Leistungsgrößen bei veränderlichen Außenwiderstän-den ist der Gebrauch des Rechenschiebers sehr vorteilhaft. Er ermöglicht die rasche Bestimmung der Leistung aus den gemessenen bzw. angezeigten Größen der Meßschaltung. Mit der Arbeitsweise des Rechenschiebers sollte jeder Funkpraktiker vertraut sein, er hilft Zeit sparen und was besonders wichtig ist, er erlaubt kurzzeitige Messungen. Rasche und dennoch genaue Messungen sind insbesondere dort von Bedeutung, wo es darauf ankommt, Überlastungen der Meßobjekte (Röhren) zu vermeiden.

Unmittelbar anzeigende Leistungsmeßgeräte

a) Outputmeter

Als Meßeinrichtungen, die die unmittelbare Ablesung von Leistungs-größen gestatten, sind vielfach sogenannte „Outputmeter“ (zu deutsch: Aus-gangsleistungsmesser) bekannt. Die besondere Eigenschaft dieser Geräte ist der gleichbleibende, mit mehreren Watt belastbare Eingangswiderstand R_E auf allen Meßbereichen, sowie je Bereich bei allen Meßwerten. Den meist vorkommenden Röhrenaußenwiderständen angepaßt, haben Ausgangs-leistungsmesser einen Eingangswiderstand von 4 oder 7 k Ω . Eine oft ver-wendete Schaltung zeigt Bild 94 a im Prinzip und b in ihrer schalttechnischen

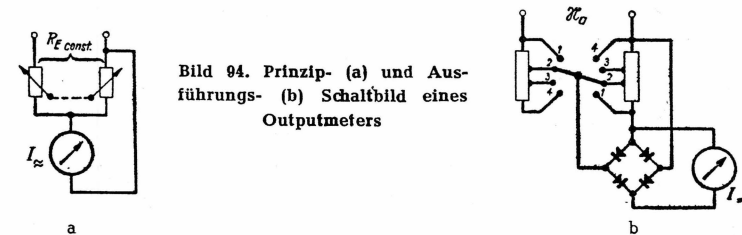


Bild 94. Prinzip- (a) und Aus-führungs- (b) Schaltbild eines Outputmeters

Ausführung. Falls, wie meist üblich, Drehspulmeßwerke mit Ventilen (Kupfer-oxydul-Gleichrichtern) eingebaut sind, wird auch von industrieller Seite einem speziell diesem Meßprinzip anhaftenden Fehlereffekt keine hin-reichende Beachtung geschenkt. Infolge der Nichtlinearität des Trocken-gleichrichtersystems und demzufolge der Lastabhängigkeit bzw. Inkonstanz des Innenwiderstands der Anordnung wird bei kleineren Leistungsbereichen ein mit dem Zeigerausschlag stark veränderlicher Eingangswiderstand R_E bewirkt. Bei geringem Zeigerausschlag kann dabei R_E das Mehrfache des bei Endausschlag vorhandenen Wertes betragen. Auch läßt dieser Effekt keine für alle Bereiche gleich gültige Eichung zu. Eine verbesserte Schaltung mit drei variablen Widerständen, die diese Erscheinungen weitgehend zu um-gehen instande ist, während auch hier noch gewisse Fehler in Kauf genom-men werden müssen, ist in Bild 95 a und b dargestellt.

Diese störenden Fehlereffekte, die im wesentlichen bei der Ermittlung kleiner Leistungsgrößen eine Rolle spielen, sind mit einem Schlage indisku-tabel, wenn man Drehspulmeßwerke in Verbindung mit Thermoumformern benutzt. Im Sinne eindeutiger Messungen wird man dieses Meßprinzip vor-ziehen, da es zudem Frequenzgemische mit großer Genauigkeit zu unter-suchen erlaubt. Es ist denkbar, nach diesem Prinzip Kombinationen zu ent-wickeln, die die Leistungsermittlung auch an Widerständen komplexen

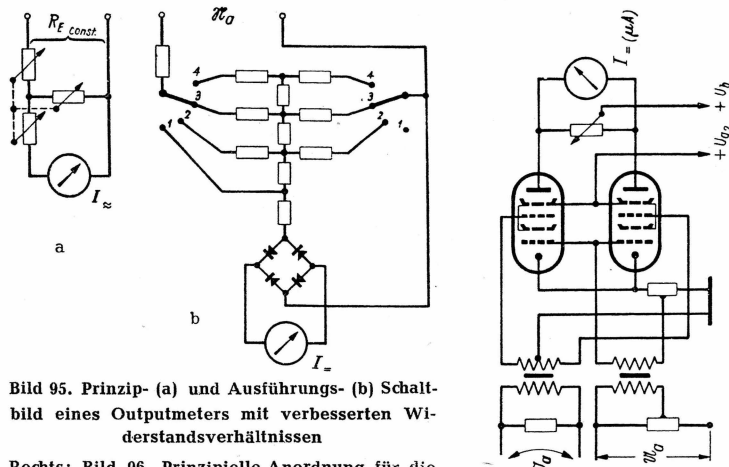


Bild 95. Prinzip- (a) und Ausführungs- (b) Schaltbild eines Outputmeters mit verbesserten Widerstandsverhältnissen

Rechts: Bild 96. Prinzipielle Anordnung für die Leistungsmessung durch Röhren

Charakters ermöglichen. Dem Verfasser liegen diesbezügliche Unterlagen nicht vor.

b) Röhrenleistungsmesser

Es sind Verfahren bekannt, nach denen ähnlich wie beim Prinzip des Röhrenvoltmeters Röhreneinrichtungen der Leistungsbestimmung dienen. Die Stromkomponente wird dabei in Spannung umgeformt und steuert zusammen mit der Spannungskomponente eine Doppelröhreneinrichtung. Eine kritische Einstellung und die Forderung nach einem quadratischen Verlauf der Kennlinien, falls Trioden in der Meßeinrichtung verwendet werden, sind Merkmale einer solchen Anordnung. Unter Anwendung der Stromverteilungssteuerung sind auch Mehrgitterröhren (Hexoden) für diese Meßart brauchbar. Bild 96 zeigt das vereinfachte Schaltschema, das dieses Meßprinzip zur Grundlage hat. Der Vorteil bei Leistungsmessungen mittels dieser Röhreneinrichtungen ist die bei Röhren bekannte Unabhängigkeit von Kurvenform und Frequenzzusammensetzung. Dient ein Drehpulmeßwerk als Anzeigeorgan, wird der zeitliche Mittelwert der Leistung gemessen.

Ehe wir auf die Auswertung von praktischen Leistungsmessungen zu sprechen kommen, soll dem Wesen des Klirrfaktors eine entsprechende Beachtung gewidmet werden.

Klärung der Begriffe über nichtlineare Verzerrungen

a) Klirrfaktor

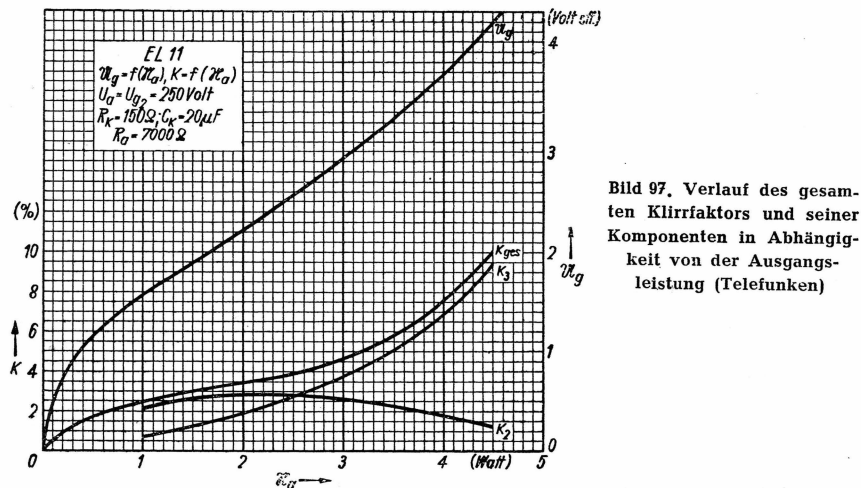
Hiermit wird ein Gebiet angeschnitten, über das man in Praktikerkreisen in vielen Fällen nur ungenaue Vorstellungen antrifft. Es soll nun nicht ge-

sagt sein, daß die folgenden Ausführungen diese Lücke zu schließen imstande wären. Sicher tragen die hier angestellten Überlegungen dazu bei, die Probleme der röhrenbedingten nichtlinearen Verzerrungen verständlich zu machen.

Man weiß aus den Röhrentabellen und -listen, daß mit den Angaben über optimale Wechselleistung $\mathfrak{N}_a$ (oder vielfach auch $N_a \sim$ geschrieben) das dazu gehörige Maß der noch tragbaren Verzerrungen angeführt ist. Bei Trioden gibt man im allgemeinen die Wechselleistung an, die sich bei 5 % Klirrfaktor, bei Pentoden die, welche sich bei 10 % Klirrfaktor erreichen läßt. In Wirklichkeit ließen sich eventuell noch größere Wechselleistungen aus der Röhre herausholen. Anders bei Gegentaktschaltungen, bei denen die optimale Leistung erreicht werden kann, ehe der Klirrfaktor eine merkliche Rolle spielt.

Der Klirrfaktor bezeichnet den prozentualen Anteil der Oberwellen, die sich bei Aussteuerung durch eine rein sinusförmige Grundwelle am Ausgang der Röhrenstufe dazugesellen. Ist f die Grundwelle (= 1. Harmonische), so ist $2f$, $3f$ die 1. und 2. Oberwelle, oder die 2. und 3. Harmonische u. s. f. Oberwellen werden durch den stets nichtlinearen Verlauf der Arbeitskennlinien (im U_{g1}/J_a -Feld!) gebildet. Man hat bei der schalltechnischen Wiedergabe von Grund- mit unverlangten Oberwellen festgestellt, daß sich die 2. Oberwelle dem menschlichen Ohr unangenehmer bemerkbar macht, als die 3. Oberwelle. Die physiologische Wirkung von 5 % Klirrfaktor bei Trioden ist angenähert gleich der von 10 % bei Pentoden. Als Ursache dieses Unterschiedes spielt die Zusammensetzung der Oberwellen eine Rolle. Da Trioden einen quadratischen Verlauf der Kennlinien besitzen, entstehen im wesentlichen Oberwellen von doppelter Grundfrequenz. Bei Pentoden macht sich, eine Anpassung des Außenwiderstandes an den Leistungsinnenwiderstand vorausgesetzt, die 3. Harmonische stärker bemerkbar.

Wir gingen bis jetzt von „einer“ Grundfrequenz aus. Praktisch wird selten eine Frequenz allein an die Röhrenstufen gelangen (mit Ausnahme von Meßgeräten wie Schwebungsgenerator usw.). Bei Sprach- und Musikübertragungen im Tonfrequenzbereich wird ein Gemisch von vielen Frequenzen verarbeitet. Allerdings ändert sich das Wesen des Klirrfaktors dadurch nicht. Wir dürfen bei Verstärkung von Frequenzgemischen mit der angenähert gleichen Zusammensetzung der verstärkten Grundfrequenzspannungen und den in der Röhrenstufe gebildeten Oberwellen rechnen. Die Größe des Klirrfaktors hängt im wesentlichen von der Aussteuerung ab. Die Zusammensetzung des Oberwellengemisches wird hauptsächlich von der Größe des gewählten Außenwiderstandes bestimmt. In Tabellen angegebene Größen des Klirrfaktors gehen zweckmäßigerweise auf Berechnun-



gen oder Messungen mit „einer“ Frequenz zurück. Bild 97 ist eine Darstellung des Verhaltens des Klirrfaktors und seiner Oberwellenbestandteile, wie sie von der Röhrenindustrie bekanntgegeben wird ($K_2 = 2$. Harmonische oder 1. Oberwelle; $K_3 = 3$. Harmonische oder 2. Oberwelle).

b) Modulationsfaktor

Infolge Kombinationstonbildung bei gemeinsamer Verstärkung mehrerer oder vieler Frequenzen machen sich zusätzliche Verzerrungserscheinungen bemerkbar. Wie der Name sagt, handelt es sich hierbei um die Bildung von neuen Frequenzen, die sich als Summen- und Differenzfrequenzen der Grundfrequenzen und ihrer Oberwellen ergeben. Das Maß der hier unerwünschten, auf Kennlinienkrümmungen zurückzuführenden Kombinationstonbildung ist der Modulationsfaktor M . Besonders bei Pentoden mit überangepaßten Außenwiderständen kann er von merklich störender Größe werden. Bei Überanpassung findet eine Bevorzugung der 3. Harmonischen statt. Im qualitativen Sinn kann man aussagen, daß der Modulationsfaktor mit der 3. Harmonischen stärker ansteigt. Daraus ist zu erkennen, daß zwischen Klirrfaktor und Modulationsfaktor ein gewisser Zusammenhang bestehen muß.

c) Verzerrungsmaß

Vereinzelt findet man in Verbindung mit der Nennung der optimalen Wechselleistung den Ausdruck: Verzerrungsmaß K_v an Stelle des Klirrfaktormaßes. Hier handelt es sich offenbar um den Klirrfaktor unter Berücksichtigung der Kombinationstonbildung. Die in einem besonderen Verfahren

(Zweitonmethode) gemessenen Verzerrungsanteile von zwei Meßfrequenzen ergeben ein besseres Bild des Grades der Verzerrungen im Sinne der Sprach- und Musikübertragung.

Ermittlung des Klirrfaktors

a) Auf graphischem Wege

Sofern überhaupt Berechnungen zum Zwecke der Klirrfaktorbestimmung durchgeführt werden, kommt der in höherer Mathematik ungeschulte Praktiker lediglich mit bereits zugeschnittenen Berechnungsformeln in Berührung. Um in die Probleme definitiver Klirrfaktorberechnungen eindringen zu können, ist die ausreichende Kenntnis der Differential- und Reihenrechnung Bedingung. Der Leser findet viel darüber in der Bücherei der Hochfrequenztechnik, Band 3, Rothe/Kleen, und Kammerloher, Band 2.

Mit Hilfe linearer Gleichungen, deren Herkunft sich nicht ohne weiteres erkennen läßt, lassen sich in Verbindung mit Arbeitskennlinien, die in das J_a/U_a -Kennlinienfeld der zu untersuchenden Röhre eingezeichnet wurden, die einzelnen Oberwellenamplituden und der gesamte Klirrfaktor gewinnen (z. B. Bilder 58 und 59). Aus den Schnittpunkten von in das J_a/U_a -Kennlinienfeld hineinkonstruierten Graden phasenreiner Außenwiderstände werden bestimmte Stromgrößen gefunden. Diese Stromwerte werden bei Trioden im 3-Punkt-, bei Pentoden im 5-Punkt-Verfahren in dafür vorgesehene Formeln (22b, c; 23b...e) eingeführt, deren Ergebnisse die einzelnen Harmonischen sind und nach (22a) oder (23a) den gesamten Klirrfaktor ergeben.

Dieses Verfahren setzt naturgemäß das Vorhandensein oder die Ermittlung des Röhrenkennlinienfeldes mit größerer Genauigkeit voraus. In Röhrenbeschreibungen gedruckte Felder sind hierzu meist zu klein und besitzen nicht den erforderlichen Genauigkeitsgrad.

Nach dieser Berechnungsmethode ist die Ermittlung des Klirrfaktors zwar auch bei kleinen Aussteuerungsmaßen möglich, jedoch nimmt die Genauigkeit mit der Gitterspannungsamplitude ab. Da sich die Resultate ursächlich aus den Differenzen großer Stromwerte ergaben, erfordert das sehr genaue Messungen. Es liegt nahe, diese sich auf statische Messungen aufbauende Methode der Klirrfaktorbestimmung durch experimentelle Mittel im Zuge dynamischer Messungen zu ersetzen.

b) Wirkungsweise der Klirrfaktor-Meßbrücke

In der Meßtechnik wird eine Wiensche Brückenordnung zur Klirrfaktormessung häufig angewandt. Das Prinzip der Schaltung ist aus Bild 98 ersichtlich. Ein Zweig der vier Brückenarme wird durch einen auf die Grundfrequenz abgestimmten Serienkreis gebildet. Die Spannung an C und D wird zu Null, wenn

$$R_1 \cdot R_4 = R_2 \cdot R_3. \quad (73)$$

In Resonanzfall ist der Scheinwiderstand von L_{Res} und C_{Res} , Verluste vernachlässigt, Null. R_{Res} müßte dann gleich R_4 gemacht werden. Der praktisch jedoch stets verbleibende Restwiderstand des Serienkreises wird durch R_{Res} ausgeglichen, darf aber nicht größer als R_4 sein.

Kommt ein Teil der oberwellenreichen Wechselspannung U_a an die Punkte A und B in der Größe U_B zu liegen, zeigt ein an C und D gelegter Spannungsmesser den halben Oberwellengehalt der Brückenspannung U_B an. An B und C liegt dagegen $\frac{U_B}{2}$. Nach Umschalten des Spannungsmessers an den Schleifer vom Regelwiderstand R_p wird dieser so eingestellt, daß Spannungsgleichheit herrscht. Aus dem Verhältnis des Teilwiderstandes R_t zu R_p wird der Klirrfaktor folgendermaßen gefunden:

$$\frac{R_t}{R_p} = p = \sqrt{\frac{\mathfrak{F}_{ob}^2}{\mathfrak{F}_1^2 + \mathfrak{F}_{ob}^2}} \quad (74)$$

($\mathfrak{F}_1$ = Grundwelle; $\mathfrak{F}_{ob}$ = ges. Oberwellengemisch).

Dann ist

$$K = \frac{p}{\sqrt{1 - p^2}} \quad (75 a)$$

Für kleine Werte von p wird

$$K \approx p \quad (75 b)$$

Die Brücke kann nur niederohmige Anpassung erfahren (gebräuchlicher Impedanzwert: 600Ω), weil nur dann außerhalb der Resonanz R_3 (Bild 98)

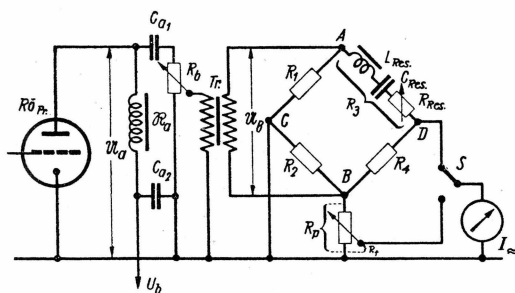


Bild 98. Prinzipielle Anordnung einer Klirrfaktor-Meßbrücke

einen relativ hohen Widerstand annimmt und damit eine gleichmäßige Spannungshöhe (lineare Anzeige) für alle Oberwellen garantiert wird. Die Resonanzschärfe und damit die Abgleichschärfe steigt mit der Verkleinerung der Kapazität C_{Res} , jedoch lassen sich die dementsprechend erforderlichen Induktivitäten im Tonfrequenzbereich nicht mehr mit ausreichender Verlust-

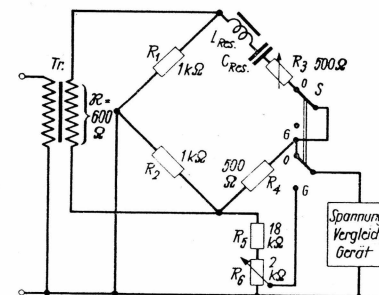


Bild 99. Ausführung nach Bild 98

freiheit herstellen. In der vorgeschlagenen und ausprobierten Schaltung Bild 99 kam eine Ringdrossel L_{Res} von $2 H$ mit einer Serienkapazität von $12\,000 pF$ zum Einbau (die Meßfrequenz ist dann angenähert $1 kHz$). Für andere Frequenzen müssen L und C eine Änderung erfahren.

Besondere Beachtung ist den Belastungsverhältnissen der Brücke zu widmen. Wenn auch nur kleine Wechselspannungen verarbeitet werden müssen — die Spannungshöhe richtet sich vor allem nach der Empfindlichkeit des Spannungsvergleichsgerätes (ungeeichtes Röhrenvoltmeter) — kann die frequenzabhängige Belastung des Brückengesamtwiderstandes R_B (A...B) auf den Übertrager Tr die Ursache von merklichen Meßverfälschungen werden. Während die Grundfrequenz bei Brückengleichgewicht mit

$$\frac{1}{R_{B1}} = \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{R_3 + R_4} \quad (76 a)$$

belastet wird, erfahren die Oberwellen nur eine Belastung

$$\frac{1}{R_{B2}} = \frac{1}{R_1 + R_2}. \quad (76 b)$$

Der Anteil Oberwellen wird dann scheinbar größer gemessen. Um die Frequenzabhängigkeit der Brücke zu umgehen, wird bei Spannungsvergleichsmessung das Resonanzglied günstigerweise abgeschaltet, so daß R_p ($R_5 + R_6$ in Bild 99) an die unbeeinflusste (halbe) Brückenspannung U_B zu liegen kommt. Zweckmäßig wird es ferner sein, die Brücke an den Übertrager Tr anzupassen, andererseits kann im Resonanzfall die Frequenzabhängigkeit nie ganz ohne Folgen auf die Widerstandsverhältnisse am Eingang der Meßeinrichtung bleiben. Der Spannungsregler R_p sollte daher nur niederohmig sein. Dadurch wird die Verwendbarkeit dieser Anordnung einseitig. Mit großen Genauigkeiten (Meßunsicherheit $\leq 10\%$) lassen sich demnach Klirrfaktormessungen nur an Spannungsquellen niedrigen Innenwiderstandes durchführen.

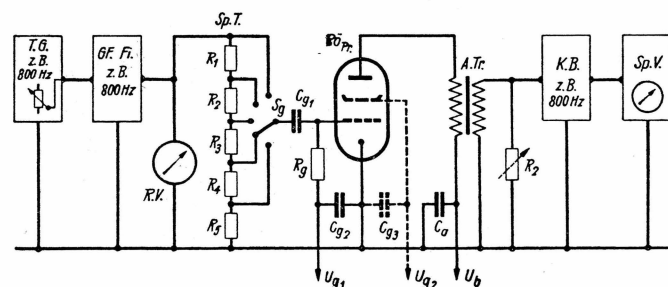


Bild 100. Blockschema einer Meßanordnung für Klirrfaktorermittlung

Schließlich ist in Bild 100 ein Blockschema einer alles berücksichtigenden Anordnung für Messungen des Endröhren-Klirrfaktors dargestellt. Von links nach rechts werden hier die Abkürzungen der zur Verwendung kommenden Geräte und ihre besonderen Merkmale erklärt:

- T. G. = Tonfrequenzgenerator nach dem Schwebungsprinzip oder Rückkopplungsgenerator mit weitgehender Oberwellenfreiheit. Ausgangsregler.
- GF.Fi. = Grundfrequenzfilter, bestehend in vereinfachter Art aus einer Röhrenstufe mit einem auf Resonanz der Grund- bzw. Meßfrequenz abgestimmten Außenwiderstand, um Oberwellen auf ein Minimum herabzudrücken ($K < 1\%$).
- R. V. = Röhrenvoltmeter mit dämpfungsfreiem linearem Innenwiderstand. Diodenvoltmeter im allgemeinen nicht verwendbar, da dieses wieder nichtlineare Verzerrungen verursachen kann.
- Sp. T. = Spannungsteiler zum Zwecke der stufenweisen Reglung der Eingangswechselspannung der folgenden Röhrenstufe Rö.P., die einer Untersuchung unterzogen werden soll. Gesamt-widerstand $R_1 \dots R_5$ so groß bemessen, daß die Filterwirkung des GF. Fi. nicht verlorengeht.
- A. Tr. = Ausgangstransformator, möglichst niederohmig abgeschlossen.
- K. B. = Klirrfaktormessbrücke gemäß Bild 98 und 99.
- Sp. V. = Spannungsvergleichsgerät ungeeichtes Röhrenvoltmeter, ähnlich der Schaltung Bild 82.

Ein „Kraftverstärker-Prüfgerät“ zur Bestimmung von Ausgangsleistung und Klirrfaktor beschreibt der Verfasser in FUNKSCHAU, Heft 4/1950.

Die Leistungsfähigkeit von Endröhren, deren Katodenaktivität nachgelassen hat

Bei den folgenden Betrachtungen wurde wieder Wert auf die Gegenüberstellung von in Ordnung befindlichen Röhren mit solchen geringerer Emissionsfähigkeit gelegt.

9. Meßbeispiel: AL 4 (EL 11)

Die Nenndaten einer fabrikneuen Endpentode AL 4 sind bekannt: $J_a = 36 \text{ mA}$; $S = 9,5 \text{ mA/V}$ bei $U_a = U_{g2} = 250 \text{ Volt}$ und $U_{g1} = -6 \text{ Volt}$. Bei gleichen Elektrodenspannungen wurde eine Röhre AL 4 gemessen, deren Meßdaten lauteten:

$$J_a = 22 \text{ mA}; S = 5 \text{ mA/V}.$$

(Daten und Kennzeichen mit dem Index I bzw. Rö I gelten hier wieder für die erstgenannte Röhre, II bzw. Rö II für das emissionsschwache System.)

Anodenstrom und Steilheit sind demnach bei Rö II auf ca. 60 % des Sollwertes abgesunken. Da die Röhre AL 4 praktisch mit vollautomatischer Gittervorspannungserzeugung betrieben wird, liegen die Werte dann etwas günstiger. Bei einem Katodenwiderstand $R_k = 150 \Omega$ ließ sich der Anodenstrom von 27 mA feststellen. Das entspricht unter Berücksichtigung des Schirmgitterstromes an R_k einem Spannungsabfall von angenähert 5 Volt. Der Arbeitspunkt hat sich also verschoben. Bild 101 zeigt die Veränderungen deutlich:

A I ist der propagierte Arbeitspunkt einer AL 4. M II ist der (auf einem Röhrenprüfgerät) gemessene Anodenstrom (wie oben angegeben). A II stellt sich bei vollautomatischer Gittervorspannung ein. Das Kennlinienfeld hat sich in gleicher Weise wie das der AL 1 (Bild 59, Seite 93) zusammengedrängt. Der Übersicht wegen wurden in Bild 101 nur jene U_{g1} -Linien eingezeichnet, die bei voller Aussteuerung von Interesse sind.

Obzwar die Röhre II eine nur wenig verringerte Aussteuerungsmöglichkeit besitzt, ändert sich drastisch die Größe der optimal erzielbaren Wechselleistung. Die wirksame Leistung je Röhre ergibt sich hier aus dem halben Flächenwert der beiden schraffierten Aussteuerungsdreiecke (vergleiche hierzu frühere Ausführungen). Wechselleistung, Gleichleistung und Wirkungsgrad des dargestellten Beispiels (Bild 101) sind:

$$\begin{aligned} \text{Rö I: } P_a &= 3,75 \text{ Watt; } N_a = Q_{a \max} = 9 \text{ Watt; } \eta = 42\%; \\ \text{Rö II: } P_a &= 1,64 \text{ Watt; } N_a = 6,75 \text{ Watt; } \eta = 25\%. \end{aligned}$$

Praktisch liegen die Größen der optimalen Wechselleistung, das sei hier eingefügt, etwas höher, da sich die Wechselleistung einer Endröhre im allgemeinen nur auf die 1. Harmonische (Grundwelle) beziehen soll. Die dafür maßgebliche Formel (24) haben wir schon kennengelernt (Seite 92). Für den

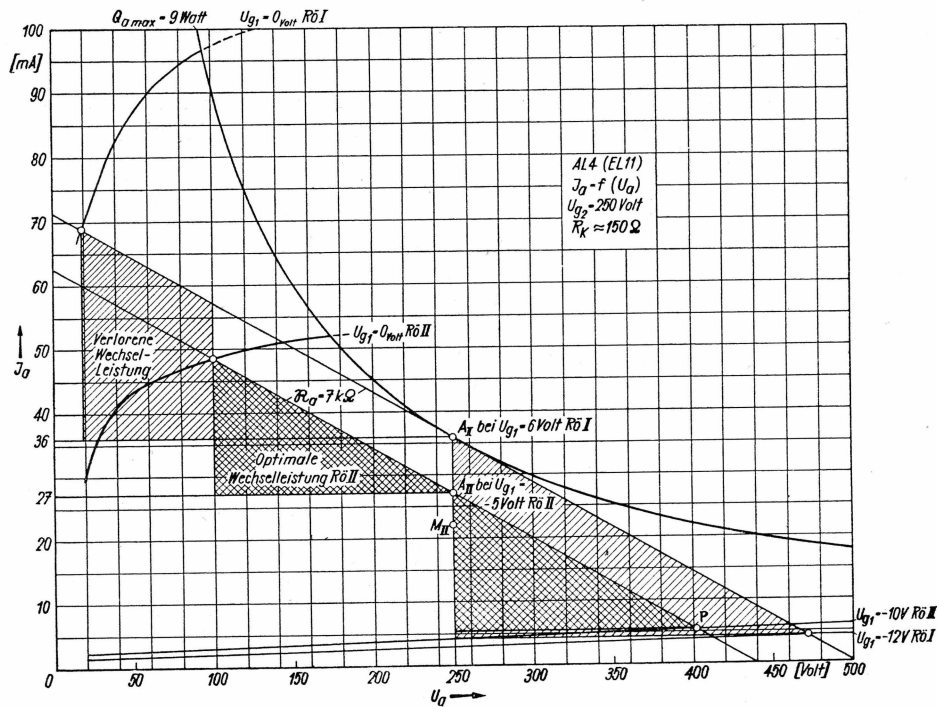


Bild 101. Graphische Darstellung der Wechselleistungsabnahme bei emissionschwach gewordenen Röhren (Pentode: AL 4)

demonstrativen Charakter der hier eingeführten Berechnungen wollen wir die nicht ausschlaggebenden Unterschiede unberücksichtigt lassen.

Bezüglich der Wechselleistung ist ein verhältnismäßig stärkerer Abfall als bei J_a und S zu verzeichnen. Auch ist der Wirkungsgrad ungünstiger geworden.

Das durchschnittliche Resultat einer Anzahl Untersuchungen von emissionschwach gewordenen Röhren ergab, daß die optimale Wechselleistung etwa im Quadrat des Anodenstromabfallverhältnisses abgenommen hatte. An einem Beispiel erklärt heißt das, daß eine Endröhre, deren Anodenstrom auf die Hälfte abgesunken ist, nur noch ein Viertel der propagierten Wechselleistung abzugeben imstande ist. Man wird also bei Brauchbarkeitsbestimmung von Endröhren einen strengeren Maßstab anlegen müssen, als bei Anfangsstufenröhren. Es sei bei dieser Gelegenheit nochmal betont, daß es bei der Beurteilung der Leistungsfähigkeit auf den Anodenstrom bzw.

auf die Gleichleistung ankommt. Das Verhalten der Steilheit hat dabei nur mittelbare Bedeutung.

10. Meßbeispiel: AL 4 als Triode

Schließlich wurden auch die Verhältnisse der gleichen Röhre AL 4, jedoch als Triode geschaltet, ermittelt. Als Arbeitspunkt wurden die Daten der EL 11-Triode in der „Röhren-Taschen-Tabelle“ verwendet. Sie lauten, wenn Anode und Schirmgitter verbunden: $J_a = 36$ mA bei $U_{g1} = -6,5$ Volt und $U_{g2} = U_a = 250$ Volt. Als Außenwiderstand ist ein Wert von $R_a = 3,5 k\Omega$ eingezeichnet worden. Bild 102 gibt uns einen Überblick über die Vorgänge bei voller Aussteuerung (bis ins Gitterstromgebiet bei $U_g = 0$ Volt). Der Wirkungsgrad erscheint bereits im propagierten Fall denkbar ungünstig. Man erkennt das schon an dem bildlichen Vergleich der Flächen der Wechsel- mit der Gleichleistung. Die grafisch gefundenen Größen stehen sich wie folgt gegenüber:

Rö I: $P_a = 1,065$ Watt; $N_a = 9$ Watt; $\eta = 11,8$ %;

Rö II: $P_a = 0,425$ Watt; $N_a = 7,2$ Watt; $\eta = 6$ %.

Hier herrschen ähnliche Zustände, wie bei der Arbeitsweise der Pentoden.

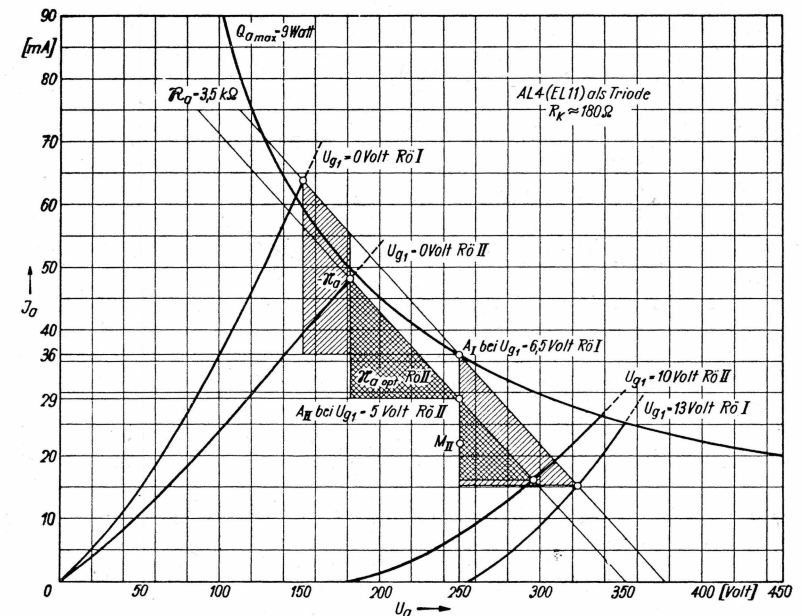


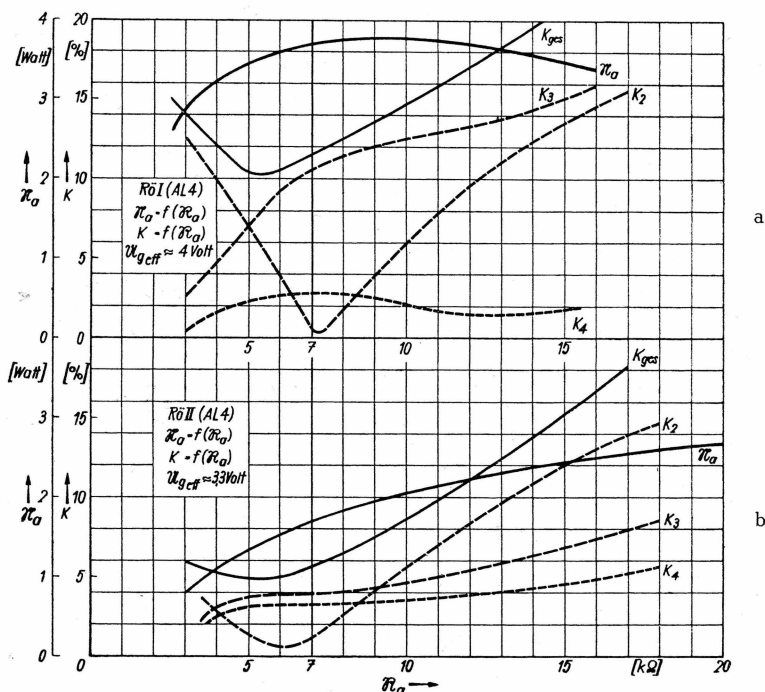
Bild 102. Wechselleistungsabnahme bei einer AL-4-Triode

Aus weiteren experimentellen Versuchen konnte jedoch festgestellt werden, daß sich bei Endtrioden der Leistungsabfall weniger als bei Pentoden bemerkbar macht, wenn man von vornherein einen besseren Wirkungsgrad einstellt.

Verhalten des Klirrfaktors bei Endröhren

Neben den Erfordernissen eines günstigen Wirkungsgrades und einer optimalen Leistungsabgabe muß bei der Festlegung auf den Außenwiderstand das Wesen des Klirrfaktors berücksichtigt werden.

Bild 103a stellt die typische Zusammensetzung des Klirrfaktors und das Verhalten der einzelnen Oberwellen bei einer Pentode in Abhängigkeit von verschiedenen Außenwiderständen dar. Auf Grund der Tatsache, daß sich bei elektroakustischen Organen die 2. Harmonische am empfindlichsten störend bemerkbar macht, kommt derjenige Außenwiderstandswert in Betracht, bei dem der Verlauf der 2. Harmonischen ein ausgeprägtes Minimum durch-



**Bild 103. Verhalten und Verlauf des Klirrfaktors und seiner Komponenten
in Abhängigkeit vom Außenwiderstand**

- a) bei fabrikneuer Pentode
b) bei demselben Typ, wenn die Katodenaktivität nachgelassen hat

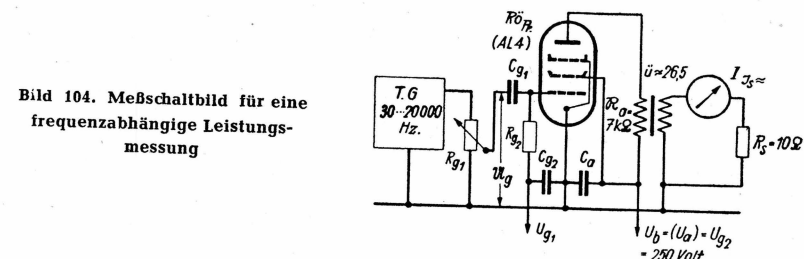


Bild 104. Meßschaltbild für eine frequenzabhängige Leistungsmessung

schreitet. Ferner besitzt der gesamte Klirrfaktor K_{ges} , wie aus der Darstellung ersichtlich, nur wenig entfernt ebenfalls ein Minimum. Für diese Fälle trifft auch die Ermittlungsformel für Außenwiderstände (66) angenähert zu, die dem Praktiker in vereinfachter Form:

$$\Re_a = \frac{U_b}{J_a} \quad (77)$$

geläufig ist.

(77) gilt nur solange, wie der Faktor R_{iL} vernachlässigbar wird. Bei stromstarken Endpentoden ist R_{iL} sehr klein. Ähnliche Verlaufsformen der Klirrfaktorkomponenten bilden sich bei emissionsschwach gewordenen Röhren (Bild 103 b). Auch bei diesem demonstrierten Beispiel erscheint ein Tiefpunkt der 2. Harmonischen bei fast gleichem Widerstandswert.

Die 4. Harmonische tritt hier im Verhältnis zu den anderen etwas stärker hervor, was man auf gewisse bei Emissionsfall entstehende Krümmungserscheinungen im Arbeitskennlinienverlauf zurückführen muß.

Während R₀I in bekannter Weise ein breit ausgedehntes Leistungsmaximum zwischen 7 und 12 k Ω aufweist, steigt im dargestellten Feld die Wechselleistung der R₀ II stetig an. Bei der üblichen Verwendung eines in gewissem Grade nie ganz frequenzunabhängigen Ausgangstransformators hieße das eine Leistungszunahme in Richtung höherer Tonfrequenzen. Tatsächlich ließ sich diese Annahme mit Hilfe einer Messung nach Bild 104

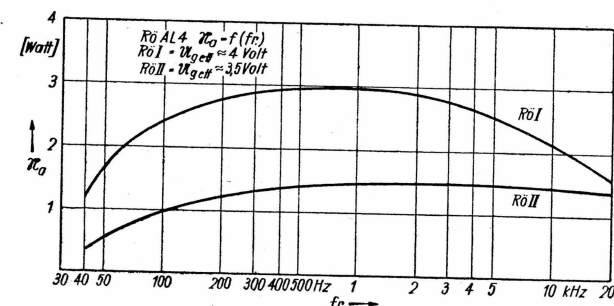


Bild 105. Leistungsverlauf bei zwei Röhren verschiedener Emissionsfähigkeit in Abhängigkeit von der Frequenz

beweisen. Das Ergebnis ist die Kurvendarstellung in Bild 105. Die Leistungskurve der Rö I besitzt den üblichen Verlauf. Die Bevorzugung der hohen Frequenzen bei Rö II ist an sich nicht bedeutungsvoll. Allerdings werden in der Frequenz höherliegende Oberwellen mehr in Erscheinung treten, ebenso gehen die ganz tiefen Frequenzlagen verloren. Diese für Endröhren, die sich im Stadium starken Verbrauchs befinden, typische Erscheinung dürfte manchem Praktiker schon aufgefallen sein.

Auf Grund weiterer Untersuchungen über das Verhalten des Klirrfaktors mußte eingesehen werden, daß sich bestimmte Richtlinien nur schwierig aufstellen lassen. Die Reaktion der Emissionsabnahme war auf die Größe des Klirrfaktors verschiedenartig. Zum größeren Teil war ein Verhältnis wie beim oben erörterten Meßbeispiel (AL 4) zu verzeichnen. Schließlich darf angenommen werden, daß bei besagten Röhren die Struktur der Arbeitskennlinien, je nach örtlicher Katodenbeschaffenheit, durchaus nicht bei allen Röhren gleichartigen Veränderungen ausgesetzt sein wird. Sicher kann folgende Überlegung als Erklärung mit herangezogen werden.

Die Arbeitskennlinie einer fabrikneuen Röhre (Pentode) hat im U_g/J_a -Feld einen S-förmigen Verlauf (Bild 106 a; Rö I), der sich aus den Schnittpunkten der Widerstandslinie mit den Gitterlinien im J_a/U_a -Feld (Bild 106 b) ergibt. Sichtbare Krümmungen deuten auf die Bildung von Verzerrungen hin. In Bild 106 c; Rö II ist ein Zustand, ähnlich dem des obigen Meßbeispiels (AL 4), eingetreten. Die Arbeitskennlinie im U_g/J_a -Feld erfährt im oberen Auslauf eine Linearisierung, die Aussteuerungsfähigkeit ist nicht allzu sehr weniger geworden. Schließlich bilden sich stärkere Sättigungserscheinungen aus, die im U_g/J_a -Kennlinienfeld ausgeprägtere Kennlinienkrümmungen bewirken und den Aussteuerungsbereich weitgehend einengen (vgl. hierzu Bild 106 d; Rö III). Bei Trioden spielen sich ähnliche Vorgänge ab. Demnach durchläuft die absolute Größe des Klirrfaktors beim stetigen Verbrauch

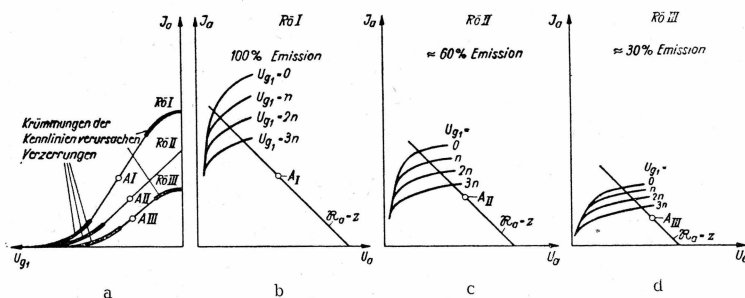


Bild 106. Krümmungserscheinungen der Arbeitskennlinien einer Pentode in Abhängigkeit von der Emissionsfähigkeit

der Katodenaktivität und stetiger Abnahme der optimalen Leistung ein Minimum, welches sich etwa bei 70...60 % Anodenstromabnahme auszubilden scheint.

Hiermit finden die Ausführungen über experimentelle Untersuchungen insbesondere an Röhren, die die Aufgabe haben, Niederfrequenzen breitbandig zu verstärken, im allgemeinen und unter Berücksichtigung des „Verbrauchs“ im besonderen ihren Abschluß. Die gewonnenen Resultate werden nicht ganz ohne Einfluß auf die Prüftätigkeit des Reparaturpraktikers sein. Vielleicht schenken auch die Fabrikanten mehr und weniger durchentwickelter Röhrenprüfgeräte diesen Problemen die gebührende Beachtung.

Zur Tabelle.

In Tabelle I (Seite 186/187) sind die Ergebnisse der bisher demonstrierten Untersuchungen zusammengefaßt. Dem Prüftechniker sollen die knapp gehaltenen Angaben eine besondere Hilfe in dem Bestreben sein, Röhren im Sinne ihrer Verwendung einwandfrei zu beurteilen¹⁾.

F. Diskussion über Röhrenprüfen und Röhrenmeßeinrichtungen

Das Prüfen und Messen von Radioröhren nimmt in der Werkstattarbeit einen besonderen und nicht unwesentlichen Platz ein. Die hierzu notwendigen Meßvorgänge sind grundsätzlich nicht problematisch. Schwierigkeiten in Schaltung und Aufbau stellen sich erst durch die verlangte Vielseitigkeit der Meßeinrichtungen ein. Die aufbautechnischen Ausführungen sogenannter Universalgeräte neigen dabei immer etwas mehr zu Kompromissen, als zu günstigen Eigenschaften.

Einer oft propagierten Formulierung, wonach das einfachere und dadurch preiswertere Röhrenprüfgerät die eindeutigste Handhabung gestatten müßte, kann nicht zugestimmt werden. Röhrenprüfgeräte, bei denen die Ermittlung von Prüfergebnissen eine erhöhte Aufmerksamkeit für die auf den ersten Blick unkontrollierbaren Einstellvorgänge voraussetzen, können nur begrenzt genaue und eindeutige Meßergebnisse zeitigen. Auf Grund von besonderen Beobachtungen wurde wiederholt festgestellt, daß im Brauchbarkeitsmaß von Röhren, die mit verschiedenen Prüfverfahren gemessen wurden, keine Ubereinstimmung vorhanden war. Hieran waren durchaus nicht immer unfachgemäße Urteile seitens des Prüfenden schuld, sondern leider die meßtechnisch unzulänglichen Röhrenprüfanordnungen. Zudem wird in den seltensten Fällen die subjektive Beurteilung von Röhren unternommen, die darin besteht, daß man die Bedingungen und Beanspruchungen der spezi-

¹⁾ Vgl. den Beitrag des Verfassers in Funkschau Heft 12/1949 „Korrektur von Röhrenprüfergebnissen“.

fischen Inbetriebnahme mitberücksichtigt. Außer der absoluten Brauchbarkeitsbestimmung sollte daher stets auch eine Beurteilung des Verhaltens der Röhre gemäß ihrem Verwendungszweck stattfinden, wozu in vorliegender Broschüre Hinweise gegeben wurden.

I. Das Beurteilungsmaß der Brauchbarkeitsbestimmung

Die Fragestellung, ob die Bezeichnungen „Prüfen“ oder „Messen“ richtig angewendet werden, ist des öfteren schon im allgemeinen und im Röhrensektor im besonderen Anlaß von besonderen Begriffserklärungen gewesen. Auch wir haben uns damit schon auf den ersten Seiten auseinandergesetzt¹⁾.

Es ist nunmehr zu klären, ob man Radoröhren zum Zwecke der Brauchbarkeitsbestimmung „messen“ oder „prüfen“ soll. — Jede Emissionsermittlung basiert eigentlich nur auf Messungen, aus denen mit bestimmten Meßeinstufungen, seien sie auch nur in Prozenten geeicht, die Brauchbarkeitsgrade gewonnen werden. Im Gegensatz dazu gehört die Untersuchung des Fadens auf Stromdurchgang und die Elektrodenschlußermittlung zum „Prüfen“ schlechthin. Emissionsmessungen, die durch vereinfachte Meßmethoden ermöglicht werden und die mit nur geringen Meßgenauigkeiten ausgestattet sind, wird man dann sinngemäß auch in die Kategorie der Prüfeinrichtungen verweisen.

Beim Röhrenprüfen sollte man genaue Meßwerte anstreben, von denen man im Sinne der Laienverständlichkeit eine verständliche Bewertung ableitet. Schließlich will ja auch der Kunde über die Brauchbarkeit seiner Röhren informiert werden. Dabei ist es üblich, die Röhren in drei Brauchbarkeits-Klassen einzuteilen, nämlich in „gut“, „noch brauchbar“ oder „unbrauchbar“, oder man wendet in der Bedeutung ähnliche Bezeichnungen an. Es stellte sich aber auch heraus, daß man sich nicht immer auf die Resultate insbesondere bei den Übergangsgrenzen von „gut“ auf „noch brauchbar“ und von „noch brauchbar“ auf „unbrauchbar“ verlassen kann. Anscheinend muß dieser Umstand Prüfgerätekonstrukteure veranlaßt haben, neuerlich den Meßbereich „fraglich“ einzuführen. Damit wird dem Prüfenden die Verantwortung abgenommen, sich auf ein bestimmtes Brauchbarkeitsmaß festlegen zu müssen. Es ist aber wirklich kein Fortschritt in der Meßtechnik, die Fraglichkeit eines Zustandes noch besonders zu unterstreichen; schließlich kann man vom Kunden nicht verlangen, sich die Frage selbst zu beantworten. Einen Zweifel in der Brauchbarkeitsbestimmung sollte ein Prüftechniker nur in selteneren Fällen ausdrücken.

Andere Prüfgerätekonstrukteure haben das Prozentmaß eingeführt, wobei jedoch die Frage offen bleibt, bis zu welchem Prozentwert keine merk-

¹⁾ Vgl. zu diesem Thema auch die Ausführungen von Martin in „Funktechnik“ Heft 14/1948, Seite 340.

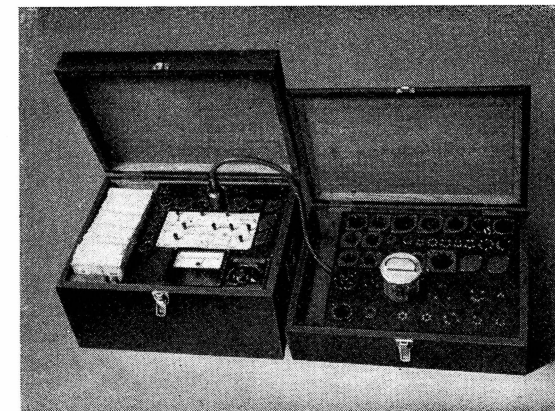


Bild 107. Patent-Röhrenprüfer Mod. W 18 (Funke)

lichen Veränderungen in der Arbeitsweise entstehen und wie groß der prozentuale Abfall des Anodenstromes, der Steilheit oder anderer Beziehungen werden darf, ehe die Röhre das Urteil „unbrauchbar“ oder „wertlos“ verdient. Es bleibt im wesentlichen dem Prüftechniker überlassen, die Brauchbarkeit aus den Prozentgrößen zu ermitteln. Auf keinen Fall sollte man einem Nichtfachmann aber zumuten, aus irgendeiner Prozentzahl allein sich selbst ein Bild zu machen, was seltener richtig ausfallen dürfte, als der wirklichen Lage entspricht:

Bei dieser Gelegenheit sei einer in Fachkreisen noch häufig vertretenen Ansicht widersprochen, nämlich, daß das Röhrenprüfen heute eine unfachmännische Arbeit geworden sei, die von jedem ungeschulten Betriebsangehörigen ausgeführt werden könne. Natürlich soll nicht übersehen werden, daß man Röhren besser in Gegenwart des Kunden prüft. Aber an das Röhrenprüfgerät gehört eine Fachkraft, auch wenn die Handhabung der Prüfanordnung verführerisch einfach und bequem erscheint. Das Prüfen und die Brauchbarkeitsbestimmung von Radoröhren stellen nicht weniger Anforderungen an den Fachmann, als eine Radiogeräteprüfung und -reparatur überhaupt. Leider neigt man in diesem Punkt zu einer gefährlichen Unterschätzung.

Röhrenprüf- und -meßeinrichtungen der Industrie

Eine Radio-Werkstatt ohne Röhrenprüf- oder -meßgerät wäre im hohen Maße unvollständig. Auf der Suche nach einem brauchbaren Gerät wird nicht zuletzt auch die finanzielle Seite eine Rolle spielen, im anderen wird man sich auf die Erfahrungen des Kollegen oder auf Mitteilungen in der Fachpresse verlassen müssen. Auf den ersten Blick machen die heutzutage von der

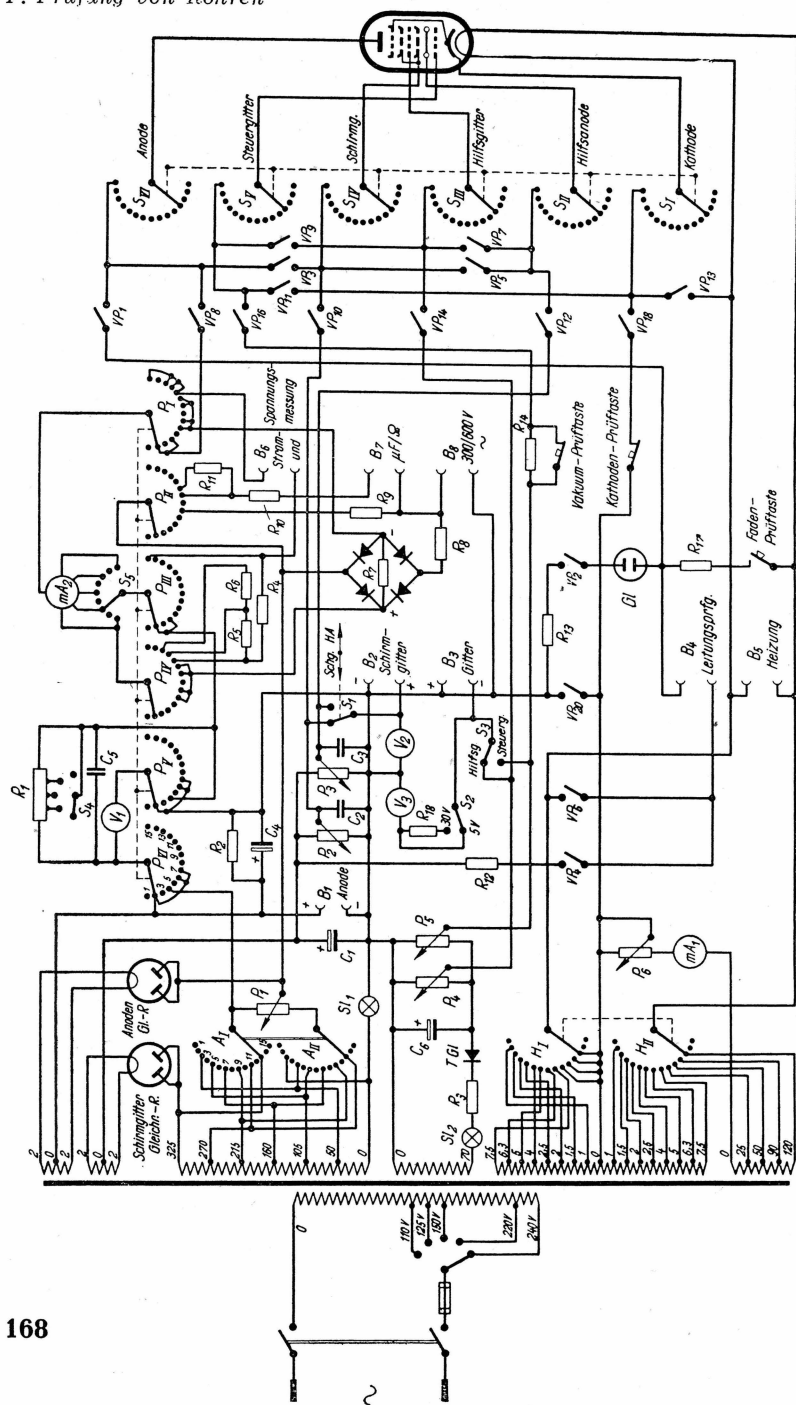


Bild 108. Schaltung des Universal-Röhrenprüfgerätes RP 352 (Neuberger)

Industrie angebotenen Röhrenprüfgeräte einen recht unterschiedlichen Eindruck.

Von bewährten Fabrikanten sind die Röhrenprüfgeräte der Firma Funke und Neuberger zu nennen. Die Geräte der Fa. (Bittorf &) Funke zeichnen sich auf Grund der Verwendung geeichter Lochkarten, die jedmögliche Einstellvorgänge erleichtern, durch eine besondere Vereinfachung der Bedienung aus. Für jede zu prüfende Röhre ist eigens eine Lochkarte vorgesehen. Nachdem die für den Röhrentyp in Frage kommende Karte auf die Oberseite des Prüfgerätes an vorgesehener Stelle zu liegen kommt, werden von Hand durch Stifte Kontakte geschlossen. Die Röhren werden mit Gleichspannungen in einem bestimmten Arbeitspunkt gemessen, den man im allgemeinen bei null Volt Steuergittervorspannung einstellt. Die Brauchbarkeit kann sofort nach der Elektrodenschlußprüfung auf den Karten an einer besonderen Maßeinstufung abgelesen werden. Bild 107 zeigt ein neueres Modell der Firma Funke.

Bei Neuberger - Prüfgeräten größerer Klasse werden ebenfalls Gleichspannungen an die Röhrenelektroden gegeben. Die Messungen erfolgen hier größtenteils im „günstigsten“ Arbeitspunkt, dessen Betriebswerte man durch eine Reihe von Meßwerken unmittelbar kontrollieren kann. Es lassen sich mit diesen Röhrenprüfgeräten sehr genaue Messungen durchführen, auch sind die Differenzgrößen: Steilheit, Innenwiderstand und Durchgriff bestimmbar. Das Schaltbild eines neueren Modells der Firma Neuberger ist in Bild 108 abgebildet.

[illegible]

Prüfschalter	Spannungs- Stellung	Vorgang
	1	Ablesung
	2	Ablesung
	3	Ablesung
	4	Ablesung
	5	Ablesung
	6	Ablesung
	7	Ablesung
	8	Ablesung
	9	Ablesung
	10	Ablesung
	11	Ablesung
	12	Ablesung
	13	Ablesung
	14	Ablesung

$H_{I, II}$ = Wahlschalter für Heizspannung
 $A_{I, II}$ = Wahlschalter für Anodenspannung
 $VP_{I...20}$ = Vorprüfschalter
 $P_{I...VII}$ = Prüfschalter
 $S_{I...m}$ = Sockelschalter

Die Betriebsspannungen werden über Spezial-Sockelumschalter an die Röhrenkontakte geliefert. Das macht den Gebrauch einer besonderen Bedienungstabelle, die jedem Gerät mitgeliefert wird, zur Vorbedingung.

Ohne Anspruch auf Vollständigkeit wären noch die Fabrikate von Röhrenprüfgeräten: Hermann, Kiesewetter, Grundig (früher RVF), Ontra, Fernseh-GmbH., LTP, Siemens, Tekade zu erwähnen. Soweit bekannt, arbeiten die „besseren“ Geräteklassen dieser Firmen nach dem Prinzip der statischen Röhrenmessung. Außer den Einrichtungen, die sich der genannten Meßmethode bedienen, werden von diesen und anderen Firmen preiswerte Röhrenprüfer nach dem Leistungsprinzip gebaut.

In der Fachpresse wird man laufend über diese oder jene Konstruktion Prüfberichte und Mitteilungen finden. Es wäre im Sinne der Verbraucher sowie der Erzeuger wünschenswert, wenn die Prüfberichte nicht nur informatorischen Charakter trügen.

Die mechanische Ausführung läßt bei manchen Gerätefabrikaten noch einiges zu wünschen übrig. Es verursachen z. B. die Drehknöpfe von schwer gangbaren Stufenschaltern durch ihr häufiges Lockerwerden Ärger. Ferner ermüden bei größerer Beanspruchung der Röhrenfassungen als im Empfangsgerät die Kontaktfedern der Fassungen bald, brechen ab oder geben zumindest nur noch schlechten Kontakt. Ebenso erlahmen die Kontaktzungen der Stufenschalter oder lockern sich in unangenehmer Weise. Diesen und anderen fehlerhaften Effekten sollte der Prüfgeräteproduzent durch die Verwendung ausgesuchter Materialien weitestgehend vorzubeugen versuchen.

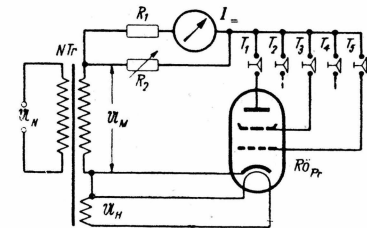
Röhrenprüfer nach dem Leistungsprüfverfahren

In Baubeschreibungen, sowie von der Industrie des In- und Auslandes ist das Leistungsprüfverfahren bei Konstruktion und Bau von einfachen, mit wenig Material ausgestatteten Röhrenprüfgeräten angewandt worden. Die zu prüfenden Röhren werden hier allerdings in einer ihrem Verwendungszweck widersprechenden Weise in Betrieb gesetzt. Die Wirkungsweise dieses so vielfach angewendeten Meßprinzips sei kurz geschildert (vgl. hierzu auch die Ausführungen im Funkschau-Bauheft M 1 von Erich Wrona):

An die Elektroden einerseits und an die Katode andererseits kommt eine Wechselspannung U_M (zirka 30 Volt) zu liegen (Bild 109). Da jede Röhre ihrer Funktion entsprechend nur stromdurchlässig wird, wenn eine positive Spannung an den kalten Elektroden herrscht, entsteht im Röhrenstromkreis ein stark pulsierender Gleichstrom. Das in den Röhrenstromkreis gelegte

Drehspulmeßwerk zeigt den Mittelwert der Gleichstromstöße an. Die Tatsache, daß in ungewohnter Weise an den Elektroden, insbesondere am Gitter 1, eine Leistung wirksam wird, hat anscheinend diese Prüfmethode zur „Leistungsprüfung“ gestempelt. Je nach innerer Röhrenkonstruktion bzw. Innenwiderstand oder Steilheit wird der Strom von verschiedener Größe sein, falls Generatorspannung und Außenwiderstand als konstant angenommen wurden. Es ist zu erwarten, daß nach Abnahme der Katoden-ergiebigkeit der gleichgerichtete Strom absteigende Tendenz aufweist.

Bild 109. Röhrenprüfung nach der Leistungsmethode



Wie in Bild 109 angedeutet, sind alle kalten Elektroden miteinander verbunden, lassen sich aber gegebenenfalls durch Ruhestromtasten $T_1 \dots T_5$ einzeln voneinander trennen. Den Hauptanteil des gleichgerichteten Wechselstromes wird also stets die nächstliegend stromführende Elektrode aufnehmen. Bei Verstärkerröhren dürfte das fast durchweg ein Gitter sein, das in der Praxis negative Vorspannung erhält, also ein Glied, das für eine Stromaufnahme ursprünglich nicht vorgesehen ist. Nicht ungünstig dagegen liegen die Verhältnisse bei Prüfung von Gleichrichterröhren, deren Zweck es ja ist, Wechselspannungen zu Gleichströmen und -spannungen zu verarbeiten. Aber auch in dieser Form ist bei Zweipolröhren sowie bei Netzgleichrichterröhren die Arbeitsweise wesensfremd. Mit Ausnahme der Netzgleichrichterröhren und Dioden ist im allgemeinen der maximal zulässige Belastungswert der der Katode nächstliegenden Elektrode (Steuergritter) nicht bekannt. Da in dieser Arbeitsweise an den weiter ab liegenden Elektroden keine erheblichen Verlustleistungen entstehen, darf die Belastung der ersten Gitter sicher etwas höher getrieben werden, als im praktischen Betrieb gestattet ist. Bei Röhrensystemen mit größerem Innenwiderstand Katode/Gitter 1 wird man aus diesem Grunde größere Ströme zu vermeiden suchen. Da der Meßstrom von der wirksamen Elektroden-spannung abhängt, diese aber begrenzt bleibt, ist mit Elektrodenüberbelastungen jedoch weniger zu rechnen. Ursachen von bekanntgewordenen Beschädigungen von Prüfröhren lagen dabei weit mehr auf dem Gebiet der

Katodenüberbeanspruchung. Die Möglichkeiten einer zu starken Beanspruchung der Katodenschicht tritt besonders bei Röhren auf, die einen geringen Innenwiderstand bzw. hohe Steilheit besitzen ($R_i \cdot S = 1$; die Größe des mittleren Innenwiderstandes bzw. der mittleren Steilheit ist wesentlich von der Größe der Aussteuerung abhängig!). Um einen in Grenzen gehaltenen Meßstromwert zu ermöglichen, ist mit Hilfe des regulierbaren Widerstandes R_2 (Bild 109) für eine gute Anpassung an die in Betracht kommenden Röhrenkonstruktionen zu sorgen. R_1 dient dabei der Instrumente-, R_2 der Röhrensystemanpassung. Es ist nicht ratsam, wie hin und wieder vorgeschlagen, R_2 fest einzustellen. Ursächlich bestimmen, wie gesagt, die geometrischen Abmessungen des Röhrensystems den Meßstrom. Wenn ein gegenüber dem Innenwiderstand verschwindend kleiner Außenwiderstand eingestellt wird, ergibt sich der Meßstrom im Prinzip nach Formel (17). Die Berechnung der tatsächlichen Stromhöhe ist kompliziert da im Falle eines merklichen Außenwiderstandes (R_2) die an R_2 abfallende „pulsierende“ Gegenspannung berücksichtigt werden muß, da sie auf den Meßstrom einen reduzierenden Einfluß ausübt. Verlässlichkeit und Erfolg des Leistungsprüfens hängen also sehr von der richtigen Einstellung des R_2 ab. Leider lassen sich aus üblichen Röhrendaten so gut wie keine Anhaltspunkte für die günstige Bemessung der Einzelteile bei dieser Prüfmethode entnehmen.

Vorprüfung von Röhren

a) Fadenprüfung

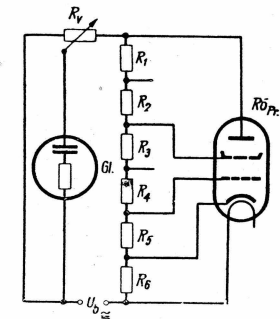
Die an erster Stelle stehende Prüfmaßnahme ist die Kontrolle über den Heizfaden. Vorrichtungen, die den Faden auf Stromdurchgang prüfen, werden auf Seite 31 (Bild 19) besprochen. Man wird die Fadenprüfvorrichtung in jedes Röhrenprüfgerät zweckmäßig so einbeziehen, daß der Faden ohne viele Schalterbetätigungen untersucht werden kann. Am gebräuchlichsten ist die Glimmlampenordnung, wobei man Glimmlampen mit nicht zu geringen Querströmen benutzen sollte ($J_{G1} \geq 3 \text{ mA}$). Wie schon erwähnt, liegt die Höchstgrenze des zur Verwendung kommenden Prüfstroms bei 20 mA, um heizstromschwache Röhren nicht zu gefährden.

b) Elektrodenschlußanzeige

Hat man sich davon überzeugt, daß der Faden in Ordnung ist, geht man zu der Kontrolle der Elektrodenisolationen über, d. h. es ist festzustellen, ob und wo Elektrodenverbindungen vorliegen, da sonst bei späterer Spannungsversorgung Überlastungen der Meßwerke und der Spannungsquellen eintreten können. Elektrodenschlüsse treten meistens mit nur geringen

I. Brauchbarkeitsbestimmung

Bild 110. Einfache Glimmlampenordnung für Elektrodenschlußanzeige



Übergangswiderständen auf. Erscheinen jedoch größere Übergangswiderstände, sog. „Feinschlüsse“, versagen die üblichen Prüfeinrichtungen. Letztgenannte Fehlereffekte können kurzzeitig keinen Schaden anrichten. Man wird versuchen, sie im Empfangsgerät und mit empfindlichen Meßinstrumenten zu lokalisieren. Bei Anordnungen, die im Röhrenprüfgerät der Elektrodenschlußanzeige dienen, wird man sich mit der Kenntlichmachung solcher Schlüsse begnügen, die auf die Prüfgeräteeinzelteile eine schädigende Wirkung auszuüben imstande sind. Erst nachdem man sich über den ordnungsgemäßen Zustand einer Röhre vergewissert hat, wird man die Emissionsmessung vornehmen.

Die Industrie ist hier verschiedene Wege gegangen. In größeren Geräteklassen sind Vorrichtungen eingebaut worden, die mit Glimmlampen oder Schauzeichen arbeiten. Oft muß man eine Reihe Schalterstellungen abwickeln, ohne daß sich vielleicht alle Schlußmöglichkeiten erfassen lassen. Bei Leistungsprüfern kreist man Elektrodenschlüsse durch Abtastung ein. Wenn man gewissenhafte Untersuchungen betreiben will, sind Mehrfachbetätigungen immer etwas zeitraubend. Besser sind auf alle Fälle Elektrodenschlußanzeigen, die in einer Schalterstellung lückenlos funktionieren.

Eine in dieser Art einfache Anordnung ist in Bild 110 dargestellt¹⁾. Die Glimmlampe Gl leuchtet auf, wenn eine unerwünschte Elektrodenverbindung vorliegt. In dieser Form ist allerdings eine Lokalisierung nicht möglich. Die Einstellung von R_v ist kritisch und muß derart erfolgen, daß in Ruhestellung der Glimmröhre gerade keine Zündung auftritt. Erst nach einem durch Elektrodenschluß verursachten Wenigerwerden des Gesamtwiderstandes $R_1 + R_2 + \dots + R_6$ wird die Glimmröhre zum Zünden gebracht. Der besondere Vorteil dieser Schaltung ist, daß unter Umständen auch

¹⁾ Vgl. Diefenbach, Handbuch der Rundfunkreparaturtechnik.

größere Übergangswiderstände angezeigt werden (R_V ca. $50\text{ k}\Omega$, $R_1, R_2 \dots$ je $10\text{ k}\Omega$).

Ein anderes Anzeigeverfahren ist in Limann Prüffeldmeßtechnik, § 59 (Franzis - Verlag) zu finden (Bild 111). Hier leuchten Glühlämpchen

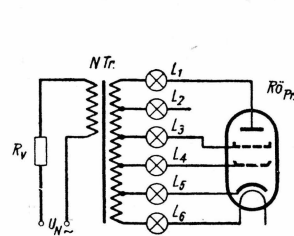
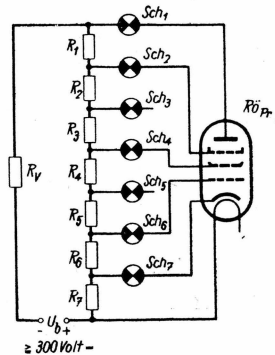


Bild 111. Glühlämpchenanordnung für Elektrodenschlußanzeige

Rechts: Bild 112. Schauzeichenanordnung für Elektrodenschlußanzeige



mit möglichst geringem Nennstrom auf, wenn Elektrodenschluß vorliegt. Die Bemessung von R_V geschieht unter der Überlegung, daß im äußersten Fall die Lämpchen nicht mehr als ihren Nennstrom bzw. ihre Nennspannung erhalten. Nachteilig ist die geringe Empfindlichkeit von Glühlämpchen. Eine im Prinzip ähnliche Kombination, jedoch unter Verwendung von gleichstromgespeisten Schauzeichen wurde vom Verfasser in der „Funkschau“ 1947, Heft 2/3 (Seite 19) vorgeschlagen (Bild 112). Diese Anordnung wurde im „Großen Röhrenprüfgerät“ („Funkschau“ 1947, Heft 4 und 10) praktisch verwendet. Mit dieser Prüfanordnung ist es möglich, sofort nach dem Einschalten des Hauptgerätes jede Art von Elektrodenschlüssen zu erkennen. Die Vorteile dieser Prüfanordnung treten besonders dann in Erscheinung, wenn Elektrodenschlüsse, wie es nicht selten vorkommt, erst durch Rütteln und Beklopfen der Röhre (mit dem Gummihammer, aber nicht mit dem Schraubenzieher!) hervorgerufen werden. Infolge der geringen Anzeigeträgheit, wie sie Schauzeichen eigen ist, werden auch kurzzeitige Elektrodenschlüsse ersichtlich. Ferner ist es angenehm, den Ort der Elektrodenschlüsse kennenzulernen, da es ja auch eine Reihe Röhren gibt, die natürliche Kontaktverbindungen besitzen (z. B. D-Röhren der 11er Serie). Da man die Sockelbilder der Prüfröhren stets zur Hand haben dürfte, lassen sich sofort die unerwünschten Verbindungen von den natürlichen unterscheiden. Durch eine sinnreiche, inzwischen verbesserte Schaltweise kann eine Elektrodenschlußanzeige auch bei Katodenerwärmung stattfinden. Grundsätzlich ist die Möglichkeit der Schlußanzeige bei warmer Katode

dadurch gegeben, daß die Katode stets an das höchste positive Potential der Widerstandskombination $R_1 + R_2 + \dots R_7$ zu liegen kommt. Da sich dann die Prüfröhre im Sperrzustand befindet, ist eine Schlußvortäuschung infolge Emission wie bei den anderen Anzeigeverfahren u. U. möglich, nicht gegeben.

II. Entwurf eines Selbstbau-Röhrenprüfgerätes

Aus vorangegangenen Erörterungen über experimentelle Untersuchungen an emissionsschwach gewordenen Röhren im Vergleich zu solchen des propagierten Zustandes hat sich ergeben, daß man sich bei der Brauchbarkeitsbestimmung auf die Ermittlung des Anodenstromverhaltens beschränken kann. Gerade in Fällen, in denen Röhren die Aufgabe haben, Leistungen zu erzeugen, und auch bei Anfangsstufentrioden ist der Anodenstrom und nicht die Steilheit von primärer Bedeutung. Bei Pentoden jedoch erscheint die Kenntnis der Steilheit in Bezug auf ihre Verstärkereigenschaften ausschlaggebend. Es lassen sich bei Pentoden auch brauchbare Prüfergebnisse aus dem Anodenstromverhalten ermitteln, wenn man die natürlichen Streuungen berücksichtigt. Schließlich steht ja die Steilheit gemäß vorangegangener Erörterungen in einer gewissen Abhängigkeit von der Emission. Von Fall zu Fall kann man, soweit es unbedingt erforderlich erscheint, Steilheitsgrößen aus Differenzmessungen ermitteln.

Röhrenmessungen nach dem statischen Meßprinzip, d. h. Messung des Anodenstromes durch Anlegen von normalen Betriebsgleichspannungen, sind insofern anderen Methoden gegenüber im Vorteil, als gewisse Störeffekte, die sich bei einem weitverzweigten Verdrahtungsnetz einstellen, durch ausreichende Glättungs- und Siebmaßnahmen unwirksam oder belanglos werden. Die Genauigkeit der Meßwerte hängt dabei nur von leicht kontrollierbaren Betriebsgleichspannungen ab. Die Anwendung von dynamischen Meßmethoden ist bei größeren Universalgeräten so gut wie nicht möglich. Auch bei der Inbetriebnahme von Röhren nur mit Gleichspannungen neigen auf Grund längerer Sockelzuleitungen gewisse Röhrentypen (insbesondere sehr steile Endpentoden) zur Eigenregung. Entkopplungswiderstände sind hier oft nur die einzige Abhilfemaßnahme. Beim Bau von Röhrenprüfgeräten darf man mit ausreichenden Entkopplungsmaßnahmen nicht sparsam umgehen. Man vermeidet hiermit nicht nur von vornherein falsche Messungen, sondern trifft Vorsorge für eine Röhrenschonung während der Prüfung. Gerade bei Röhrenprüfgeräten ist die Möglichkeit einer Röhrenbeschädigung immer mehr gegeben als bei jedem anderen, mit Röhren bestückten Gerät. Schon beim Entwurf eines Röhrenprüfgerätes sollte man Vorsichtsmaßnahmen weitgehend berücksichtigen.

Die Flut äußerlich verschiedener Röhrenauführungen in der letzten Zeit macht Röhrenprüfgeräte erforderlich, die über eine ausreichende Anzahl von

Röhrenfassungen verfügen müssen. Geräte, die sich auf die Prüfung nur wenig gebräuchlicher Röhrentypen beschränken, genügen nicht mehr den Bedürfnissen der Reparaturmeßtechnik. So wurden zum Beispiel in den Nachkriegsjahren von verschiedenen Firmen im steigenden Maße deutsche kommerzielle Röhren zur Erstbestückung von Rundfunkgeräten und Verstärkern benutzt. Die meisten dieser Röhren haben einen Spezialsockel und benötigen deshalb auch ihre eigene Fassung im Röhrenprüfgerät, wenn man ohne die Herstellung geeigneter Zwischensockel auskommen will. So zum Beispiel benötigen die durchaus nicht selten verwendeten Röhren: LV 1, LS 50, RL 12 P 35 eine Spezialfassung. Von ausländischer Seite ist eine Fülle andersartiger Sockelausführungen hinzugekommen. Für den Bau eines vielseitigen allumfassenden Röhrenprüfgerätes wird man den heutigen Stand der Röhrenlage berücksichtigen müssen, so daß man von vornherein mit größeren Geräteausmaßen und demzufolge mit einem großen Verdrahtungsteil rechnen muß.

Eine Röhrenmeßgerätefirma hat in dieser Hinsicht eine Sonderkonstruktion entwickelt. In einem Gerät der Firma Hermann werden Adaptereinheiten mit jeweils drei Röhrenfassungen wechselseitig verwendet. Neben dem Vorteil, daß bei Hinzukommen neuartiger Röhrenfassungen das Gerät nicht veralten kann, wird vor allem durch diese Konstruktion erreicht, da jetzt die Verdrahtungslängen erheblich kürzer ausfallen können, der Eigenerrregbarkeit der Prüfröhren keinen Vorschub zu leisten. Bei derartigen Meßgeräteformen ließen sich auch dynamische Messungen denken. Auf jeden Fall sind aber die Anforderungen an die mechanische Ausführung solcher Geräte größer.

Bedienungsweise des Röhrenprüfgerätes

Es ist unzweckmäßig, Röhrenmeßeinrichtungen aufzubauen, in denen sich Röhren nur in Verbindung mit eigens anzufertigenden Tabellen prüfen lassen. Der an einer Herstellung interessierte Techniker verliert die Lust am Nachbau eines in Baubeschreibungen demonstrierten Gerätes, wenn er von unübersichtlichen Bedienungsanweisungen überrascht wird. Wählt man zum Zwecke der Prüfung eine Inbetriebnahme, bei der Röhren im Nennzustand (günstigem Arbeitspunkt) gemessen werden, erübrigen sich nicht nur besondere Listen, sondern es ist auch die Gewähr gegeben, Röhren in einer dem wirklichen Zweck verwandten Weise zu untersuchen. Ferner ist es vorteilhaft, wenn somit Röhren in dem Zustand geprüft und gemessen werden, den man auch von der Reparatur und Messung an röhrenbestückten Geräten her kennt. Man kommt dann mit jeder Röhrentabelle zurecht, in der Daten und Betriebswerte gewissenhaft und ordentlich aufgeführt werden (z. B. „Röhren-Taschen-Tabelle“ des Franzis-Verlages).

Eine meßtechnische Kontrolle der Betriebswerte hat dabei sehr gute Seiten, auch wenn die Übersichtlichkeit der Bedienung sich dadurch scheinbar verschlechtert. Die Möglichkeit, sich von den von Hand eingestellten Maßnahmen überzeugen zu können, gibt dem Praktiker das sichere Gefühl, etwaige Fehler an Meßeinrichtungen und an Prüfobjekten schnell zu erkennen, besonders aber dann, wenn die Daten von der Reparaturpraxis her geläufig sind.

Die Methode der statischen Röhrenmessungen hat sich bis jetzt von allen Meßverfahren am besten bewährt, da sie genaue, durchaus brauchbare Messungen im Sinne der Brauchbarkeitsbestimmung gestattet. Dabei soll man Röhrenprüfgeräte mit vielseitigen Kontrollorganen ausstatten. Ausführung und Daten (Belastbarkeit u. a.) moderner handelsüblicher Teile erlauben Geräte herzustellen, die im Aufbau nicht kompliziert sein müssen.

Schalttechnische Ausführung eines Röhrenprüfgerätes mit statischer Meßmethode

Das in Bild 113 gezeigte Gerät wurde u. a. mit einem Drucktasten-Specialsystem ausgestattet, mit dem sich eine übersichtliche und eindeutige Be-

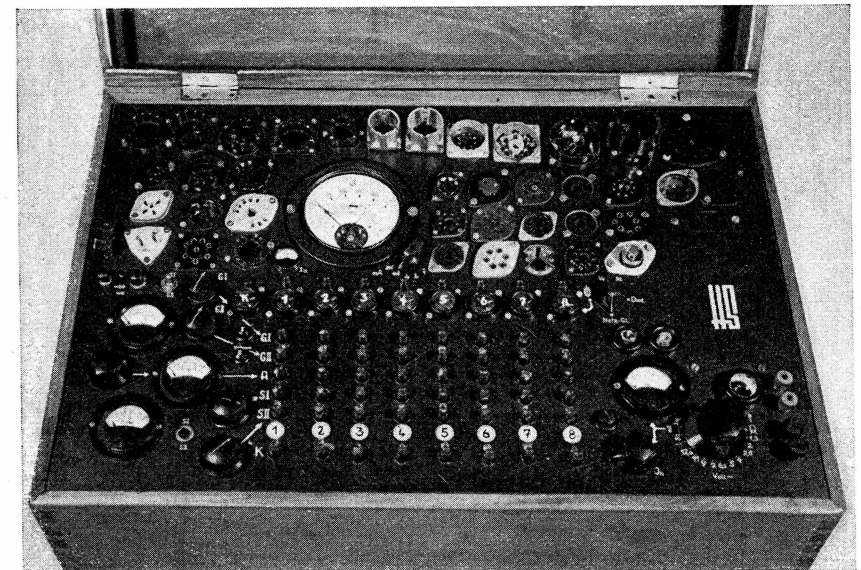


Bild 113. Ansicht des zum Selbstbau geeigneten „Großen Röhrenprüfgerätes“

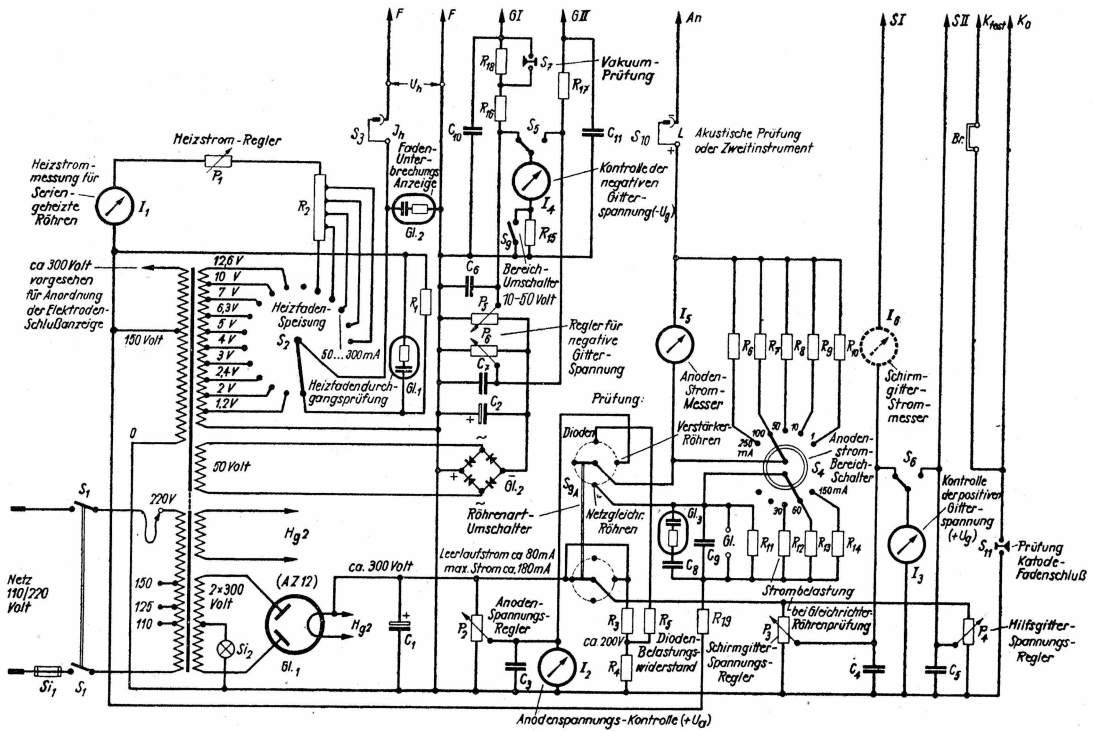


Bild 114. Schaltbild des Spannungserzeugerteiles des „Großen Röhrenprüfgerätes“

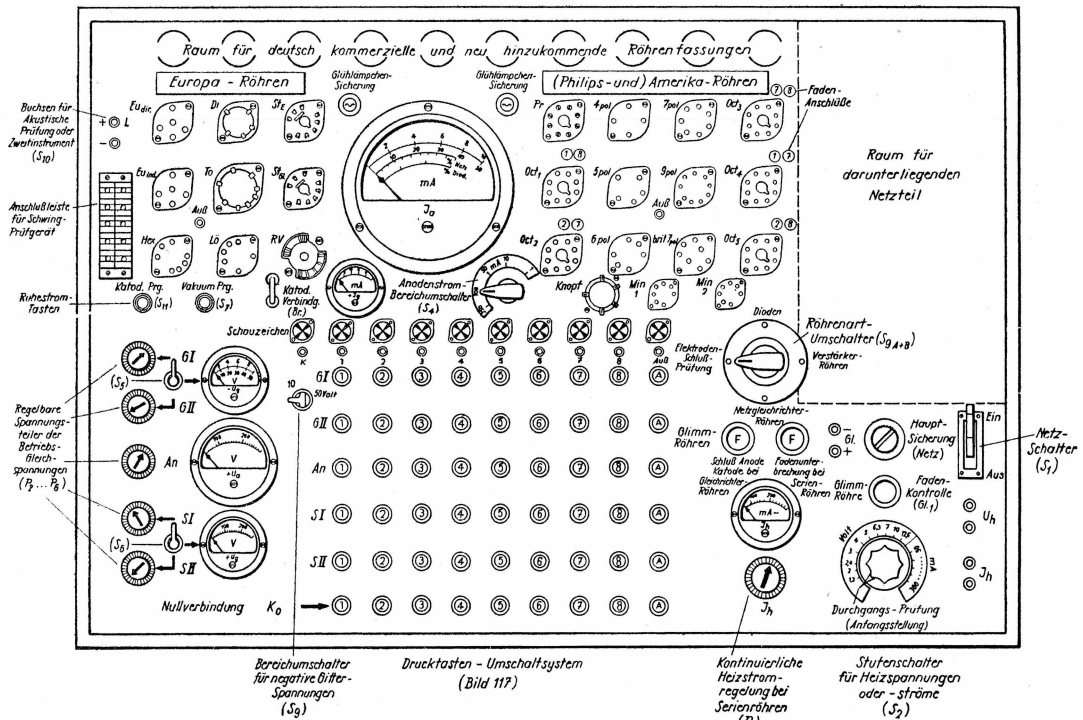


Bild 115. Frontplatte des Röhrenprüfgerätes

dienung durchführen läßt und außerdem Fehlbetätigungen weitgehend ausgeschaltet werden. Dieses aus kommerziellen Teilen zusammengestellte Druckastenaggregat, das zur wechselseitigen Spannungsanpassung der Röhrenpole dient, stellte dem Nachbauinteressenten vor scheinbar unüberwindliche Beschaffungsschwierigkeiten. Der Verfasser schlug daher in der „Funkschau“, 1947, Nr. 10, den Einbau von einfachen voneinander getrennten Stufenschaltern (Bild 118) vor, die bei ein wenig mehr Einstellzeit den gleichen Zweck erfüllen. Wir kommen jetzt auf gewisse Einzelheiten des Prüfgerätes zu sprechen.

Die Spannungsversorgung der Prüfröhren

Für die Inbetriebsetzung einer Radioröhre kommen im Höchstfall fünf verschiedene Gleichspannungen in Frage. Das Röhrenprüfgerät bekam daher fünf kontrollierbare Regelorgane (Spannungsteiler, bestehend aus Potentiometern) eingebaut. Davon zwei für negative und daher leistungslose Gitterspannungen, zwei für positive Gitterspannungen, und zwar für die Schirm- und Hilfsgitterstromversorgung, schließlich eins für eine leistungsfähige Anodenspannung (Bilder 114 und 115).

a) Negative Gitterspannungen (G I und G II)

Aus einer besonderen Transformatorwicklung werden zirka 50 Volt entnommen und über einen Trockengleichrichter Gl_2 geglättet an die Regler P_5 und P_6 gebracht. Gitterspannungen bis 50 Volt reichen aus. Zur Kontrolle dient ein wahlweise auf G I und G II umschaltbarer Spannungsmesser I_4 mit zwei Bereichen (5 und 50 Volt), der auf Grund erforderlicher Lastunabhängigkeit einen hohen Innenwiderstand haben muß ($R_{iI} \geq 4000 \Omega/V$). Da die Regelung der Gitterspannungen leistungslos vorgenommen wird, wäre an Stelle des Voltmeters eine Stabilisierungseinrichtung denkbar. Die Regler müßten dann in Volteinheiten geeicht sein (linear, wenn lineare Regelkurve). Abgesehen von der dann erforderlichen Speisespannung, mindestens zweimal $U_{g \max}$, muß man beim Weglassen einer Spannungsanzeige durch Meßwerke, vor allem im Anfangsbereich (0...5 Volt), den Nachteil geringerer Einstellgenauigkeit in Kauf nehmen. Zudem werden zum Beispiel Elektrodenschlüsse oder hohe „negative“ Gitterströme, die während der Prüfzeit unbeabsichtigt auftreten, nur durch das Anlegen eines Voltmeters erkannt. In solchen Fällen geht zunächst ohne Überlastungsgefahr des Spannungsgebers der Zeigerausschlag des Kontrollinstrumentes mehr oder weniger zurück und es bildet sich oft eine Regelunfähigkeit der betreffenden GI- oder GII-Spannung aus. Als Instrumentenschutz dienen hierbei die beiden Widerstände R_{16} und R_{17} . Bei der Vakuum-Prüfung (bzw. Ermitt-

lung negativer Gitterströme) genügt, wie die Erfahrung lehrte, die Kombination R_{18} (0,8 M Ω) und S_7 (Ruhestromtaste) bei G I.

b) Positive Gitterspannungen (S I und S II)

Da Schirm- bzw. Hilfsgitterströme selten über 10 mA hinausgehen, kommt man mit Potentiometern von 25 Watt maximaler Belastbarkeit durchaus zurecht. Die Spannungskontrolle geschieht hier in gleicher Weise (I_3 , S_6 , $R_{13} = 2000 \Omega/Volt$) wie bei den negativen Gitterspannungen. Eine genaue Spannungskontrolle ist besonders bei der Prüfung von Pentoden unumgänglich. Um bei der Schirmgitterspannungserzeugung auf günstige Einstellmöglichkeiten zu kommen, ist in Baubeschreibungen und von der Industrie häufig die vom Anodenspannungsteil getrennte Erzeugung der Schirmgitterspannungen hervorgehoben worden. Ein solcher Aufbau entspricht aber nicht den Erwartungen. Da praktisch die Größenordnungen von Schirmgitterspannungen in allen erdenklichen Variationen auftreten, kommt man mit einer scheinbar lastunabhängigen Spannungseinstellung nie ganz zurecht, weil kontinuierliche Spannungsteiler immer notwendig sind, die von Fall zu Fall einer Nachregelung bedürfen. Wird ein leistungskräftiger, mit geringem Gleichstrominnenwiderstand versehener Gleichrichterteil als Spannungsgeber für alle positiven Elektrodenspannungen eingebaut, ist keine merklich größere gegenseitige Beeinflussung der positiven Spannungen zu erwarten. Infolgedessen ist bei dem hier vorgeschlagenen Röhrenprüfgerät ein Gleichrichterteil verwendet worden (AZ 12, 5 Z 4 usw.).

c) Anodenspannungsversorgung (An)

Da hier die größten in Betracht kommenden Ströme bei 100...120 mA liegen, ist ein hochbelastbares Potentiometer erforderlich (6...10 k Ω ; Belastbarkeit 35 Watt). Der äußere Durchmesser eines solchen Potentiometers übersteigt nicht 50 mm, wenn eine Ausführung mit Spezialglasur verwendet wird. Von einer Stufen-Grob- und kontinuierlichen Feinregelung ist abgesehen worden, weil das wieder einen zusätzlichen Bedienungsknopf erfordern würde. Außerdem empfindet man eine rasche Einstellmöglichkeit der Anodenspannung angenehmer. Der dabei aufgenommene Leerlaufstrom von 50...30 mA in P_2 ist durchaus tragbar. Die Spannungskontrolle geschieht durch den Spannungsmesser I_2 ($R_{iI_2} = 500 \Omega/V$). Eine genaue Einstellung des Anodenspannungswertes ist besonders bei Trioden von ausschlaggebender Bedeutung. Wenn es auch scheint, daß sich für die Anzeige der Spannungswerteinstellung aller drei positiven Spannungen vielleicht mit einem Meßwerk auskommen ließe, so ist im Sinne der Praxis zu erwägen, ob es nicht doch zweckmäßiger wäre, alle Vorgänge stets zu kontrollieren. Plötzliche Spannungseinbrüche, z. B. infolge plötzlich eintretender Elektroden-

schlüsse oder falscher Bedienung, werden sofort erkannt, so daß man sofort Gegenmaßnahmen treffen kann.

Der Gleichspannungserzeuger im Netzteil hat insgesamt einen Spannungsteiler-Leerlaufstrom von zirka 70...80 mA zu tragen. Bei einer Gesamtleistungsfähigkeit von 180...200 mA lassen sich Röhren bis 100...130 mA Kathodenstrom messen (z. B. LS 50, wenn $U_a = 300$ Volt und $Q_a = 40$ Watt). Da derartige Belastungen seltener und vor allem nur kurzzeitig auftreten, muß eine Leistungsreserve nicht vorgesehen werden. Ferner reicht hierfür eine Röhre AZ 12 aus.

d) Die Anodenstromanzeige (I_a)

Bei der Brauchbarkeitsbestimmung richtet man sich nach der Höhe des auf I_a angezeigten Anodenstromes. Man kann zweckmäßig auch den Schirmgitterstrom mit heranziehen, falls dieser durch ein besonderes Instrument I_6 (10 oder 15 mA Endausschlag) meßbar ist. Der Grundstrom des Anodenstrommessers ist 1 mA. Die Bereiche sind so aufgeteilt, daß sich bequeme und genaue Ablesemöglichkeiten ergeben.

e) Die Fadenspeisung (über S_2)

Die Heizung der Prüfröhren geschieht zwischen 1,2...12,6 Volt aus den umschaltbaren Anzapfungen einer Heizwicklung über 12,6 Volt durch stufenweise und kontinuierliche Vorwiderstandsänderung (R_2 , P_1). Letztere Versorgungsart wurde gewählt, da sie der Heizweise serienstromgeheizter Röhren mehr entspricht. Zudem wird dadurch die Fadenunterbrechungsanzeige (Gl_2) ermöglicht. Infolge der höheren Vorwiderstände wird auch eine günstigere Begrenzung evtl. Fadenüberströme bei Fehleinstellungen erreicht. Der Heizstrom der stromgeeichten Röhren über $U_h = 12,6$ V wird durch I_1 angezeigt (Drehisenmeßwerk kann genügen; zu achten ist auf eine gute Ablesemöglichkeit der 50-mA-Werte [V-Röhren]). Nach jeder

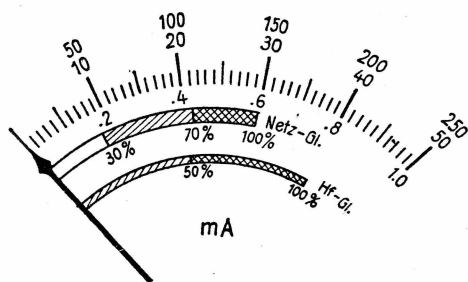


Bild 116. Eichung des Anodenstrommessers I_a

Röhrenprüfung ist der Heiz-Umschalter auf seine Anfangsstellung zurückzudrehen, in der nach dem Einschalten des Prüfgerätes sofort der Faden mit Gl_1 auf Durchgang untersucht wird (gezeichnete Schalterstellung in Bild 114 und 115).

Die Prüfung von Gleichrichterröhren

a) Dioden

Dioden oder Diodenteilsysteme werden bei einer besonderen Schalterstufe des Röhrenartschalters S_{9A} geprüft. Die hier vorgesehene Meßmethode haben wir früher schon besprochen (Seite 77, Bild 50). In Bild 114 geschieht sie mit Hilfe der Widerstandskombination R_3 ... R_5 . Die Brauchbarkeit kann im 1-mA-Bereich von I_a gleich in Prozenten abgelesen werden, falls der Skalen-sektor 0...0,8 mA dahingehend geeicht ist.

b) Netzgleichrichterröhren

Diese werden bei einer weiteren Schalterstellung von S_{9A} in zweckentsprechender Weise geprüft. Die Gleichrichtersysteme können wahlweise mit 30, 60 oder 150 mA belastet werden. Da die Belastungsstufen mit dem Bereichsschalter des I_a gekoppelt sind, lassen sich wie bei der Diodenprüfung für die in Frage kommenden Meßbereiche Prozenteichungen anbringen. Eine dementsprechende Instrumenteskala zeigt Bild 116.

Der an +300 Volt liegende Schalterteil des S_{9A} besorgt die Trennung zwischen dieser und den positiven Gitterspannungen (SI und SII), wenn Dioden oder Netzgleichrichterröhren zu prüfen sind. Diese Umschaltvorrichtung (bisher im „großen Röhrenprüfgerät“ nicht enthalten gewesen) ist zunächst lediglich als Vorsichtsmaßnahme gedacht, Zwei-Elektroden-Röhren wegen ihrer relativ niederen Innenwiderstände gegen fehlerhafte und unachtsame Inbetriebsetzung zu schützen. In Voraussetzung der gut sichtbaren Einstellung auf die jeweilige Röhrenart sind demnach Überlastungen, die seitens falsch geleiteter Heranführung der positiven Gitterspannungen an Zwei-Elektroden-Röhren entstehen können, ausgeschlossen. Ferner ist der Übergang von einer Röhrenart auf die andere, zum Beispiel von der Endsystemmessung zur Diodenprüfung einer CBL 1, ohne Ausschalten des gesamten Prüfgerätes möglich, was in Anbetracht der einmal erwärmten Kathode eine schnellere Prüfung erlaubt. Schließlich ist die Abschaltung der Leerlaufströme der beiden Potentiometer P_3 und P_4 im Interesse der Transformator-Gesamtbelastung zweckvoll.

Der Netztransformator muß eine Ausführung mit großem Wickelraum sein. Bei der Berechnung des Eisenquerschnittes ist zu beachten, daß die Wicklungen nur wechselseitig beansprucht werden. Gegebenenfalls kann man

die Wicklungen, wie in Bild 114 angedeutet, auf zwei Kerne aufteilen, wobei der untere Transformatorteil gebräuchliche Spannungswerte hat.

Das Umschaltsystem

Ein weiteres wichtiges Gerätebestandteil stellt das Umschaltsystem dar. Seine Aufgabe ist es, die vom Spannungsgeberteil gelieferten Gleichspannungen an die in Betracht kommenden Elektroden der Prüfröhre zu führen. Da wir ohne besondere Bedienungsanweisung auskommen wollten, galt es, weitgehende Übersicht über die Umschaltvorgänge zu erzielen. Aus diesem Grunde wurden die Sockelanschlüsse in einheitlicher Art numeriert, die bei Amerika-Röhren übliche Zählweise wurde übernommen und auf deutsche und europäische Röhrensockel ausgedehnt. Mit Ausnahme der Fadenanschlüsse, die aus verständlichen Gründen ihre eigenen Zuleitungen haben müssen, ist jeder Pol durch jede im Prüfgerät erzeugte Spannung erreichbar. Die dann erforderlichen Verbindungen stellt das Umschaltsystem her.

Trotz der vielen Möglichkeiten der Kontaktbetätigungen — die einzeln zu vollziehenden Schaltvorgänge sind von gleicher Anzahl wie die mit Spannung zu beliefernden Elektroden — ist eine große Übersichtlichkeit vorhanden, da man die vollzogenen Verbindungen im Auge behalten kann. Mit der Zeit hat man die je Sockel konstante Sockelkontaktnummerierung der öfters gebrauchten Fassungen im Gedächtnis, so daß man ohne besondere

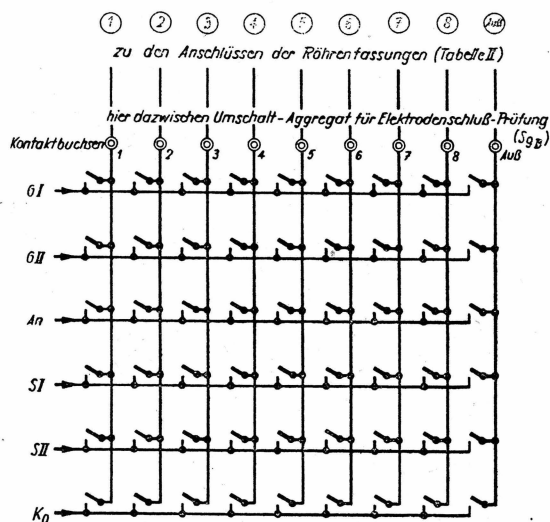


Bild 117. Schaltungstechnik des Drucktasten-Umschaltsystems

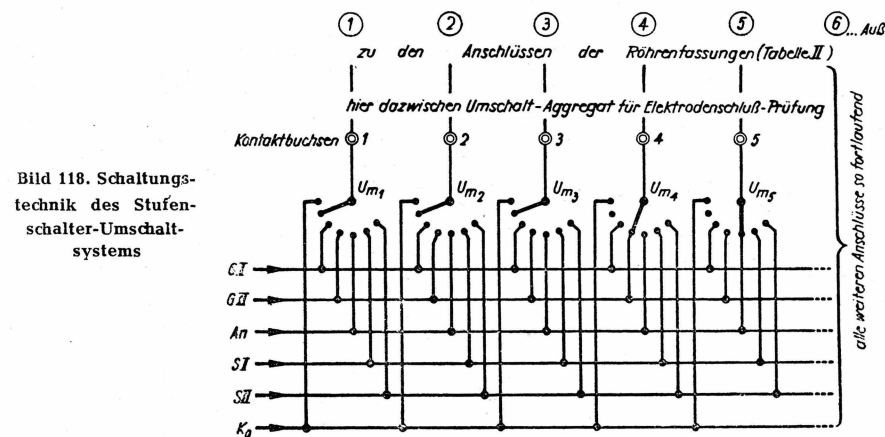


Bild 118. Schaltungstechnik des Stufenschalter-Umschaltsystems

Anhaltspunkte, lediglich mit Verwendung einer gebräuchlichen Röhrendaten-Tabelle, Röhren prüfen kann. Die Sockelkontaktzählweise ist aus der Tabelle II ersichtlich.

Zu der mechanischen Ausführung des bereits erwähnten Drucktastensystems ist zu sagen, daß von den Tasten der senkrechten Reihen (von gleicher Ziffer) sich jeweils immer nur eine Taste einrasten läßt und die gewünschte Kontaktverbindung herstellt. Außerdem lösen sich die Tasten der senkrechten Reihen gegenseitig aus. Der Zweck dieser Mechanik ist, daß zwei verschiedene Gleichspannungen nicht an den gleichen Kontakt der Röhrenfassungen kommen dürfen. Bild 117 gibt über die schaltungstechnische Zusammensetzung des Drucktasten-Umschaltsystems Auskunft. Die im Kreis befindlichen Zahlen der Leitungsausgänge sind mit der Bezifferung in Tabelle II identisch.

Die gleiche Sicherheit bei den Kontaktbetätigungen gewährleistet eine Stufenschalteranordnung, wenn sie wie in Bild 118 dargestellt, angeschlossen wird. Nach jeder Röhrenprüfung ist dann dafür zu sorgen, daß alle Schalter in Ruhestellung kommen.

Beurteilungsschlüssel für Radoröhren, deren Katodenaktivität nachgelassen hat

Tabelle I Nieder- frequenz- verstärkung	Anodenstrom ist abgesunken auf							
	70% des Soll- bzw. Nennwertes				40% des Soll- bzw. Nennwertes			
dann sind →	V	N _{a opt}	K	Bemerkungen B = Brauch- barkeit	V	N _{a opt}	K	Bemerkungen B = Brauch- barkeit
A. Anfangsstufenverstärkung								
a) Widerstandskopplung (ohmscher Außenwiderst.)								
Vollautom. U _{g1}	Trioden	bleibt	—	normal	B: voll be- triebsfähig	etwas abge- nommen	—	B: noch ver- wendbar; bei Trioden D < 2% ungünstigere Verhältnisse
	Pentoden	mit S verhält- nisgleich abge- nommen	—	normal	B: noch be- triebsfähig	mit S ₁ verhält- nisgleich abge- nommen	—	B: kaum noch brauchbar
Festes oder halbautom. U _{g1}	Trioden	etwas abge- nommen	—	über normal	B: noch brauchbar; bei Trioden D < 2% un- günstige Verhältnisse	unter Um- stän- den sehr großer Abfall	—	B: fraglich
	Pentoden	unter Umstän- den gro- ßer Ab- fall	—	über normal	B: kaum noch verwendbar; ungünstiger Arbeits- punkt	—	—	B: Röhre muß ersetzt werden
b) Trafokopplung								
Trioden (z. B. Treiber- stufe) Vollautomati- sches U _g	bleibt	mit J _a verhält- nis- gleiche Ab- nahme	normal	B: noch brauchbar; bei Treiber- stufen geringere Aussteu- erungs-fähig- keit	etwas abge- nommen	weniger ein Drit- tel des Nenn- wertes	bei grö- ßerer Aussteu- erung zu stark	B: Röhre muß ersetzt werden bei Treiber- stufen Innen- widerstands- zunahme für folgende B-Stufe untragbar
V = Spannungsverstärkung; N _{a opt} = Wechselleistung bei Aussteuerung bis zum Gitterstromein- satz; K = Klirrfaktor; S = Steilheit im Arbeitspunkt.								

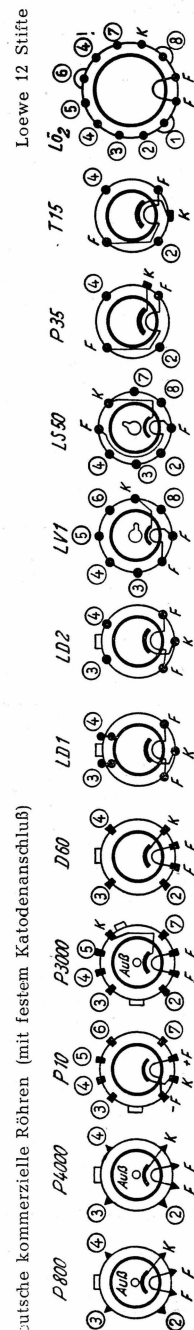
Tabelle I (Fortsetzung)

Beurteilungsschlüssel für Radoröhren, deren Katodenaktivität nachgelassen hat

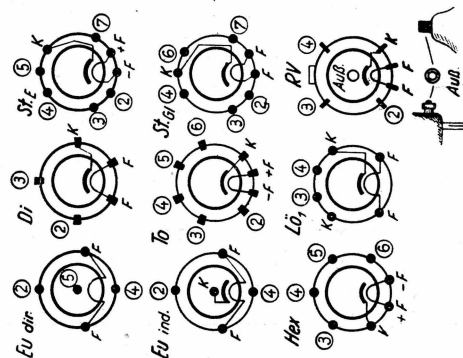
Tabelle I Nieder- frequenz- verstärkung	Anodenstrom ist abgesunken auf							
	70% des Soll- bzw. Nennwertes				40% des Soll- bzw. Nennwertes			
dann sind →	V	N _{a opt}	K	Bemerkungen B = Brauch- barkeit	V	N _{a opt}	K	Bemerkungen B = Brauch- barkeit
c) Audionverstärkung								
Trioden	etwas abge- nommen	—	normal	B: noch be- triebsfähig	halbe Audion- verstär- kung	—	relativ zuge- nommen	B: kaum noch verwendbar (unzurei- chende Span- nungsabgabe an Endröhre; bei D < 2% ungünstiger) B: kaum noch verwendbar
Pentoden	Mit S verhält- nisgleich abge- nommen	—	normal	B: noch be- triebsfähig	Mit S verhält- nisgleich abge- nommen	—	relativ zuge- nommen	
B. Endstufen-A-Verstärkung								
a)								
Voll- und halbautom. U _{g1}	Trioden	bleibt	bei J _a - Abfall 30..40% Ab- nahme	normal unter Um- stän- den relativ gering	B: noch verwendbar	etwas abge- nommen	bei J _a - Abfall weniger als ein Viertel des Nenn- wertes	bei grö- ßerer Aussteu- erung relativ groß
	Pentoden (moderne Endtetroden)	mit S verhält- nisgleich abge- nommen	halbe Leistung		B: zweck- mäßiger- weise Röhre ersetzen	mit S verhält- nisgleich abge- nommen	bei J _a - Abfall weniger als ein Viertel des Nenn- wertes	bei grö- ßerer Aussteu- erung zu groß
b)								
Feste Vorspannung	Pentoden (z. B. Bat- terieröhren)	größerer Abfall	halbe Leistung	zuge- nommen	B: zweck- mäßiger- weise Röhre ersetzen	Abfall zu groß	weniger als ein Viertel des Nenn- wertes	unter Umstän- den grö- ßer
V = Spannungsverstärkung; N _{a opt} = Wechselleistung bei Aussteuerung bis zum Gitterstromein- satz; K = Klirrfaktor; S = Steilheit im Arbeitspunkt.								

Erweiterte Sockelbilder-Tabelle für das große Röhrenprüfgerät

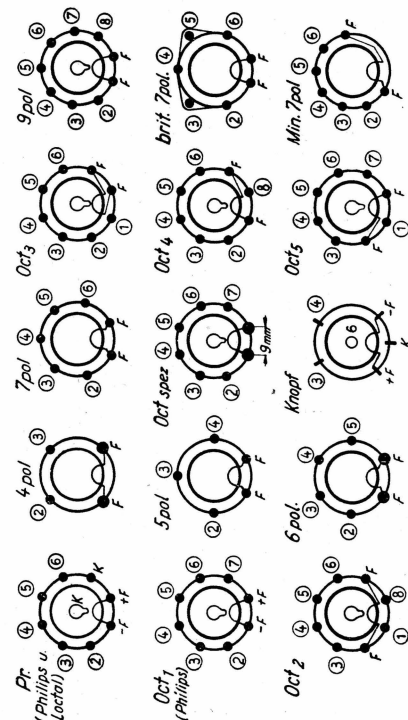
Deutsche kommerzielle Röhren (mit festem Katodenanschluß)



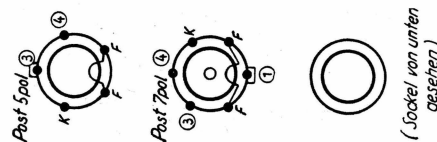
Europa-Röhren
(mit festen Katodenanschluß)



(Philips- und Amerika-Röhren
(mit wahlweisem Katodenanschluß)



Spezial-Typen



Erläuterungen

Die Kennzeichnung der deutschen kommerziellen Sockelbilder wurde wie je nach ihrem typischsten Röhren-Vertreter gewählt. Zu beachten ist, daß die Sockelbilder mit dem Röhrensockel von unten gesehen identisch sind, nicht aber immer mit den von unten gesehenen Anschlüssen der eingebauten Fassungen (z. B. RV 12 P 2000 seltenverkehrt)!

Schrifttumverzeichnis

Die hier genannten Werke und Zeitschriftenveröffentlichungen beziehen sich meist auf die Röhrentechnik überhaupt. Das Gebiet der Röhrenprüf- und -meßtechnik, insbesondere aber die Brauchbarkeits- und Fehlerbestimmung an Radioröhren als ein den Praktiker sehr interessierender Faktor der Röhrenprüftechnik ist bisher nur stiefmütterlich behandelt worden. Aus Fachzeitschriften nach 1945 sind einige diesbezügliche Beiträge bekannt geworden, auf die u. a. hingewiesen wird.

(Es bedeutet: V = vor 1945 erschienen; N = nach 1945 erschienen)

Standardwerke der Röhrentechnik

Barkhausen, H. Lehrbuch der Elektronenröhren, Bände 1—4, Verlag von S. Hirzel in Leipzig (V), (N)

Kammerloher, J. Hochfrequenztechnik II und III, C. F. Winter'sche Verlags-
handlung, Leipzig (V), (N)

Rothe, H./Kleen, W. Bücherei der Hochfrequenztechnik, Bände 2—5, Akademische Verlagsgesellschaft Becker & Erler KG., Leipzig (V), (N)

Ratheiser, L. Rundfunkröhren, Eigenschaften und Anwendung, Regelen's Verlag, Berlin-Grünwald (N)

Meinke, H./Fischer, H., Die Elektronenröhre, Allgemeine Rundfunktechnik
G.m.b.H., Bielefeld (N)

Kunze, Röhren-Dokumente. Lieferungen 1 bis 7 und folgende. Franzis-Verlag, München 2 (N)

Kunze, F. Kartei für Funktechnik Karten E5-11 und E5-12, ehem. Funkschau-Verlag, München (V)

Schrifttumverzeichnisse über weitere Röhrenliteratur
Kleen W./Graffunder W. ATM Blatt 18330-1 Oldenburg-Verlag München (V)

sowie in obengenannter Bücherei für Hochfrequenztechnik (Rothe/Klein) (V)

Beiträge fortlaufend nach dem Inhalt vorliegenden
Bandes geordnet

Elektronenemission

Schulz, R. W. Physik der Elektronen, III. Elektronenemission, Funktechnik, Heft 8/47, Wedding-Verlag, Berlin (N)

Vatter, H. Glühelctronen und Glühkatoden, Elektron, Hefte 5. 6/47, Hanns Reich-Verlag, München (N)

Äußere Formgebung und Ausführung von Röhren

Lißner, W. Röhren-Probleme, radio-mentor, Heft 4/48, Regelien's Verlag,
Berlin (N)

Katode und Faden

Martin, K. Die Katode, Funktechnik, Hefte 19, 21/47 (N)

Messungen der Gleichströme und Gleichspannungen an Röhren

Schiffel, R./Köhler, A., Gitterfehlströme in Hochvakuumröhren, Funktechnische Arbeitsblätter, Franzis-Verlag, München 2 (N)

Fricke, H. Etwas über Meßfehler bei Gleichstrommessungen, radio-mentor, Heft 1/48 (N)

Reuber, C. Spannungsmessungen ohne Meßfehler, radio-mentor, Heft 2/48 (N)

Betriebs-, Kenndaten, deren Messungen und Arbeitsweise

Graffunder, W. Messungen an Verstärkerröhren, ATM J 833—3 (V)

Martin, K. Betriebs- und Höchstwerte der Röhren, Funktechnik, Hefte 8, 9/48 (N)

Martin, K. Arbeitsweise der Empfängerröhre, Funktechnik, Hefte 16, 17 und 18/48 (N)

Fehlerbestimmung an Röhren

Pahl, F. Röhrenfehler, ihr Erkennen und ihre Feststellung, Allg. Rundfunk-Technik, Hefte Dez./48, 1/49, Verlag: Lizenz-Auswertg. GmbH., Bielefeld (N)

Klirrfaktorbestimmung

Daudt, W. Der Klirrgrad, seine praktische Berechnung und Messung, Funk und Ton, Heft 4/47, Verlag für Radio-, Foto-, Kino-Technik, Berlin (N)

Reuber, C. Klirrfaktornomogramm, radio-mentor, Heft 12/48 (N)

Röhrenprüfen und Brauchbarkeitsbestimmung

Diefenbach, W. W. Handbuch der Rundfunkreparaturtechnik, Abschnitt Röhrenprüfgeräte, Seite 40—44, Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart (N)

Limann, O. Prüffeldmeßtechnik, Abschnitt III G, Röhrenprüfungen, § 59—61, Franzis-Verlag, München 2 (V) (N)

Martin, K. Das Röhrenprüfgerät, Funktechnik, Hefte 14 und 15/48 (N)

Schweitzer, H. Vorschläge zur Röhrenprüfung, „Funkschau“ Heft 2/3, 1947 (N)

Wrona, E. Der Röhrenleistungsprüfer, Funktechnik 4/48 (N)

Schweitzer, H. Interessante Röhrenprüfmethode, „Funkschau“, Heft 9/1949

Schweitzer, H. Korrektur von Röhrenprüfresultaten, „Funkschau“, Heft 12/1949

Röhrenprüfgeräte der Industrie (mit Schaltbildern)

Diefenbach, W. W., RVF-Leistungsprüfer „Tubatest L 3“, „Funkschau“, Heft 10/47 (N)

Diefenbach, W. W., RVF-Röhrenmeßgerät M 1, „Funkschau“, Heft 3/48 (N) ohne Verfasserangabe. Das Röhrenprüfgerät „Tubatest M 1“, Funkpraxis, Heft 13/48, Hamburg (N)

ohne Verfasserangabe. RP 352 Universal-Röhrenprüfgerät (Neuberger), „Funkschau“, Heft 9/48 (N)

Beschreibungen ausländischer Röhrenprüfgeräte

Tetzner, K. Meßgeräte für die Werkstatt (Röhrenprüfgeräte), Funktechnik, Heft 5/48 (N)

Borchardt, C. Beispiele aus der amerikanischen industriellen Hochfrequenztechnik; IV. Amerikanische Röhrenprüfgeräte, radio-mentor, Heft 5/48 (N)

Baubeschreibungen von Röhrenprüf- und -meßgeräten

Diefenbach, W. W. Handbuch der Rundfunkreparatur-Technik. Hochwertiges Röhrenprüfgerät zum Selbstbau, Seite 45—46 (N)

Schweitzer, H., Großes Röhrenprüfgerät, „Funkschau“, Hefte 4 und 10/47 (N)

Verfasser nicht bekannt. Röhrenmeß- und -prüfgerät, Radio-Technik, Hefte 2/3 und 12/48 (ehem. Radio-Amateur), Techn. Verlag Berthold Erb, Wien

Wrona, E., Leistungs-Röhrenprüfer, „Funkschau“-Bauheft M 1, Franzis-Verlag, München 2 (V), (N)

Röhren-Tabellen und Kennlinien-Unterlagen

Kunze, F., Röhren-Taschen-Tabelle, Franzis-Verlag, München 2 (V), (N)

Kunze, F., Amerikanische Röhren, Franzis-Verlag, München 2 (V), (N)

Kunze, F., Tabelle der englischen Dienströhren, Franzis-Verlag, München 2 (N)

Kunze, F., Röhren-Dokumente, Franzis-Verlag, München 2 (N)

Brans, P. H./Reuber, C. Röhren-Vademecum, Regelen's Verlag (V) (N)

ohne Verfasserangabe. Philips Bücherreihe über Elektronenröhren, Bände I—III, Eindhoven (V)

Ratheiser, L. Röhrenhandbuch, I. und II. Teil, Techn. Verlag Berthold Erb, Wien (N)

Trieloff, W., Röhren-Vergleichstabellen, Franzis-Verlag, München 2 (N)

Sachverzeichnis

Abstimmanzeigeröhren,
Brauchbarkeitsbestimmung v. ... 96
Anfangsstufenröhren,
Brauchbarkeitsbestimmung v. ...
90, 134
Anheizzeit 18, 31, 35
Anlaufstrom 35...58, 79
Anlaufstrom-Einsatzpunkt 41, 46
Anlaufstromgesetz 38
Anlaufstromkennlinien 39, 44
Außenwiderstand 127, 146
Austrittsarbeit 11, 37

Barkhausenformel 115
Brückenmeßmethode 100

Diode 73
Dioden, Emissionsprüfung bei ... 77
Durchgriff-Brückenmessung 109
Dynamische Messungen 99

Elektrodenschlußprüfung 172
Elektronenaustritt 11, 36

Elektronenemission, thermische ... 11
Emissionsschwund (-abfall) 33, 50,
89, 134, 159
Endröhren,
Brauchbarkeitsbestimmung v. ...
92, 159
Endröhren,
Leistungsabgabe der ... 143

Faden-Schichtschluß 32
Fadenüberprüfung 31, 172
Faden und Katode, Fehler an ... 30
Fadenunterbrechung 30

Gitteremission, thermische 86
Gitterstrom-Einsatzpunkt 41
Gitterstrom, negativer ... 83
Gleichrichterröhre 62
Gleichstromverstärkung 42

Heizdaten 19
Heizfaden 18...33

Heizung, direkte ... 20
„ indirekte ... 25
„ Parallel- 20, 25
„ Serien- 20, 25

Innenwiderstand 111
bei Netzgleichrichterröhren 68
bei Pentoden 124
bei Trioden 124

Innenwiderstandsbestimmung 112
Innenwiderstand-Brückenmessg. 111
Isolationsfehlströme 87

Kennlinien, Aufnahme von ... 61
„ , statische ... 66, 90
Klirrfaktor, Ermittlung des ... 152, 162
„ -Meßbrücke 155
Kontaktpotential 39

Ladekapazität beim Netzgleich-
richter 63
Lebensdauer von Radoröhren 33
Leistung, optimale ... bei Endröhren
147
Leistungsmessung 149
Leistungsröhrenprüfer 170

Meßwerke und -einrichtungen für
Röhrenmessungen 58
Modulationsfaktor 154

Netzgleichrichter 62
Netzgleichrichterröhre(n) 24, 62
 Benutzbarkeitsbestimmung von...
 70, 183
 Fehlereffekte bei ... 71
Nullspannungsanzeiger 107

Outputmeter 151

Quetschfußaufbau, Fehler am ... 16

Raumladung 13, 38, 98
Raumladungsgesetz 14, 98
Reparaturgerät,
 Röhrenuntersuchung im ... 81
Richardsonsches Gesetz 12
Röhrenprüfung 165
Röhrenprüf- u. -meßeinrichtungen
 57, 100...114, 167, 175
Röhrenprüfgerät(e) 167
 Selbstbau eines ... 175

Sättigungseinsatz 12, 50
Schutzwiderstand beim Netzgleich-
richter 73
Schwingstrommessung 80
Spannungsverstärkung 90, 126
Spitzenspannung bei Netzgleich-
richterröhre 68
Spitzenstrom bei Netzgleichrichter-
röhre 68
Steilheit 101
Steilheits-Brückenmessung 101
Stromflußwinkel 64
Stromverteilung 125

Temperaturspannung 38

Vakuumprüfung 84
Vakuumverschlechterung 83
Verstärkerröhren, Messungen an ...
 77 ..., 127 ...
Verstärkungsfaktor 109
Verstärkungsgrad, Messung des ... 130
Verzerrungsgrad (-maß) 154
Vorprüfung, Röhren- 172

Widerstandsverstärkung 130
Wirkungsgrad der Endröhren-
leistung 147

Zweipunktprüfverfahren 56

Heizung, direkte ... 20
 „ indirekte ... 25
 „ Parallel- 20, 25
 „ Serien- 20, 25
Innenwiderstand 111
 bei Netzgleichrichterröhren 68
 bei Pentoden 124
 bei Trioden 124
Innenwiderstandsbestimmung 112
Innenwiderstand-Brückenmessg. 111
Isolationsfehlströme 87
Kennlinien, Aufnahme von ... 61
 „ , statische ... 66, 90
Klirrfaktor, Ermittlung des ... 152, 162
 „ -Meßbrücke 155
Kontaktpotential 39
Ladekapazität beim Netzgleich-
 richter 63
Lebensdauer von Radioröhren 33
Leistung, optimale ... bei Endröhren
 147
Leistungsmessung 149
Leistungsrohrenprüfer 170
Meßwerke und -einrichtungen für
 Röhrenmessungen 58
Modulationsfaktor 154
Netzgleichrichter 62
Netzgleichrichterröhre(n) 24, 62
 Brauchbarkeitsbestimmung von ...
 70, 183
 Fehlereffekte bei ... 71
Nullspannungsanzeiger 107
Outputmeter 151
Quetschfußaufbau, Fehler am ... 16

Raumladung 13, 38, 98
Raumladungsgesetz 14, 98
Reparaturgerät,
 Röhrenuntersuchung im ... 81
Richardsonsches Gesetz 12
Röhrenprüfung 165
Röhrenprüf- u. -meßeinrichtungen
 57, 100...114, 167, 175
Röhrenprüfgerät(e) 167
 Selbstbau eines ... 175
Sättigungseinsatz 12, 50
Schutzwiderstand beim Netzgleich-
 richter 73
Schwingstrommessung 80
Spannungsverstärkung 90, 126
Spitzenspannung bei Netzgleich-
 richterröhre 68
Spitzenstrom bei Netzgleichrichter-
 röhre 68
Steilheit 101
Steilheits-Brückenmessung 101
Stromflußwinkel 64
Stromverteilung 125
Temperaturspannung 38
Vakuumprüfung 84
Vakuumverschlechterung 83
Verstärkerröhren, Messungen an ...
 77 ..., 127 ...
Verstärkungsfaktor 109
Verstärkungsgrad, Messung des ... 130
Verzerrungsgrad (-maß) 154
Vorprüfung, Röhren- 172
Widerstandsverstärkung 130
Wirkungsgrad der Endröhren-
 leistung 147
Zweipunktprüfverfahren 56