

**Inhalt:** Fortschrittliches Empfänger-Abgleichverfahren / So schaltet man die ECL 11 (Ergänzung) / Großes Universal-Netzanschlußgerät / Das Meßgerät: Scheitellspannungs-Röhrenvoltmeter / Anpaßungstragen beim Tonabnehmer / Wohin mit dem Kraftwagen-Akkumulator? / Die Synchronisierung von Kipplichwungen / Kraftwagenempfänger zur Erhöhung der Verkehrsicherheit.

## Fortschrittliches Empfänger-Abgleichverfahren

**Dieser Aufsatz ist für jeden wichtig, der mit einem Meßsender arbeitet; er bringt Klarheit und einfache, sichere Regeln in ein bisher „nebelhaftes“ Kapitel.**

Mehr und mehr gehen auch die kleinsten Funkwerkstätten dazu über, den Abgleich verstimmt oder durch eine Reparatur veränderter Empfänger unter Benutzung eines geeigneten Prüfgenerators oder „Meßsenders“ vorzunehmen. Nur so bleibt das Ergebnis von Zufälligkeiten unabhängig; nur so ist der Arbeitende hinsichtlich Zeit und Frequenz sein eigener Herr, so daß der Abgleichvorgang technisch richtig und schnell abgewickelt werden kann.

### Die Wirkung des Schwundausgleichs: Abgleich-Verflachung . . .

Aber auch bei Verwendung neuerzeitlicher Mittel birgt der Empfängerabgleich mancherlei Schwierigkeiten. Der Schwundausgleich des Empfängers zum Beispiel kann zum Hindernis für den Abgleich werden. Der erste Grund dafür ist folgender: Betätigt man bei einer bestimmten Frequenz die zugehörige Abgleichschraube, so soll bei einer bestimmten Stellung dieser Schraube die vom Empfänger abgegebene Tonfrequenz-Spannung klar erkenntlich ihren Höchstwert erreichen. Je mehr wir uns aber durch Drehen unserer Abgleichschraube diesem Höchstpunkt nähern, desto mehr regelt der Schwundausgleich die Verstärkung des Empfängers herunter. Der Höchstwert erscheint also bei weitem nicht so groß, wie er eigentlich sein könnte.

Beispiel: Der Höchstwert der Empfängerverstärkung liegt eigentlich bei richtig eingestellter Abgleichschraube 50 mal höher als bei verstellter Abgleichschraube; infolge des Schwundausgleichs tritt aber z. B. bei richtiger Einstellung nur 1,5 mal mehr Tonspannung auf, als sonst. Also: Der Höchstwert hebt sich infolge des Schwundausgleichs weniger von seiner Umgebung ab, der Ausgleich wird „flacher“, der Tonspannungsanzeiger muß sehr scharf beobachtet werden, um die nötige Abgleichgenauigkeit zu erreichen.

Besonders weit geht diese Abgleichverflachung bei neuerzeitlichen Empfängern mit „Vorwärtsregelung“, d. h. bei Geräten, bei denen mit Hilfe der Röhre EFM 11 (Regelbare Fünfpol-NF-Röhre mit „Magischem Auge“) noch nach dem Empfangsrichter die Lautstärkenschwankungen glattgebügelt werden, rechnet man doch bei einem neuerzeitlichen Superhet mit vier geregelten Röhren bei einer Schwankung der Eingangsspannung von 1 : 10000 nur noch mit einer Schwankung der Ausgangsspannung von 1 : 2. Änderungen der Empfängerverstärkung infolge der Betätigung von Abgleichorganen wirken sich aber im Prinzip nicht anders aus als eine Schwankung der Eingangsspannung. Eine Erleichterung könnte hier höchstens das Abklemmen der Regelspannungszuleitung von der EFM 11 oder die Kontrolle des Abgleichvorgangs durch ein den Anodenstrom einer geregelten Röhre anzeigendes, hochwertiges Drehspul-Instrument bringen.

### ... und weitere Fehlerquellen.

Die zweite grundsätzliche, durch die Mitwirkung des Schwundausgleichs verschuldete Schwierigkeit beruht darin, daß die Schwundregelspannung selber an einem der Schwingkreise des Empfängers abgegriffen wird. Ist dieser verstimmt, so kann der betreffende Empfänger trotz richtigen Abgleichs der übrigen Kreise stark unsymmetrisch trennen und entsprechend verzerren.

Die dritte Schwierigkeit entsteht dadurch, daß die Eingangskapazität unserer Verstärkerrohren von der angelegten Gleichspannung abhängig ist: Bei hoher negativer Gittervorspannung (z. B. Schwundregelspannung) sinkt die Eingangskapazität infolge

Zusammendrängung der die Kathode umgebenden Elektronenwolke. Hat ein völlig verstimmtter Empfänger nun z. B. im ZF-Teil fünf Abgleichschrauben, so wird nach Betätigung der letzten Abgleichschraube die Schwundregelspannung schon viel höher sein, als nach Betätigung der ersten Abgleichschraube. Streng genommen wird also jeder Kreis unter anderen Bedingungen abgeglichen — eine Erscheinung allerdings, die bei den neuerzeitlichen Stahlröhren sehr gemildert worden ist.

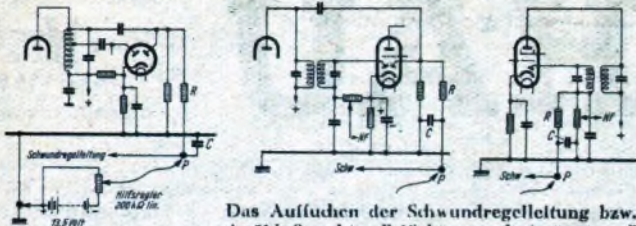
### Die Kehrseite: Der Schwundausgleich als Erleichterung.

Trotz dieser Feststellungen wäre es falsch, zu behaupten, daß die Mitwirkung des Schwundausgleichs den Empfängerabgleich unbedingt erschwert oder verschlechtert, denn es gibt in der Praxis genug Fälle, in denen keine der drei besprochenen Erscheinungen eine wesentliche Rolle spielt; und in diesen Fällen ist die Mitwirkung des Schwundausgleichs kein Übel, sondern ein Vorteil, denn so paßt der Empfänger seine Verstärkung der zum Abgleich jeweils verwendeten Hochfrequenz-Eingangsspannung von selber an, man braucht nichts zu regeln! Das einfachste Abgleichverfahren ist also das, dem Empfänger eine verhältnismäßig große Abgleich-Eingangsspannung unreguliert zuzuführen, die Ausgangsspannung bei jeder Abgleichfrequenz auf den Höchstwert zu trimmen, vielleicht von Zeit zu Zeit den Lautstärkenregler des Empfängers zurückzudrehen, und alles übrige dem Schwundausgleich zu überlassen. Aber „oft“ ist nicht „immer“, und wer sagt uns mit Bestimmtheit, ob bei dem Super Fabrikat X Typ Z dieses schöne einfache Verfahren wirklich zum besten Ergebnis führt? Wie stellt sich die Empfängerindustrie dazu?

Die Empfängerindustrie gibt bekanntlich zu jedem ihrer Empfänger Werkstattdienst-Schriften heraus. Was wir aber in diesen sehr oft vergeblich suchen werden, sind exakte Abgleichanweisungen. Also können wir uns hier wenig Rat holen, ja es gibt sogar genug Fälle, in denen nicht einmal die Zwischenfrequenz des betreffenden Empfängers angegeben ist! Es ist jedoch allmählich zur Regel geworden, die Abgleich-Eingangsspannung so klein anzufetzen, daß sich der Schwundausgleich des Empfängers noch nicht rührt.



Auch große Verstärkeranlagen werden vor dem Einbau in der Werkstatt betriebsfertig zusammengebaut, um Leistung und zuverlässige Arbeitsweise zu erproben. (Werkbild)



Das Auffuchen der Schwundregelleitung bzw. des Anschlußpunktes P ist hier an drei gängigen Teil-

schaltbildern gezeigt; die zum Verständnis eingezeichnete Stromquelle für den Hilfsregler ist in Wirklichkeit im MPA-Gerät enthalten, es bleibt also nur die Leitung zu P. Kondensator C liegt vielfach nicht in der Nachbarschaft des Gleichrichters, sondern z. B. beim Vorkreis.

**Eingangsspannung so klein, daß der Schwundaussgleich noch nicht wirkt — eine unsichere Regel.**

Diese einfache Regel stellt sich nun aber bei näherer Überlegung wieder als recht unsicher heraus: Ist der Empfänger verstimmt, so wird er nie mit einigen Mikrovolt Eingangsspannung eine zur Kontrolle des Abgleichvorgangs ausreichende Ausgangsspannung liefern. Wir müssen also mehr Eingangsspannung daraufgeben, sind dann aber doch nie sicher, ob nicht im Laufe unserer Arbeit der Schwundaussgleich doch schon einsetzt. Der Abstimmungsanzeiger wird, falls überhaupt vorhanden, oft erst auf größere Verschiebungen reagieren und daher keinen Aufschluß geben, und ein Anodenstrom-Meßinstrument werden wir nicht eigens zu dieser Kontrolle in den Stromkreis einer geregelten Röhre einbauen. Und dann: Der „verzögert“ einsetzende Schwundaussgleich, wie er bei diesem Abgleichverfahren vorausgesetzt wird, ist in einigen neuen Empfängern dem unverzögerten Schwundaussgleich gewichen, weil dieser weniger Verzerrungsgefahren birgt.

Daß es überhaupt nicht sehr einfach und billig ist, einige Mikrovolt Hochfrequenz an den Eingang des Empfängers zu bringen, ohne daß auf unkontrollierbaren Nebenwegen — z. B. durch unfachgemäße Erdung des Prüfgenerators — wesentlich mehr durchschlägt, erscheint verständlich. Bei der Beschreibung des Prüfgenerators der „FUNKSCHAU-Meßgeräte-Serie“ wurden diese Fragen bereits vor längerer Zeit besprochen (Heft 9/1938).

**Handregelung des Empfängers — eine klare, einwandfreie und billige Lösung.**

Nach Erkennen dieser Schwierigkeiten bei den bisherigen Verfahren werden die Vorteile des folgenden neuen Verfahrens klar zutage liegen:

Wir setzen die Schwundregelung des Empfängers unter Zwang, indem wir feiner Schwundregelleitung aus einem (am Prüfgenerator angebrachten) Hilfsregler eine von Hand, z. B. zwischen Null und —13,5 Volt, veränderliche „künstliche Regelspannung“ zuführen. Diesen Hilfsregler drehen wir so weit auf, daß der Empfänger beim Anlegen einer verhältnismäßig großen HF-Eingangsspannung (etwa 10 mV) eine zur Kontrolle des Abgleichvorgangs genügende Ausgangsspannung abgibt. Wir genießen also den Vorteil der Schwundregelung, daß sie die Empfängerverstärkung der gegebenen Eingangs-HF-Spannung anpaßt, was das Verfahren von der meßtechnischen Seite vereinfacht, vermeiden aber zugleich die Gefahr ihrer nachteiligen Einflüsse auf den Abgleich. Die gegebene Regel ist ebenso klar und einfach wie der Geräteaufwand und läßt sich auf alle größeren Empfänger anwenden; Empfänger ohne Schwundaussgleich werden uns ohnedies wenig Kopfzerbrechen machen.

**Das Auffuchen der Schwundregelleitung.**

Die einzige kleine Schwierigkeit des Hilfsreglervorgangs liegt für den weniger Schaltungskundigen darin, die Schwundregelleitung des Empfängers aufzufinden, zumal dazu nicht immer ein Schaltbild zur Verfügung stehen wird. Grundsätzlich geht aber die Schwundregelleitung bei jedem neuzeitlichen Empfänger vom Empfangs- oder Regelgleichrichter (verkörpert durch eine Zwei-

polröhre oder den gleichwertigen Teil einer Zweipol-Dreipol- oder Zweipol-Fünfpol-Verbundröhre) über einen oder mehrere Hochohmwidestände zum Gitterkreis der Hochfrequenz-Vorstufe, der Milchstufe oder einer ZF-Stufe. Nach dem ersten dieser Hochohmwidestände (R) finden wir fast immer einen nach Erde (= Masse) führenden Kondensator (C): Hier wird der Hilfsregler angeschlossen; seine Betätigung muß dann die Empfangsstärke (Verstärkung) in weiten Grenzen regeln und zugleich den Abstimmungsanzeiger des Empfängers in Tätigkeit setzen. Das Verfahren hat sich in Verbindung mit dem bekannten „MPA-Gerät“ (Meß-Prüf-Abgleich-Gerät) bereits in der Werkstattpraxis bewährt und kann nach erfolgtem Abgleich selbstverständlich durch eine Bestimmung des Mikrovolt-Bedarfs, d. h. der Empfindlichkeit, ergänzt werden, falls man den Abgleichserfolg zahlenmäßig prüfen will.

H.-J. Wilhelmy.

**So schaltet man die**



Beim Experimentieren mit verschiedensten Schaltungen, die sich der ECL 11) entweder als Rückkopplungsaudion und nachfolgenden Endverstärker oder auch als zweistufigen NF-Verstärker bedienen, stößt man leicht auf Schwierigkeiten. Unerwünschte Rückkopplungen führen häufig zu niederfrequenter Selbsterregung, die sich meist in einem lauten Knurren, vereinzelt auch in einem lauten Pfeifen äußert. Im folgenden sollen einige Schaltungshinweise gegeben werden, wie dem abzuhelfen ist.

Bei Verwendung einer ECL 11 an Stelle eines Zwischenfrequenz-Audions und nachfolgender Endröhre in einem Einbereich-Superhet (ähnlich dem „FUNKSCHAU-Vorkämpfer-Superhet“) machte sich bei Anziehen der Rückkopplung ein häßliches Knarren bemerkbar, das auf keine Weise wegzubringen war. Dabei war die Kathode der ECL 11 über Kathodenwiderstand und Überbrückungskondensator an Masse gelegt, und das eine Ende des zweiten ZF-Kreises stand ebenfalls (in Bild 1 gestrichelt eingezeichnet) direkt mit Masse in Verbindung. Die Gitterableitung des Audionteils der ECL 11 (Dreipolsystem) war, wie das erforderlich ist, direkt zwischen Gitter und Kathode angeschlossen. Eine Verbesserung des Schwingeinsatzes und ein Verschwinden des Knarrens kurz vor

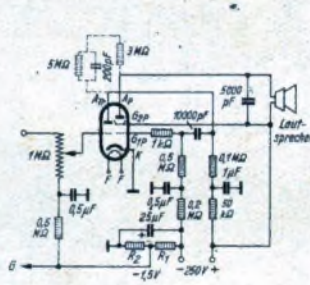


Bild 2

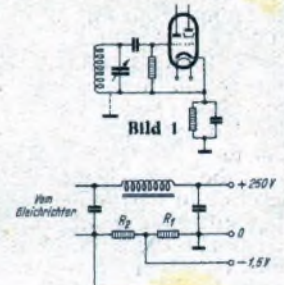


Bild 3

dem Schwingeinsatz konnte dadurch erreicht werden, daß auch das bisher direkt geerdete Ende des ZF-Kreises mit an die Kathode gelegt wurde, wie es in Bild 1 ausgezogen gezeichnet ist.

Bei Verwendung der ECL 11 als zweistufiger Verstärker hat es sich nicht als möglich erwiesen, ohne einige Schaltkniffe eine Selbsterregung zu verhindern. Bild 2 zeigt ein Schaltbild für die Röhre mit einem Lautstärkereger am Eingang (1 MΩ), wie es z. B. für die Verwendung nach einer EBF 11 im Dreiröhren-Superhet verwendet werden kann. Die Kathode der Röhre ist dabei direkt geerdet; die Gittervorspannung wird dadurch erzeugt, daß vom negativen Anschluß des Netzteils der gesamte Strom des Empfängers über die beiden Widerstände R<sub>1</sub> und R<sub>2</sub> fließt, die einen gemeinsamen Überbrückungskondensator (25 μF) haben. An der Serienabzweigung [gemeinsamer Strom des Gerätes mal (R<sub>1</sub> + R<sub>2</sub>)] die für den Endröhrenteil der ECL 11 notwendige negative Gittervorspannung von 6 Volt, die über eine Rückkopplungssperre (0,2 MΩ und 0,5 μF) dem Gitter des Endröhrensystems zugeführt wird. An der Verbindungsstelle von R<sub>1</sub> und R<sub>2</sub> wird die Teilspannung für das Gitter des Dreipolsystems (-1,5 V) — ebenfalls über eine Rückkopplungssperre (0,5 MΩ und 0,5 μF) — abgegriffen. Zwischen die Anoden der beiden Systeme kann man gegebenenfalls noch die übliche Gegenkopplungskombination schalten (gestrichelt in Bild 2 eingezeichnet). Die Rückkopplungssperre im Anodenkreis des Dreipolteils (50 kΩ und 1 μF) ist dabei normal, ebenso der UKW-Sperrwiderstand (1 kΩ) vor dem Endröhrengitter und der Überbrückungskondensator (5000 pF) parallel zum Laufsprecher.

Eine weitere Möglichkeit für die Bereitstellung der negativen Gittervorspannung der ECL 11 als zweistufiger Verstärker ist in Bild 3 veranschaulicht. Die beiden Widerstände R<sub>1</sub> und R<sub>2</sub> sind hier mit in die Siebkette des Netzteiles aufgenommen worden, so daß man den Überbrückungskondensator von 25 μF (vergl. Bild 2) einparen kann. Die Rückkopplungssperren müssen natürlich auch in diesem Falle beibehalten werden. Die Größe der Widerstände läßt sich nicht angeben, da für verschiedene Röhrenzahlen auch die verbrauchten Ströme sich ändern. Eine gewisse Unannehmlichkeit muß man bei den Schaltungen nach Bild 2 und 3 dann in Kauf nehmen, wenn sie in Empfängern mit Schwundaussgleich verwendet werden. In diesen ändert sich ja in Abhängigkeit von der Empfangsstärke auch die Regelspannung an den Regelröhren und demzufolge auch deren Anodenstrom, so daß bei heruntergeregelten Röhren der gesamte Empfängerstrom und damit auch die Gittervorspannung für die beiden Systeme der ECL 11 kleiner würde. Das Hochglenken der Spannung des Netzteiles bei Verminderung der Stromentnahme wirkt diesem Umstand bis zu einem gewissen Grade entgegen, so daß man leicht eine günstige Kompromißlösung findet. Bei G in Bild 2 kann man die Gittervorspannung auch für Vorröhren abnehmen, so daß man bei diesen dann den Kathodenwiderstand und den dazugehörigen Überbrückungskondensator u. U. einparen und die Kathoden direkt an Erde bzw. Masse legen kann.

Rolf Wigand.

1) Siehe FUNKSCHAU 1939, Heft 21 und 32.



Das neue Verfahren in der Praxis: Der Hilfsregler zur Handregelung der Empfängerverstärkung steckt auf dem Stromversorgungsteil des Prüfgenerators (Werkbild)

# Großes

## Universal-Netzanschlußgerät

### Die Notwendigkeit eines Universal-Netzanschlußgerätes.

Der Funktechniker, der ja bekanntlich immer wieder Schaltungen auf- und abbaut, hat den Wunsch, solche Teile einer Schaltung, die jedesmal wiederkehren, aufgebaut zu lassen. Dazu gehört in erster Linie das Netzanschlußgerät. Aber auch sonst hat ein solches Gerät sehr viele Aufgaben zu erfüllen: Es liefert z. B. auch den Strom für vorhandene Meßinstrumente und Meßeinrichtungen. Daß leider nicht in jedes Meßgerät ein besonderer Netzteil eingebaut werden kann, ergibt sich aus der Notwendigkeit, mit Bauteilen — vor allem so eisen- und kupferreichen — möglichst sparsam umzugehen. Wir können ruhig behaupten, daß ein Netzanschlußgerät mit der wichtigste Teil in der Funkwerkstatt und auch im Bastellaboratorium ist; denn ohne Strom geht es leider nun einmal nicht.

### Welche Ansprüche haben wir an ein solches Netzgerät zu stellen?

In erster Linie muß es uns den Netzwechselstrom in Gleichstrom umwandeln. Dieser Gleichstrom muß möglichst stabil und brummfrei sein. Besonders die für unsere Meßgeräte benötigten Spannungen müssen gut geliebt sein und dürfen auch keinerlei Spannungsschwankungen aufweisen. Im nachfolgenden ist nun ein Netzanschlußgerät beschrieben, das unseren gestellten Forderungen in jeder Hinsicht gerecht wird. Darüber hinaus wurde versucht, dem Leser alles Wesentliche zum Bau eines solchen Gerätes zusammenzustellen und ihm auf einfache Weise zu ermöglichen, eventuell mit vorhandenen Einzelteilen, ein solches Gerät rechnerisch schon vorher festzulegen.

### Wie wird das Netzanschlußgerät bemessen?

Die Gleichrichtung des Netzwechselstromes erfolgt auf Grund der bekannten Wirkung unserer Ventilröhren (Gleichrichterröhren). Wir haben uns nur zu entscheiden, ob Einweg- oder Zweiweggleichrichtung zur Anwendung kommt. Die Entscheidung fällt uns allerdings nicht schwer, denn die erstere dürfte für die vorgeesehenen Zwecke nicht in Frage kommen. Die Zweiweggleichrichtung ist der Einweggleichrichtung weit überlegen; sie nutzt beide Halbwellen des Wechselstromes aus, verlangt geringere Siebmittel und hat vor allen Dingen eine größere Leistungsfähigkeit. Das sind für den Bau eines Gerätes ausschlaggebende Gründe. Um die Einzelteile richtig bemessen zu können, müssen wir uns über die abzugebende Leistung des Gerätes klar werden. Die Ansprüche an ein solches Gerät werden in der Praxis sehr verschieden auftreten. Im allgemeinen wird die Abgabe von 60 mA Gleichstrom bei 500 Volt Gleichspannung genügen. Es kommen aber auch Fälle vor, in denen eine größere Leistung verlangt werden muß. Im ersteren Falle genügt die bekannte Gleichrichterröhre AZ 1 vollkommen. Aber wie sieht es, wenn eine größere Leistung gebraucht wird? Man müßte daher folgerichtig eine andere Röhre mit größerer Leistung wählen, z. B. die RGN 2004 oder noch besser die AZ 12. Um jedoch nicht während aller Arbeiten eine Röhre mit großer Leistung zu verwenden, ist es ratsam, an Stelle einer der genannten größeren Röhren zwei AZ 1 einzubauen. Wenn vielleicht auch in vielen Fällen der größere Stromverbrauch beim Bastler nicht zu sehr ins Gewicht fällt, so ist es preislich zweckmäßiger, zwei Röhren AZ 1 zu verwenden, denn die AZ 1 kostet RM. 4.—, dagegen die AZ 12 RM. 7.10. Zwei AZ 1 sind demnach teurer, doch wird die Schaltung des Gleichrichtergerätes so ausgeführt, daß in den Fällen — und das werden auch die weitaus meisten sein —, in denen wir nur eine kleinere Leistung benötigen, die eine AZ 1 abgehaltet werden kann. Wir werden daher vielfach nur mit einer Röhre arbeiten und neben der Ersparnis an Strom mindestens auch noch die eine Gleichrichterröhre schonen, so daß sie eine erheblich längere Lebensdauer besitzt. Nach den vorstehenden Ausführungen über die Verwendung der Röhren ist es uns auch ohne weiteres klar, welchen Typ des Netztransformators wir verwenden müssen. Der Netztransformator muß sekundärseitig liefern:

- 2×500 Volt ~ eff. Anodenwechselspannung,
- 4 Volt, 2 Amp. Heizstrom für die Heizung der Gleichrichterröhren,
- 4 Volt, 6 Amp. Heizstrom für Empfängerröhren,
- 6,3 Volt, 3 Amp. Heizstrom für Röhren der E-Reihe.

Die zweite Heizwicklung für Empfängerröhren ist wichtig, da man doch in die Lage kommt, Schaltungen mit Röhren der harmonischen Reihe aufzubauen.

Falls ein Transformator mit den obengenannten Daten in der Bastelkiste vorhanden ist und nur die zweite Empfängerheizwicklung fehlt, so wäre es ein leichtes, diese fehlende Wicklung nachträglich aufzubringen. Die Berechnung der notwendigen Windungszahl ist einfach. Liefert z. B. die vorhandene Heizwicklung bei der gegebenen Netzspannung 4 Volt, so berechnen wir die Windungszahl für die aufzubringende Wicklung nach folgender Formel:

$$\frac{\text{Windungszahl der 4-Volt-Wicklung} \times 6,3}{4} = \text{gesuchte Windungszahl}$$

Da bei einem Netztransformator nur die Leistungsübertragung von Wichtigkeit ist, so stellen wir außer der richtigen Bemessung der Drahtlärken und des Eisenkerns keine größeren Anforderungen an den Transformator. Die Verwendung der richtigen Drahtlärken und des Eisenkerns ist deshalb wichtig, da sonst Verluste durch Wärmefreisetzung — hervorgerufen durch die ständige Ummagnetisierung des Eisenkerns (Wirbelströme) und durch Fließen des Stromes in den Wicklungen — auftreten. Jede Drahtstärke für die Wicklungen muß daher für den Strom bemessen sein, mit dem sie belastet wird. Verzerrungen des Stromes sind hier vollständig belanglos.

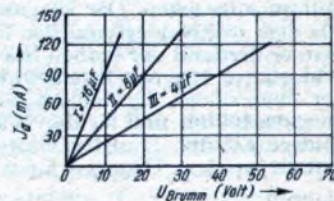
Für die Belastung der Gleichrichterröhren gibt es eine sehr schöne und einfache Faustregel. Die Belastungsverhältnisse, die von den normalen Strom- und Spannungswerten abweichen, müssen stets so gewählt werden, daß das Produkt aus der doppelten Transformatorspannung und dem entnommenen Gleichstrom bei der Röhre AZ 1 den Wert von 60000 nicht überschreitet. Für zwei parallelgeschaltete Röhren AZ 1 sowie auch für die Röhre AZ 12 beträgt der Wert 120000. Mit diesem Wert kann man leicht errechnen, welcher Strom bei der gegebenen Transformatorspannung entnommen werden kann.

Beispiel: Transformatorspannung 2×500 Volt ~ eff.

$$\frac{120000}{1000} = 120 \text{ mA bei zwei Röhren AZ 1 oder der AZ 12.}$$

Man erhält am Ladekondensator eine sehr oberwellenhaltige Gleichspannung, die das so sehr störende Netzbrummen verursacht. Um dieses Brummen möglichst klein zu halten, schaltet man vor der Abnahme der Gleichspannungen ein Siebteil ein. Dieses Siebteil besteht aus einer oder mehreren Drosseln mit Sieb- und Ladekondensatoren. Die am Ladekondensator auftretenden Wechselspannungen können in angenäherten Werten aus der ersten Skizze ersehen werden.

Die Kennlinie I gilt für einen Ladekondensator von 16 µF, die Kennlinie II für 8 µF und die Kennlinie III für 4 µF. Diese Kennlinien betreffen sich nur mit der Zweiweggleichrichtung (Brummspannung 100 Hz). Für eine eventuelle Einweggleichrichtung (Brummspannung 50 Hz) kann durchschnittlich der doppelte Wert angenommen werden.



Abhängigkeit der Brummspannung von Ladekondensator und Strombelastung.

Wie ersichtlich, ist der Wert der Brummspannung sehr von der Größe des Ladekondensators abhängig. Nicht weniger wichtig ist auch am Siebteil der Siebwiderstand der Netzdroffel und der Siebkondensator C<sub>s</sub>. Die Größe der Drossel ist in erster Linie von dem aufzunehmenden Strom abhängig. Da wir das Gerät auch mit zwei Röhren AZ 1 betreiben wollen, muß diese Drossel mindestens für eine Belastung von 150 mA bemessen sein. Günstiger erscheint es, eine Drossel zu wählen, die eine Belastung von 200 mA aushält. Elektrische Werte der Drossel: etwa 250 Ω Gleichstromwiderstand, max. 200 mA und etwa 20 Hy. Der Wechselstromwiderstand der Drossel läßt sich nach der Formel:  $6,3 \times f \text{ (Hz)} \times L \text{ (H)}$  leicht berechnen. Mit der oben angeführten Drossel würde das ergeben:  $6,3 \times 100 \times 20 = 12600 \Omega$ . Je größer der Wechselstromwiderstand der Drossel, desto günstiger ist sie für die Siebwirkung.

Am Siebkondensator interessiert uns ebenfalls der Wechselstromwiderstand. Je kleiner dieser Widerstand für die Brummspannung ist, desto brauchbarer ist der Kondensator für den vorgesehenen Zweck. Ein kleiner Widerstand fordert aber bei der gleichen Frequenz des Wechselstromes — 100 Hertz — eine größere Kapazität. Dieser Widerstand beträgt bei 100 Hertz für 16 µF etwa 100 Ω, für 8 µF das Doppelte, rund 200 Ω. Es ist ohne weiteres ersichtlich, daß der Widerstand von nur 100 Ω des 16-µF-Kondensators für die Brummspannung einen größeren Nebenfluß bildet, als der Widerstand eines 8-µF-Blockkondensators. Die Wahl eines 16-µF-Siebkondensators ist demnach verständlich. Der Wechselstromwiderstand eines Kondensators kann nach der Formel:

$$\frac{160000}{f \text{ (Hz)} \times C \text{ (MF)}} = R. \text{ berechnet werden.}$$

Bekanntlich ist die abgegebene Spannung erheblich von der Belastung des Netzanschlußgerätes und auch von den Netzspannungsschwankungen abhängig. Für den Betrieb von Meßgeräten werden aber Spannungen benötigt, die frei von Schwankungen sein sollen. Man könnte dazu so vorgehen — wie es vielfach empfohlen wird —, daß man durch die Anschaltung von regelbaren Nebenwiderständen an das Netzanschlußgerät versucht, den entnommenen Strom immer gleich groß zu halten. Das hat aber den sehr großen Nachteil, daß die Einstellung jeweils von Hand vorgenommen werden muß und deshalb auch häufig vergessen wird. Außerdem würde bei Netzschwankungen trotzdem die abgegebene Gleichspannung jedesmal mitschwanken, da ja der Spannungsabfall an den Widerständen nicht konstant bleiben könnte. Es bleibt nur der eine Weg übrig, eine Glühstrecke als Stromver-

braucher einzufachalten. Solche Glimmstrecken haben den großen Vorzug, einen sehr kleinen inneren Widerstand zu besitzen. Wenn daher eine höhere Spannung an die Glimmstrecke gelangt, so wird sich lediglich die Stromstärke erhöhen, dagegen nicht die Spannung. Die Glimmstrecken zum Konstanthalten von Spannungen sind u. a. unter dem Namen „Stabilisatoren“ im Handel erhältlich; sie haben den großen Vorzug, die Gleichspannungen außerdem aufzuteilen (es sind Spannungsteiler). Für die Zwecke des Baufilers sind sie aber reichlich teuer. Für unser Gerät wurde daher eine Glättungsröhre vorgezogen, und zwar der Typ GR 150/A für eine größte Stromentnahme von 60 mA. Die abgegebene Spannung beträgt etwa 145 Volt. Diese Spannung genügt für viele Meßgeräte; für die Abnahme von höheren Gleichspannungen wurde aber ein Anschluß vor dem Vorwiderstand der Glättungsröhre vorgezogen (siehe Gesamtdarstellungsbild).

Es wurde soeben von einem Vorwiderstand gesprochen. Daß der Anschluß einer Glimmstrecke an irgendeine Spannung, die höher liegt als das Gegenpotential, nicht möglich ist, ist leicht einzusehen; denn die Stromstärke würde ja, da fast kein Widerstand vorhanden ist, auf einen Wert ansteigen, der die Röhre zerstören und auch die Stromquelle kurzschließen würde. Die Einfaltung eines Vorwiderstandes ist daher unbedingt erforderlich; er kann nach der Formel:

$$R_v = \frac{U_b - 150}{I} \quad (1)$$

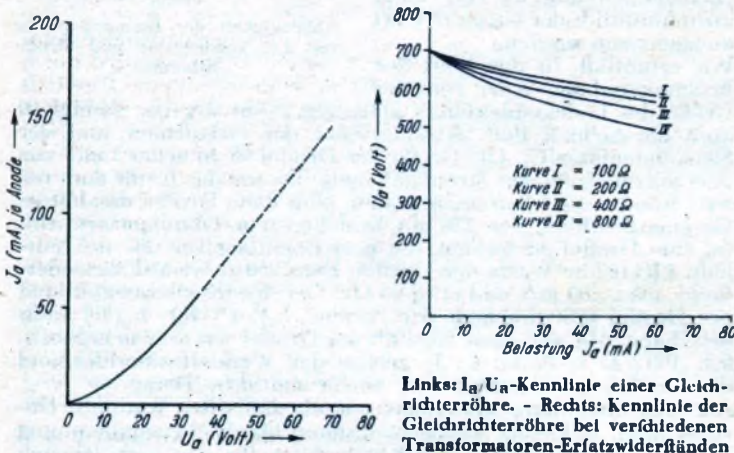
errechnet werden.

Hierin bedeuten:  $R_v$  = Vorwiderstand,  $U_b$  = Spannung am Ladekondensator, 150 = Gegenspannung der Glimmstrecke,  $I$  = Gesamtstromstärke.

Zum Vorwiderstand selbst gehören selbstverständlich auch der Gleichstromwiderstand der Drossel  $R_D$  und der Innenwiderstand der Stromquelle  $R_1$ . Die Formel 1 muß demnach nach Ergänzung heißen:

$$R_v = \frac{(U_b - 150)}{I} - (R_D + R_1) \quad (2)$$

Der Gleichstromwiderstand der Drossel wird meist von den Herstellern angegeben. Der Innenwiderstand der Stromquelle besteht aus dem Innenwiderstand der Gleichrichterröhre und dem Gleichstromwiderstand der halben Sekundärwicklung + der übertragene Widerstand von der Primärwicklung  $R_{12} = R_s + V^2 \cdot R_p$ .  $R_s$  ist der Widerstand der halben Sekundärwicklung,  $V$  das Übertragungsverhältnis und  $R_p$  der Widerstand der Primärwicklung. Der Widerstand des Transformators muß in den meisten Fällen festgestellt werden. Dagegen kann der Innenwiderstand der Gleich-

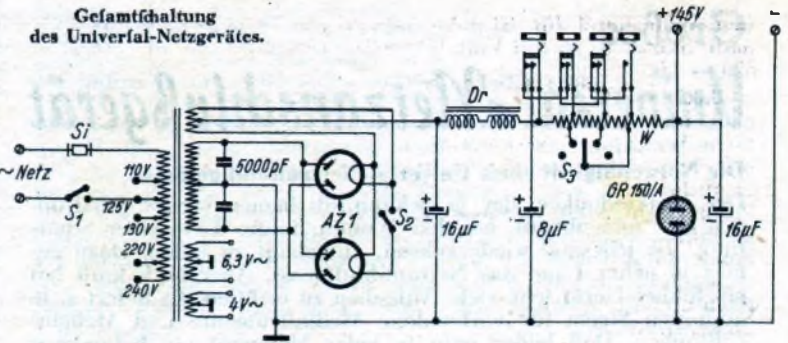


Links:  $I_a/U_a$ -Kennlinie einer Gleichrichterröhre. - Rechts: Kennlinie der Gleichrichterröhre bei verschiedenen Transformatoren-Erfatzwiderständen

richterröhre aus der zweiten Skizze erlesen werden. Mit dem Steigen des Gleichstromes fällt nämlich der Widerstand der Röhre; er ist daher belastungsabhängig und kann aus der von den Röhrenherstellern angegebenen  $I_a/U_a$ -Kennlinien errechnet werden. Eine solche Kurve ist bestehend dargestellt.

Hierbei ist  $\frac{3 \times U_a}{4 \times I_a} = R_1$  = Innenwiderstand der Röhre. (3)

Der angegebene Wert von  $\frac{U_a}{I_a}$  muß mit  $\frac{3}{4}$  multipliziert werden, da



im Diagramm  $I_a$  je Anode gilt. Z. B.: Vorausbestimmte Belastung 40 mA; zu dieser Belastung gehören nach der Kurve 27 Volt.

Der Innenwiderstand der Röhre ist daher  $= \frac{3}{4} \cdot \frac{27}{0.04} = 506 \Omega$ . Bei kleinerer Stromentnahme steigt der Widerstand z. B. bei 25 mA auf 600  $\Omega$ . Folglich haben wir bei kleinerer Stromentnahme einen höheren, bei größerer Belastung einen kleineren Widerstand der Röhre.

Um jedoch den Vorwiderstand zur Glättungsröhre bestimmen zu können, interessiert noch die Höhe der Gleichspannung, die man bei einer im voraus bestimmten Belastung erhält. Dazu werden von den Röhrenherstellern sogenannte Kurvenscharen ausgegeben, nach denen man bei gegebenem Transformatoren-Erfatzwiderstand die Gleichspannung bestimmen kann. In der dritten Skizze sind solche Kennlinien für die AZ 1 dargestellt, und zwar für verschiedene Innenwiderstände des Transformators. An Hand dieser Kennlinien lassen sich eventuelle Zwischenwerte für Transformator-Erfatzwiderstände leicht bestimmen.

Weiterhin ist es noch nötig, den Innenwiderstand des benutzten Transformators festzulegen. Dies erfolgt auf einfache Weise: z. B. Netzspannung 125 Volt; abgegebene Wechselspannung  $2 \times 500$  Volt  $\approx$  eff. Übertragungsverhältnis  $v$  daher 1 : 4.

Gemeßener Ohmscher Widerstand der Primärwicklung = 7,5  $\Omega$ . Gemeßener Ohmscher Widerstand der halben Sekundärwicklung = 80  $\Omega$ . Nach der aufgeführten Formel:  $R_{12} = R_s + V^2 \cdot R_p$  ergibt in unserem Beispiel:  $80 + 4 \cdot 4 \cdot 7,5 = 200 \Omega$ . Diese Größe von 200  $\Omega$  bleibt sich für alle Berechnungen und Messungen gleich. An Hand der bisher angeführten Überlegungen können wir nun den Widerstand zur Vorrichtung vor die Glättungsröhre errechnen. Da der Transformator sekundärseitig  $2 \times 500$  Volt  $\approx$  eff. abgibt, kann man die Röhre AZ 1 nur mit höchstens 60 mA bzw. zwei Röhren AZ 1 kann man mit 120 mA belasten.

Um die üblichen Arbeiten durchzuführen, wird eine Abnahme von 20 mA Gleichstrom an den Enden der Glättungsröhren genügen. Es wäre daher unangebracht, dauernd durch die Glimmstrecke einen Strom von 60 mA fließen zu lassen. Da die Glimmstrecke selbst zum Betrieb einen Ruhestrom von 5 mA benötigt, so berechnet man den Gesamt-Vorwiderstand für 25 mA. Nach der dritten Skizze beträgt die abgegebene Spannung bei 25 mA Belastung und einem Transformatoren-Erfatzwiderstand von 200  $\Omega$  = 630 Volt. Dann muß der Gesamtwiderstand nach Formel 1 sein:

$$R = \frac{630 - 150}{0.025} = 19200 \Omega.$$

Von diesen 19200  $\Omega$  werden abgezogen: der Erfatzwiderstand mit 200  $\Omega$ , der Ohmsche Widerstand der Drossel mit 250  $\Omega$ , der Innenwiderstand der Röhre AZ 1 (25 mA) mit 600  $\Omega$ , zusammen: 1050  $\Omega$ .

Es bleibt für den zusätzlichen Widerstand die Größe von 19200 - 1050 = 18150  $\Omega$ . Dieser Widerstand ist zu groß, wenn wir einen höheren Strom an der Glimmstrecke entnehmen wollen. Es wurde daher vorgezogen, den Widerstand mit Hilfe des Schalters  $S_3$  regelbar einzurichten. Der höchstzulässige Strom ist 65 mA, und zwar 60 mA Arbeitsstrom und 5 mA Ruhestrom für die Röhre GR 150/A. Da aber bei zwei parallelgeschalteten Röhren AZ 1 der Innenwiderstand der Röhren kleiner ist, erhöht sich bei gleichem Vorwiderstand die Stromstärke. Um aber in keinem Falle über den höchstzulässigen Strom zu kommen, berechnen wir den klein-

### Stückliste zum Netzanschlußgerät

Fabrikat und Typ der im Mustergerät verwendeten Einzelteile teilt die Schriftleitung auf Anfrage gegen Rückporto mit. Beziehen Sie diese Einzelteile durch Ihren Rundfunkhändler! Sie erhalten sie hier zu Originalpreisen.

- |   |  |  |
|---|--|--|
| <ul style="list-style-type: none"> <li>1 Netztransformator, <math>2 \times 500</math> V <math>\infty</math>, 120 mA Anodenwicklung; 4 V, 2,5 Amp. Heizstrom für Gleichrichterröhren; 4/6,3 V, 6/4 Amp. Heizwicklungen für Empfängerröhren</li> <li>1 Netzdroffel, max. 200 mA, <math>2 \times 125 \Omega</math> Gleichstromwiderstand</li> <li>1 Vorwiderstand für Glättungsröhre, als Spannungsteiler schaltbar, bestehend aus: 1 Widerstandsstreifen 6100 Ohm, 3 Widerstandsstreifen je 4000 <math>\Omega</math>, 1 Satz Montageteile dazu</li> <li>1 Stufenhalter 4 fach, <math>1 \times 4</math> Kontakte</li> <li>2 Netzschalter 1 polig (VE-Typ)</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>2 Rundfunkkondensatoren, 650 V Arbeitsspannung, 2500 V Prüfpfannung, je 8 <math>\mu F</math></li> <li>1 Elektrolytkondensator 500/550 V Arb.-Spann., 8 <math>\mu F</math></li> <li>1 Elektrolytkondensator 160/175 V Arb.-Spann., 16 <math>\mu F</math></li> <li>1 Röhrenkondensator 500 V <math>\infty</math> Arbeitsspannung, <math>2 \times 5000</math> pF</li> <li>2 Einbaufassungen für Außenkontaktröhren, 8 polig</li> <li>1 Einbaufassung für Stiftröhren, 5 polig</li> <li>1 Sicherungshalter mit Netzsicherung, 1 Amp</li> <li>1 VE-Aufbaugesell</li> <li>4 Instrumentenklemmen (für Anschluß der Heizwicklungen)</li> <li>6 Buchsen, berührungsschutzsicher</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>1 Eisenkasten über das VE-Gestell</li> <li>Diverse Schrauben und Muttern, Schaltdraht und Bakelitstreifen für den Aufbau.</li> </ul> <p><b>Wahlweise:</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>An Stelle der berührungsschutzsicheren Buchsen: 4 Schaldbuchsen und 2 berührungsschutzsichere Buchsen.</li> <li>An Stelle des VE-Aufbaugesells und des Eisenkastens: 1 Aluminiumkasten A 5 (DASD-Typ).</li> </ul> <p><b>Röhren:</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>2 Stück AZ 1 und eine Glättungsröhre GR/150/A.</li> </ul> |
|---|--|--|

sten Widerstand für 60 mA. Abgegebene Spannung bei 60 mA nach Skizze 3 = 570 Volt. Der Gesamtwiderstand ist demnach  $\frac{570 - 150}{0,06} = 7000 \Omega$ . Ziehen wir ebenfalls die im vorigen Beispiel

genannten Widerstände ab, so bleibt noch für den reinen Ohmschen Widerstand  $6100 \Omega$  (Innenwiderstand der AZ 1 für 60 mA berechnet). Wie aus der Gesamtschaltung des Netzanschlußgeräts ersichtlich, wurde der Vorwiderstand als Spannungsteiler gestaltet, um möglichst viele verschiedene Spannungen zur Hand zu haben. Es müßte eigentlich für jede Spannungsabnahmebuchse ein Siebkondensator vorhanden sein. Wie die Schaltung jedoch zeigt, ist es möglich, mit nur einem Kondensator auszukommen, und zwar durch die Verwendung sogen. Schaltbuchsen, die den Kondensator immer an diejenige Buchse anlegen, von der jeweils die Spannung abgenommen wird. Wer sich den Schalter zur Regelung des Widerstandes sparen will, kann die Regelung der Widerstandswerte auch mit einer Steckerchnur an den Schaltbuchsen vornehmen. Dabei heißt es aber sehr vorsichtig zu Werke zu gehen, um nicht den Gesamtwiderstand auszuschalten, da sonst die Glühbirne zerstört würde.

Zum Schluß noch eine Bemerkung zum Ladekondensator  $C_1$ : In den vorigen Zeilen wurde von dieser Kapazität nur in der Beziehung zur Welligkeitsspannung (Brummspannung) gesprochen. Daß von der Größe dieses Kondensators auch die Höhe der Gleichspannung abhängig ist, sei hier nur erwähnt. Bei der Bemessung ist darauf besonders zu achten, daß der Kondensator die auftretenden Spitzenspannungen aushält. Er muß daher bei einer Wechselspannung von  $2 \times 500$  Volt an der Sekundärwicklung des Transformators eine Spannung von mindestens 650 Volt aushalten.

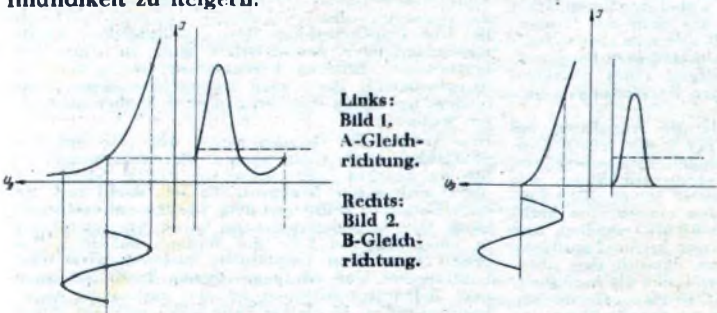
Karl Uhrig.

# Das Meßgerät

## Scheitelspannungs-Röhrenvoltmeter

Röhrenvoltmeter sind Spannungsmesser, die sich durch folgende Haupteigenschaften auszeichnen: Frequenzunabhängigkeit, geringer Leistungsverbrauch und Unempfindlichkeit gegen Überlastungen. Zur Gleichrichtung der Meßspannung werden Elektronenröhren verwendet, und der dann erhaltene Gleichstrom wird mit Anzeigeinstrumenten mit normalen Drehspulsystemen gemessen. Die Röhrengleichrichter können ebenso wie die Verstärker nach der Lage der Arbeitspunkte auf den Röhrenkennlinien in Röhrenvoltmeter mit A-, B- und C-Gleichrichtung eingeteilt werden. Als Meßröhren können Zweipolröhren und auch Dreipolröhren Verwendung finden.

Die A-Gleichrichtung (Bild 1) ergibt bei quadratischem Verlauf der Röhrenkennlinie ein Röhrenvoltmeter mit quadratischer Anzeige, wie es bei den meisten akustischen Messungen erforderlich ist. Zur Restspannungsmessung an Klirrgradmeßschaltungen ist beispielsweise ein hochohmiges quadratisch anzeigendes Instrument erforderlich, um dann aus den Spannungsverhältnissen unmittelbar den Klirrgrad bestimmen zu können. Mit dieser Gleichrichtung ist nur bei Verwendung einer Stromkompensationschaltung im Anodenkreis der Röhre die Meßempfindlichkeit zu steigern.



Die B-Gleichrichtung (Bild 2), im Röhrenvoltmeter angewandt, ergibt Flächengleichrichtung der auf das Gitter der Röhre gegebenen Wechselspannung. Das Ausgangsinstrument zeigt den arithmetischen Mittelwert der gleichgerichteten Meßspannung. Röhrenvoltmeter in B-Gleichrichterschaltung können bei Einfachaltung empfindlicher Anzeige-Instrumente und geeigneter Röhren bis zu hohen Spannungsempfindlichkeiten gebracht werden.

Röhrenvoltmeter mit C-Gleichrichtung (Bild 3) und deren Anwendungsgebiete sollen im Nachfolgenden näher besprochen werden. Die C-Gleichrichtung oder Spitzengleichrichtung, wie sie oft genannt wird, arbeitet mit hoher negativer Gittervorspannung, die in der Größenordnung des Scheitelwertes der Meßspannung liegt. Für diese Schaltung werden Elektronenröhren mit möglichst steil in die Nullachse verlaufender Kennlinie  $I_a = f(U_g)$

benutzt. Regelröhren mit Exponentialkennlinie sind also vollkommen ungeeignet. Als Anzeigeinstrument wird vorteilhaft ein möglichst hochempfindliches Nullgalvanometer verwendet. Das Instrument kann ungeeicht fein; Drehspulinstrumente mit abgetrennten Neben- und Vorwiderständen sind gut geeignet.

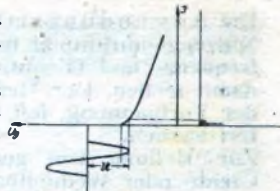


Bild 3. C-Gleichrichtung.

Mit der Beschreibung der Arbeitsweise des Spannungsmessers mit Spitzengleichrichtung ist die technische Aufbausaltung des Röhrenvoltmeters schon festgelegt. Die Anode und Kathode der Meßröhre mit oben angegebener Eigenschaft werden über ein empfindliches Drehspulinstrument an eine Anodenbatterie angegeschlossen (Bild 4). Die Heizung der Röhre erfolgt normal mit Gleich- oder Wechselstrom. Zum Schutz des empfindlichen Nullinstrumentes im Anodenkreis wird dem Instrument ein Widerstand parallelgeschaltet. Die Größe deselben spielt bei der Messung keine Rolle, da bei Einstellen des Röhrenvoltmeters mit großer Meßinstrumentempfindlichkeit ohne Nebenwiderstand gemessen wird. Um genügend Schutz für das Meßwerk des Nullinstrumentes zu haben, soll das Verhältnis vom Innenwiderstand des Instrumentes  $R_I$  zum Nebenwiderstand  $R_N$  größer als 100 sein. Bei Stellung des Umschalters auf „Nullpunkt-Einstellung: NE“ wird dem Gitter der Meßröhre über einen Schutzwiderstand  $R_S$  (10 000 bis 500 000  $\Omega$ ) die Gitterspannung  $U_G$  von den regelbaren hochohmigen Spannungsteiler  $S_1$  zugeführt. In der Schaltung zur Einstellung des Nullpunktes wird nun die negative Spannung an dem Gitter der Meßröhre so lange vergrößert, bis audi nach Abrennen des Instrument-Nebenwiderstandes nur noch ein ganz geringer Anodenstrom fließt.

Als Einstellpunkt wählt man beispielsweise den ersten Skalentrich neben dem Nullpunkt des Nullgalvanometers. Nach Einstellen dieses Spannungsteilers wird der Vorspannungsteiler  $S_{II}$  auf hohe Spannung gestellt, die Meßspannung an die Klemmen  $\times \times$  gelegt und der Umschalter auf „Messen: M“ gelegt. Nun wird die Vorspannung  $U_V$  so weit verkleinert, bis soeben wieder Anodenstrom zu fließen beginnt. Der Anodenstrommesser wird durch Regeln von  $U_V$  auf die Eichmarke nahe dem Nullpunkt gestellt und am Spannungsmesser die Größe der Spannung  $U_V$  abgelesen. Exakt betrachtet müßte der Anodenstrom vollkommen zu Null werden. Bei Benutzung eines empfindlichen Strommessers im Anodenkreis und nicht zu niedriger Anodenspannung ist der dadurch entstehende Fehler vernachlässigbar klein. Der Fehler durch Unsicherheit der Einstellung bei Wahl des genauen Nullpunktes, also vollkommener Stromlosigkeit des Anodenstromkreises als Eichmarke ist erfahrungsgemäß größer. Der Scheitelwert  $U$  der Meßwechselspannung ist dann, wie man aus der Darstellung Bild 3 von Kennlinie und Arbeitspunkt ersieht, gleich der eingestellten Vorspannung  $U_V$ . Handelt es sich um Messungen von sinusförmigen Wechselspannungen, so kann man den effektiven Mittelwert der Spannung, der sonst nur von Hitzdraht-, Dreheisen- und dynamometrischen Instrumenten angezeigt wird, aus der Beziehung:  $U = U \cdot \sqrt{2}$  ermitteln, wobei  $U$  den Effektivwert und  $U$  den Scheitelwert der sinusförmigen Wechselspannung bedeuten. Es sei hier erwähnt, daß die normalen Netzwechselspannungen sehr gut sinusförmig sind; rechnet man hier wie in der Verstärkertechnik mit dem Klirrgrad, so sind Werte von 1 bis 2% schon sehr selten zu finden.

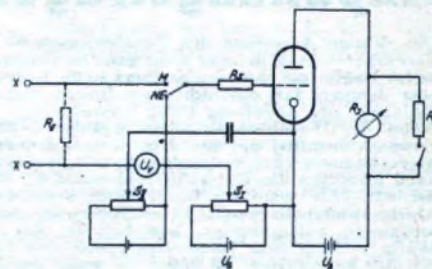


Bild 4. Schaltung des Röhrenvoltmeters.

Der Eingangswiderstand  $R_E$  ist nur bei Spannungsmessungen an Spannungsquellen mit mehr als  $1 M\Omega$  innerem Gleichstromwiderstand erforderlich. Gelangt beispielsweise die Meßwechselspannung erst über einen Kondensator an die Eingangsklemmen des Röhrenvoltmeters, so hat die Spannungsquelle einen unendlich großen Gleichstromwiderstand, vom Röhrenvoltmeter aus gesehen. In diesem Fall ist in die Schaltung der Widerstand  $R_E$  einzufügen. Die Größe des Widerstandes wird so gewählt, daß die Summe der Widerstände  $R_E$  und  $R_S$  den für die verwendete Meßröhre als Höchstwert vorgeschriebenen Gitterwiderstand nicht überschreitet.

Die geänderte Schaltung (siehe nächste Seite, 2. Abtatz).

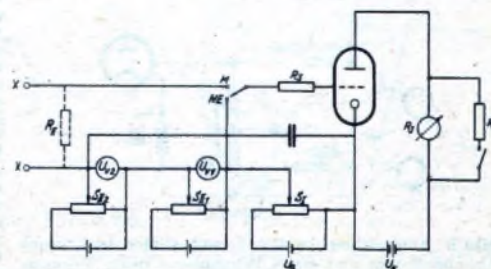


Bild 5. Die geänderte Schaltung (siehe nächste Seite, 2. Abtatz).

Die Anwendungsmöglichkeiten des Röhrenvoltmeters mit Spitzengleichrichtung sind sehr vielfältig. Hochfrequenz-, Niederfrequenz- und Gleichspannungen lassen sich einfach und genau damit messen. Der Meßbereich kann durch Vergrößern von  $U_V$ , der Vorspannung, fast bis zu beliebig hohen Spannungen erweitert werden.

Zur Messung von geringen Spannungsschwankungen höherer Gleich- oder Wechselspannungen ist dieses Röhrenvoltmeter ausgezeichnet geeignet. Es lassen sich damit leicht und genaue Untersuchungen an Spannungsreglern und stabilisierten Netzteilen für die Rundfunktechnik durchführen. Mit den handelsüblichen Röhren können schon bei einer Meßspannung von 100 Volt an Spannungsänderungen von 0,1 v. H. einwandfrei gemessen werden. Zur Durchführung solcher Messungen ist die Schaltung gemäß Bild 5 abzuändern. Die Spannung  $U_V$  wird in zwei Teilen gemessen und die ermittelten Spannungswerte addiert. Der Spannungsmesser  $U_{V1}$  mit dem Spannungsteiler  $S_{H1}$  dient zur Messung des größten Spannungsanteiles, z. B. 170 Volt, und wird bei einer Messung einmal fest eingestellt, während der Spannungsteiler  $S_{H2}$  mit dem Spannungsmesser  $U_{V2}$  zur Kompensation der restlichen kleinen Spannung, z. B. 3 Volt, vorhanden ist. Die Meßspannung betrug in dem angeführten Beispiel 173 Volt. Spannungsänderungen von 0,1 Volt werden im Nullinstrument bemerkt und können an  $S_{H2}$  wieder nachgeregelt werden; die Summe der beiden Spannungen am Spannungsteiler beträgt 173,1 Volt. Die festgestellte Spannungsschwankung betrug etwa 0,5 v. T.

Von der Wahl der Einstellpunkte und der Genauigkeit der verwendeten Spannungsmesser und der Empfindlichkeit des Null-

instrumentes ist die mögliche Größe des Meßbereiches und die erreichbare Genauigkeit der Messungen abhängig.

Zum Abschluß dieser Betrachtungen sei noch auf eine weitere äußerst einfache Anwendung des Röhrenvoltmeters mit Spitzengleichrichtung hingewiesen: Bei Messungen an Verstärkern für Hoch- und Niederfrequenz, bei Klirrgradmessungen usw. ist es erforderlich, die Aussteuerungsweite der Röhren zu kennen. Bei diesen Messungen kann die Verstärkerröhre zugleich als Meßröhre benutzt werden. Die negative Vorspannung an dem Gitter der Verstärkerröhre wird im Verstärker abgetrennt und von einer Spannungsquelle außerhalb des Verstärkers über einen Spannungsteiler mit Voltmeter zugeführt. Die Schaltung dieses Gittervorspannungszufuges entspricht genau dem Aufbau, wie im Vorhergehenden für das Röhrenvoltmeter beschrieben. In den Anodenkreis der Verstärkerröhre wird das Nullinstrument eingeschaltet und bei Aussteuerung des Verstärkers die höchste Aussteuerungsweite der betreffenden Röhre gemessen. Das Röhrenvoltmeter mit Spitzengleichrichtung mißt Scheitelspannungen; somit ist der doppelte Wert der gemessenen Spannung gleich der gefamten Aussteuerungsweite der betreffenden Verstärkerröhre. Auf diese Weise lassen sich Übersteuerungen einzelner Röhren im Verstärker leicht feststellen.

Aus den wenigen angeführten Anwendungsbeispielen ist zu erkennen, wie nützlich ein Röhrenvoltmeter mit Spitzengleichrichtung in der Funk- und Baufelwerkstatt ist. Weitere Anwendungen werden sich bei Vorhandensein dieses Meßgerätes im Funklaboratorium von selbst ergeben.

Ing. C. H. Sturm - Zeichnungen von W. Zöllner.

## Anpassungsfragen beim Tonabnehmer

Die richtige Anpassung des Tonabnehmers an den Verstärkereingang ist zwar nicht ganz so wichtig, wie beispielsweise die des Lautsprechers an die Endröhre; aber dennoch darf das nicht dazu führen, daß man die Frage der Anpassung völlig vernachlässigt. Wenn der Tonabnehmer ohne jegliche Zwischen-elemente unmittelbar mit dem Gitter der ersten Niederfrequenzröhre verbunden ist, sein Innenwiderstand (sozusagen den Gitterableitwiderstand der Röhre darstellend, oder wenn das Gitter einen hochohmigen Ableitwiderstand aufweist, ist allerdings die Anpassungsfrage bedeutungslos. Nun befindet sich aber häufig zwischen dem Tonabnehmer und dem Gitter ein Lautstärkereglerelement, oft sogar — wenn der Tonabnehmer selbst einen Regler aufweist — deren zwei. In diesen Fällen ist bei der Bemessung des Lautstärkereglers, der sich als ein Widerstands Spannungsteiler darstellt, auf die Größe des inneren Wechselstromwiderstandes des Tonabnehmers Rücksicht zu nehmen, und zwar soll der Festwiderstand des Reglers, der zwischen den beiden seitlichen Anschlüssen gerechnet wird, wesentlich größer sein, als der Innenwiderstand des Tonabnehmers. Andernfalls leidet die Wiedergabe der hohen Töne. Der Gleichstromwiderstand der Tonabnehmer magnetischer Bauart liegt in der Praxis zwischen 2000 und 20000  $\Omega$ . Der leider nie angegebene Wechselstromwiderstand ist beträchtlich größer und dürfte insbesondere bei den hohen Frequenzen ein Mehrfaches davon betragen. Es folgt daraus, daß der dem Tonabnehmer nachgeschaltete Lautstärkereglerelement etwa

30–100 k $\Omega$  groß sein soll. Da man den Wechselstromwiderstand nicht kennt, nimmt man meist keinen kleineren Wert als 100 k $\Omega$ . Daß die hohen Tonfrequenzen bei Wahl eines Reglers mit zu kleinem Widerstandswert gegenüber den tiefen und mittleren Frequenzen benachteiligt werden, kann man sich an Hand von Bild 1 gut vorstellen. Der Innenwiderstand  $R_i$  und der Außenwiderstand  $R_a$ , an dem die Spannung abgegriffen wird, sind in ihrem Größenverhältnis gezeichnet, das sie bei tiefen Frequenzen (stark gezeichnete Widerstände) und bei hohen Frequenzen (dünn gezeichnete Widerstände) zueinander einnehmen. Angenommen, es sei  $R_i$  bei einer tiefen Frequenz von z. B. 50 Hz = 5000  $\Omega$  und  $R_a$  als frequenzunabhängiger ohmischer Widerstand = 50 k $\Omega$ , so beträgt der nutzbare Spannungsabfall (I) längs  $R_a$  = 10/11, also 92% der im Tonabnehmer erzeugten Spannung. Bei der Frequenz: 5000 Hz, wobei ein  $R_i$  von — sagen wir — 40000  $\Omega$  gehören mag, entfallen aber auf  $R_a$  nur etwa 55% der Leerlaufspannung (II). Selbst bei Bemessung mit  $R_a$  = 100 k $\Omega$  wird in den meisten Fällen noch ein Abfall der hohen Frequenzen festzustellen sein. Dennoch hat es keinen Sinn, den Lautstärkereglerelement über 100 k $\Omega$  hinaus beträchtlich zu vergrößern, da infolge der Eigenkapazität der Spule und der Zuleitungen ohnehin auf kapazitivem Weg ein Spannungsverlust auftritt, der bei sehr hochohmiger Bekhaltheit des Reglers von etwa 0,5 bis 1 M $\Omega$  ausschlaggebend ist.

Wenn man gern eine hellere Wiedergabe haben möchte, kann man dies auch bei einem kleinen Regelwiderstand erreichen, indem man beispielsweise zu einem Regelwiderstand von 50 k $\Omega$  einen Vorwiderstand von 50 oder 100 k $\Omega$  in Serie legt.

Verzerrt kommt auch eine transformatorische Ankopplung des Übertragers vor, wobei der Innenwiderstand der Eingangswicklung mit dem des Tonabnehmers übereinstimmen soll. Ist letzterer aber wesentlich größer, so ist für eine gleichmäßigere Frequenzkurve gleichfalls die Einschaltung eines ohmischen Widerstandes in eine der beiden Verbindungsleitungen zweckmäßig.

Besondere Beachtung verdient die Anpassung bei einem Kristalltonabnehmer, der seiner Konstruktion nach einen hochohmigen Innenwiderstand aufweist, welcher eine ebensolche Anpassung notwendig macht. Diese Anpassung ist im gewissen Umfang praktisch bereits durch den eingebauten hochohmigen Lautstärkereglerelement von 0,5 M $\Omega$  gegeben, und zwar dann, wenn der Regler auf kleine Lautstärke eingestellt ist; man kann dann nämlich den überwiegenden Teil des Regelwiderstandes als hochohmigen Vorwiderstand aufstellen. Ist es aber erforderlich, z. B. bei unmittelbarer Steuerung der Endstufe den Lautstärkereglerelement voll aufzudrehen, dann darf die Anhaltung an einen niederohmigen Eingangskreis, etwa an einen Eingangstransformator, nur unter Zuhilfenahme eines hochohmigen Widerstandes von etwa 100 k $\Omega$  vor sich gehen. Beim Kristalltonabnehmer ist die hochohmige Anpassung übrigens nicht nur wegen des Frequenzganges notwendig, sondern auch, weil ein niederohmiger Anschluß zu einer Belastung des Kristalls und dadurch zu regelrechten Verzerrungen führt.

Wenn eingangs gesagt wurde, daß ein Lautstärkereglerelement zwischen den beiden Eingangsanschlüssen für den Tonabnehmer stets einen festen Widerstand aufweist, so gilt auch hier eine Ausnahme. Lautstärkereglerelement, die zur Mischung und Überblendung von mehreren aus verschiedenen Tonspannungsquellen stammenden Spannungen dienen und dementsprechend zwei verschiedene Anschlußpaare aufweisen, haben — wie Verfasser feststellte — keinen festen Eingangswiderstand, sondern dieser nimmt proportional der eingestellten Lautstärke von einem bei

50 k $\Omega$  liegenden Maximalwert bis zu Null ab. Bei einem solchen Lautstärkereglerelement läßt sich deutlich eine Tonblendwirkung beobachten, die durchaus nicht im Sinn einer gehörrichtigen Regelung liegt, da nur die hohen Frequenzen davon betroffen sind. Man benutze auch hier (siehe Bild 2) Vorhaltwiderstände von etwa 50 bis 100 k $\Omega$ , womit allerdings ein gewisser Rückgang der Höchstaufstärke verbunden ist.

H. Boucke.

## Wohn mit dem Kraftwagen-Akkumulator!

Die üblichen Bleiakkulatoren bedürfen bekanntlich einer ständigen, sorgfältigen Pflege. Hierzu gehört vor allem das regelmäßige Aufladen der Batterie in Abständen von etwa einem Monat. Kraftwagen-Akkumulatoren im normalen Betrieb brauchen nicht so häufig geladen zu werden, da das schon beim Fahren durch die Lichtmaschine geschieht. Bei der Instandhaltung der augenblicklich zahlreich außer Betrieb gesetzten Kraftwagen ist dem Akkumulator jedoch besondere Aufmerksamkeit zu widmen, da eine Vernachlässigung ihn schon nach kurzer Zeit unbrauchbar werden läßt. Häufig findet sich für einen solchen Akkumulator eine praktische, neue Verwendungsmöglichkeit. So kann er z. B. beim Aufbau einer Beleuchtungsanlage im Luftschutzraum gute Dienste tun. Besonders in den Fällen, in denen auf die Benutzung von Netzstrom verzichtet werden muß, wird die Verwendung eines Akkulators als Stromquelle am Platze sein. Als Glühlampen verwendet man am besten solche von nicht über 1 Amp. Stromverbrauch (6 Watt).

Steht auch ein Kraftwagenempfänger zur Verfügung, so läßt sich mit diesem eine vorbildliche Rundfunkanlage für den Schutzraum zusammenstellen, die sowohl in der Stromversorgung als auch in bezug auf die Antenne völlig unabhängig von der Außenwelt ist. Die Empfindlichkeit der gebräuchlichen Kraftwagenempfänger gewährleistet auch an einer Behellsantenne sicheren Fernempfang. Diese Leistung ist erforderlich, damit man bei Stillsetzung des Ortschaftsenders auf einen anderen deutlichen Sender umschalten kann.

Der Aufbau der Vorhande richtet sich nach der Beschaffenheit der vorhandenen Räume. Handelt es sich um feuchte Kellerräume, so müssen Empfänger und Lautsprecher beweglich bleiben, damit man sie nach Gebrauch leicht aus dem Schutzraum entfernen kann. Der Akkumulator kann feines ständiges Platz in einer sicheren Ecke des Raumes behalten. Am besten baut man Empfänger, Bedienungssteil und Lautsprecher auf ein gemeinsames Brett. Ein oder zwei Beleuchtungslampen können auch noch angebracht werden. In diesem Falle wählt man am besten schwache Standlichtblöden, um den Akkumulator nicht übermäßig zu belasten. Es ist zu beachten, daß sämtliche Leitungen, Antennen-, Erd- und Batterieschlüsse so verlegt werden, daß man in der Dunkelheit nicht in ihnen hängen bleibt. Ein passender Erdanschluß wird sich in den meisten Kellerräumen leicht finden lassen.

Zur Not kann mit einem kräftigen Kraftwagen-Akkumulator auch ein Wechselstromempfänger mittlerer Leistung betrieben werden. Es ist dazu die Zwischenhaltung eines Niedervolt-Wechselstromerforderlich, der zu der vorhandenen Batterievorspannung paßt. Da ein Wechselstromgerät mit ähnlicher Empfangsleistung, wie sie ein Kraftwagenempfänger besitzt, etwa den doppelten Stromverbrauch aufweist, wie dieser, so wird bei gleicher Akkulatorkapazität allerdings auch die mögliche Betriebsdauer entsprechend verschieden sein. Die Ladung eines mittleren Autoakkumulators reicht bei Benutzung eines 25-Watt-Kraftwagenempfängers für eine Betriebsdauer von einigen Stunden aus.

Grotthoff.

Bild 1. Bei tiefen Frequenzen ist der Spannungsabfall an  $R_a$  groß (I) entsprechend den dick gezeichneten Widerstandswerten, und bei hohen Frequenzen relativ klein (II) entsprechend den dünn gezeichneten Widerstandswerten.

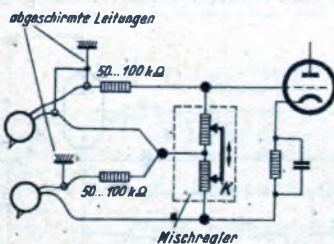
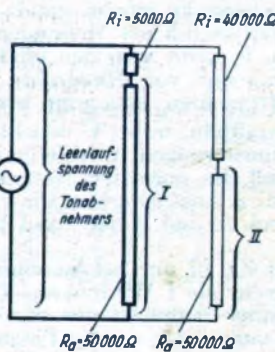


Bild 2. Anschaltung zweier Tonabnehmer bzw. eines Tonabnehmers und eines Mikrophons unter Verwendung eines Mischreglers. Je nach Stellung des Doppelkontaktes K kommt die eine oder die andere Spannung stärker zur Wirkung.

# Die Synchronisierung von Kipperschwingungen

Unter Synchronismus oder Gleichlauf ist der gleichzeitige Ablauf zweier Vorgänge zu verstehen, wobei sich die gleichen Zustände nach Ablauf einer bestimmten Zeit wiederholen. So laufen z. B. zwei auf einer gemeinsamen Achse sitzende Räder unbedingt synchron, sofern sie mit der Achse fest verbunden sind. Dagegen laufen z. B. zwei Motoren synchron, wenn ihre Achsen in der gleichen Zeit die gleiche Umdrehungszahl aufweisen. Dabei kann von einem Gleichlauf im weiteren Sinne auch dann gesprochen werden, wenn die beiden Achsen zwar eine verschiedene Drehzahl aufweisen, das gegenseitige Verhältnis sich jedoch nicht ändert.

Bei Kipperschwingungen ist ein Gleichlauf immer dann notwendig, wenn sie z. B. als Zeitachse in einem Kathodenstrahloszillographen benutzt werden oder der Erzeugung des „Raster“ beim Fernsehen dienen. Im ersten Fall muß die Frequenz der Kipperschwingung mit der jeweils zu untersuchenden Wechselstromfrequenz im Gleichlauf sein, sofern ein bestimmter Augenblickswert der untersuchten Größe stets an der gleichen Stelle des Leuchtschirmes erscheinen soll, so daß sich der Eindruck eines „stehenden Bildes“ ergibt.

Beim Fernsehen hingegen ist ein Gleichlauf sogar in zweifacher Hinsicht erforderlich. Erstens müssen die beiden, das „Raster“ bildenden Kippfrequenzen in einem ganz bestimmten Verhältnis zueinander stehen, und zweitens müssen sich die Frequenzen mit dem am Sender benutzten im Gleichlauf befinden. Besteht kein Gleichlauf, so können die empfangenen Bilder nicht nur verzerrt erscheinen, sondern sich auch in ständiger Bewegung befinden; u. U. kann sogar von einem „Bild“ überhaupt keine Rede mehr sein. Damit dürften also Sinn und Zweck des Gleichlaufes bei den einzelnen Anwendungen der Kipperschwingungen klargestellt sein.

Es erhebt sich nunmehr die Frage, auf welche Weise man Kipperschwingungen zu einer strengen Abhängigkeit von einer gegebenen anderen Frequenz (also z. B. von der zu untersuchenden Wechselstromfrequenz) veranlassen kann. Hierzu läßt sich kurz folgendes sagen:

Grundsätzlich läßt sich offenbar die gewünschte Beeinflussung erreichen, indem man der Kipperschaltung einen geeigneten Impuls

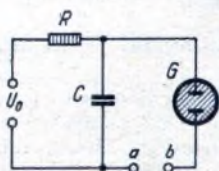


Bild 1. Einfachste Kipperschaltung mit Gleichlaufmöglichkeit.

derart zuführt, daß die Anordnung immer gerade in einem ganz bestimmten Augenblick „kippt“. Dieses Prinzip sei an Hand zweier Beispiele näher erläutert.

In Bild 1 ist die bekannte einfachste Kipperschaltung wiedergegeben; die Klemmen a und b seien zunächst miteinander verbunden. Bei dieser Schaltung wird der Kondensator C über den Widerstand R aus der Gleichspannungsquelle  $U_0$  aufgeladen. Hat die Spannung am Kondensator die Zündspannung der Glimmröhre G erreicht, so wird C über G entladen. Für den zeitlichen Verlauf der am Kondensator C gegebenen Spannung ( $U_C$ ) gilt somit im Prinzip die Kurve nach Bild 2a. In diesem Bild ist t die Zeit, und  $U_Z$  ist die Zündspannung der angenommenen Glimmröhre. Der gestrichelt gezeichnete Kurventeil deutet an, wie die Spannung  $U_C$  weiter ansteigen würde, sofern dem Kondensator keine Glimmröhre parallel läge und die Spannung  $U_0$  größer als  $U_Z$  wäre. Überläßt man die Schaltung gemäß Bild 1 bei kurzgeschlossenen Klemmen a—b sich selbst, so wird die Glimmröhre immer wieder nach Ablauf einer gleichen Zeitspanne zünden, sofern weder  $U_0$ , noch R oder C geändert werden. Es wird also mit anderen Worten eine sogenannte „freie“ Kipperschwingung erhalten.

Wird nun aber an die Klemmen a und b in Bild 1 eine Wechselspannung von der in Bild 2b dargestellten Größe und Frequenz angeschlossen, dann ergeben sich völlig andere Verhältnisse. Die Betrachtung des 1. Bildes läßt nämlich ohne weiteres erkennen, daß dann nicht nur die Spannung des Kondensators, sondern auch die zusätzliche Wechselspannung an der Glimmröhre G liegt. Weiter geht aber aus Bild 1 auch hervor, daß diese beiden Spannungen in Reihe geschaltet sind, so daß der Glimmröhre schließlich eine Spannung zugeführt wird, die in jedem Augenblick der Summe der beiden einzelnen Spannungen entspricht. Stellt man diese wirkliche Spannung wieder graphisch dar, dann ergibt sich die Kurve nach Bild 2c. Die Betrachtung dieser Kurve zeigt nun, daß die zusätzliche Wechselspannung den Augenblick der Zündung der Glimmröhre in der Tat beeinflußt. Und zwar läßt sich bei einem Vergleich der Bilder 1a und c ohne weiteres an Hand der bis zum Eintritt der Zündung verstreichenden Zeit feststellen, daß mit Wechselspannung die Zündung etwas früher einsetzt als bei fehlender Wechselspannung. Beeinflussung des Zündzeitpunktes bedeutet aber auch eine Beeinflussung der Kippfrequenz. Es leuchtet an Hand der Darstellungen in Bild 2 ohne weiteres ein,

daß der einfachste Fall dann gegeben sein wird, wenn Kippfrequenz und Gleichlaufsfrequenz (schon von vornherein annähernd einander gleich sind. In einem solchen Fall wird sich offenbar leicht erreichen lassen, daß die Zündung immer in einen bestimmten Augenblick der Wechselstromperiode fällt, womit der gewünschte Gleichlauf hergestellt ist. Es besteht dann also zwischen den beiden Frequenzen ein Verhältnis von 1:1, wie es auch in Bild 3 oben skizziert ist.

Wird hingegen die Kippfrequenz durch geeignete Veränderung von C und R (Bild 1) so klein gegen die Gleichlaufsfrequenz bemessen, daß die Zündspannung der Entladungsstrecke erst nach einer Zeit von zwei Perioden der Gleichlaufwechselspannung — vom Ladungsbeginn an gerechnet — erreicht wird, dann läßt sich gleichfalls wieder ein Einfluß dieser Wechselspannung auf die Zündung erreichen. Dies bedeutet aber, daß auch in diesem Fall wieder ein Gleichlauf besteht. Dabei ist dann zwischen Kippfrequenz und Gleichlaufsfrequenz ein Frequenzverhältnis von 1:2 gegeben, wie es auch die mittlere Skizze in Bild 3 zeigt. Es bereitet grundsätzlich keine Schwierigkeiten, zu noch größeren Frequenzunterschieden zu gelangen, und zwar unter Beibehaltung des Gleichlaufes.

In Bild 3 ist unten noch ein Frequenzverhältnis von 1:3 wiedergegeben. Erwähnt sei in diesem Zusammenhang, daß man in der Praxis allerdings kaum über ein größeres Verhältnis als etwa 1:10 hinauszugehen pflegt. Zu Bild 3 sei ergänzend noch erwähnt, daß darin ein linearer Anstieg der Kippspannung angenommen wurde; ein solcher Verlauf läßt sich erreichen, indem der Kondensator nicht über einen Ohmischen Widerstand, sondern z. B. über den Anodentrom einer Sättigungsstromröhre oder einer Schirmgitterröhre aufgeladen wird.

Es leuchtet nun ohne weiteres ein, daß die an Hand von Bild 2 erläuterte Art des Gleichlaufes im allgemeinen kaum verwendbar sein wird, da die Kurvenform der Gleichlaufspannung den Verlauf der Kippspannung verändert (siehe Bild 2c). Dies läßt sich vermeiden, indem die den Gleichlauf erzwingende Wechselspannung nicht dem eigentlichen Kippkreis, sondern z. B. einer weiteren Elektrode der Entladerröhre zugeführt wird. Bild 4 zeigt eine entsprechende Schaltung, in der ein Stromtor (gasgefüllte Dreipolröhre mit Glühkathode) als Entladestrecke benutzt wird. Wie wird bei einer solchen Schaltung der Gleichlauf erreicht?

Die Antwort auf diese Frage gibt Bild 5. Hierin ist links oben die sogenannte Zündkennlinie des Stromtores, also die Abhängigkeit der die Zündung herbeiführenden Anodenspannung  $U_a$  von der negativen Gittervorspannung  $-U_g$  dargestellt. Wird die negative Gittervorspannung z. B. so groß gewählt, daß man an dem mit a bezeichneten Punkt arbeitet, dann muß die Spannung des Kippkondensators erst bis zu der mit b bezeichneten Höhe ansteigen, bevor es zur Zündung und damit zur Entladung kommt. Wird aber dem Gitter noch die Steuerwechselspannung  $U_s$  (= Gleichlaufspannung) zugeführt, dann tritt die Zündung und damit die Entladung bereits bei der wesentlich niedrigeren Spannung c ein. Die Spannung ( $U_c$ ) am Kondensator, deren Abhängigkeit von der Zeit (t) in Bild 5 rechts dargestellt ist, kann nur bis zu diesem Wert steigen. Es wird also auch in diesem Fall ohne weiteres der angestrebte Gleichlauf erreicht, ohne daß dabei jedoch die Kurvenform der Kippspannung irgendwie beeinträchtigt wird. Der in Bild 5 rechts angenommene lineare Spannungsanstieg (siehe oben) bleibt demnach erhalten.

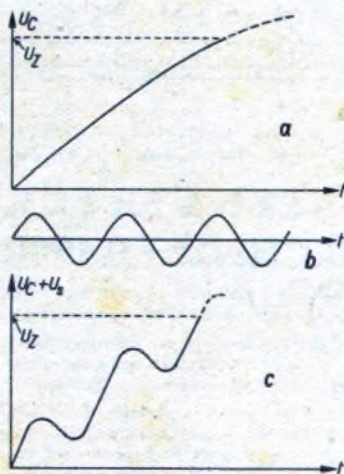


Bild 2. Die Entstehung der wirklichen Spannung (Kurve c) aus der Spannung am Kondensator (Kurve a) und der Gleichlaufwechselspannung (Kurve b).

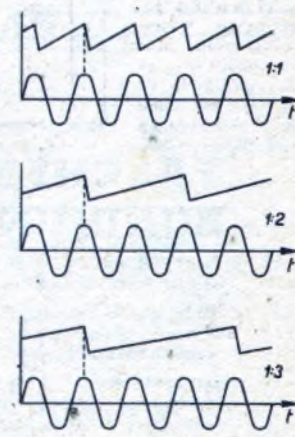


Bild 3. Zeitlicher Verlauf von Kippspannung und Gleichlaufwechselspannung bei Frequenzverhältnissen von 1:1, 1:2 und 1:3.

Es ist nun natürlich gleichgültig, ob die Verlagerung der Gittervorspannung nach positiveren Werten und damit die Erniedrigung der Zündspannung durch eine dem Gitter der Entladerröhre zugeführte Wechselspannung (wie im Fall von Bild 5) oder aber durch einen entsprechenden kurzzeitigen Impuls erfolgt. Eine Gleichlaufwechselspannung ist beim Oszillographieren gegeben, während man beim Fernsehen von einzelnen Impulsen Gebrauch zu machen pflegt. Im übrigen sagt die Darstellung in Bild 5 nichts über das Frequenzverhältnis (siehe oben) aus. Ein Vergleich dieses Bildes mit Bild 2 dürfte jedoch zweifellos erkennen lassen, daß auch in diesem Fall das Frequenzverhältnis einfach durch die Zahl der Perioden der Gleichlaufspannung gegeben ist, die auf die zu einer Aufladung des Kippkondensators benötigte Zeitspanne entfallen. Die in Bild 3 dargestellten Verhältnisse und die daran geknüpften obigen Betrachtungen behalten also auch in diesem Falle ihre Gültigkeit.

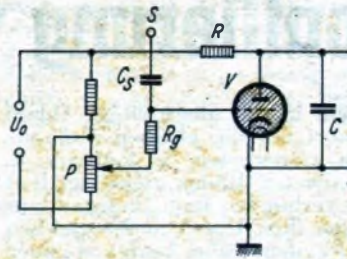
Zu Bild 4 sei ergänzend noch bemerkt, daß R der Ladewiderstand, C der Kippkondensator und V das Stromtor sind, während an P die negative Gittervorspannung ( $U_g$  in Bild 5) abgegriffen wird. Diese Vorspannung wird über  $R_g$  dem Gitter des Stromtores zugeführt, während die Gleichlaufspannung bzw. ein etwaiger Gleichlaufimpuls dem Gitter über die Klemme S und den Kondensator  $C_s$  zugeführt wird.

Bei Elektronenröhren-Kippgeräten wird die Gleichlaufwechselspannung bzw. ein entsprechender Impuls gleichfalls dem Gitter einer der Röhren der Anordnung zugeführt, so daß auch in diesem Falle die Entladung des Kippkondensators in einem bestimmten Augenblick erzwungen wird.

Es mögen nunmehr noch einige Angaben folgen, die für die praktische Anwendung des Gleichlaufes von mehr oder weniger großer Bedeutung sind, wobei es unwichtig ist, ob es sich um ein Kippgerät mit Stromtor oder mit Elektronenröhren handelt.

Eine nicht zu unterschätzende Bedeutung ist der Größe des Gleichlaufzwanges, also z. B. der Höhe der Gleichlaufspannung, beizumessen. Ist nämlich der Gleichlaufzwang zu klein, dann kann zwar hin und wieder Gleichlauf erreicht werden, doch ist ein sicherer Betrieb sehr unwahrscheinlich. Umgekehrt ist bei zu starkem Gleichlaufzwang zwar der gewünschte Gleichlauf ohne weiteres leicht erreichbar, doch kann das eingestellte konstante Frequenzverhältnis sich hin und wieder sprunghaft ändern, ohne daß indessen das plötzlich aufgetretene Verhältnis dann konstant bleibt. Es ist daher zweckmäßig dafür zu sorgen, daß der Gleichlaufzwang eine gewisse günstige Größe weder unter- noch überschreiten kann, welcher Forderung durch eine geeignete Regelmöglichkeit leicht zu genügen ist. So kann z. B. bei der Schaltung in Bild 4 die angestrebte Regelmöglichkeit dadurch erhalten werden, daß statt des Widerstandes  $R_g$  ein Dreh-Spannungsteiler verwendet wird, mit dessen Schleifkontakt dann das Gitter des Stromtores V zu verbinden ist. Dann läßt sich durch entsprechende Einstellung des Schleifers leicht erreichen, daß der Gleichlaufzwang gerade die erforderliche Größe hat.

Eine andere Frage ist die Kopplung zwischen der Kippchaltung und der Gleichlaufspannung. Hierzu ist zu sagen, daß die Kopplung desto loser gestaltet werden kann, je kleinere Gleichlaufspannungen für die Aufrechterhaltung des Gleichlaufes genügen. Es ist daher günstig, wenn die Gleichlaufspannung einem Steuer-gitter einer Röhre zugeführt wird, wie dies ja auch in Bild 4 der Fall ist. Je loser diese Kopplung gestaltet werden kann, desto ge-



Links: Bild 4. Kippchaltung mit Stromtor und Gleichlaufmöglichkeit.

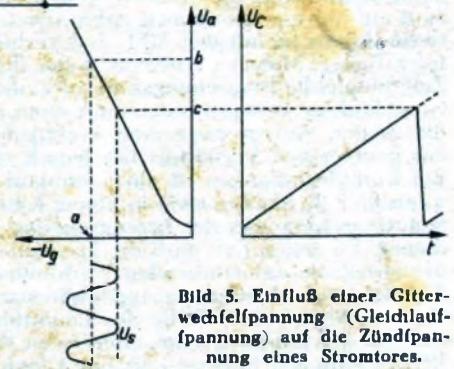


Bild 5. Einfluß einer Gitterwechselspannung (Gleichlaufspannung) auf die Zündspannung eines Stromtores.

ringer ist die Rückwirkung der Kippchaltung auf den Gleichlaufstromkreis und desto kleiner ist die Energie, die diesem Stromkreis entzogen wird. Dieser Umstand ist besonders bei hochfrequenten Stromkreisen von Bedeutung, da bei ihnen meist nur recht kleine Leitungen gegeben sind. Wird Wert auf besonders lose Kopplung und eine möglichst leistungslose Steuerung gelegt, dann bleibt als Ausweg die Einfügung einer Verstärkerröhre zwischen Kippchaltung und Gleichlaufspannung. In einem solchen Fall fällt eine Rückwirkung der Kippchaltung auf die Gleichlaufspannungsquelle völlig fort.

Schließlich sei noch darauf hingewiesen, daß die Gleichlaufleitung, das ist die Leitung, die die Gleichlaufspannung der Kippchaltung zuführt, gegen Störfelder ufw. besonders empfindlich ist. Es kann daher u. U. leicht vorkommen, daß die Kippfrequenz unbeabsichtigt mit irgendeiner Störfrequenz (z. B. von einem Netztransformator ufw.) in Gleichlauf gebracht wird. Gegen solche unerwünschte Einflüsse hilft nur eine kurze und zweckentprechende Verlegung der Gleichlaufleitung, die u. U. außerdem noch abzuschirmen ist. Damit dürften alle die Synchronisierung von Kippchaltungen betreffenden Fragen wohl hinreichend klargestellt sein. Nentwig.

### Kraftwagenempfänger zur Erhöhung der Verkehrssicherheit

Ohne Zweifel hat es etwas Befriedigendes, jeden Kraftwagen über einen darin eingebauten Empfänger an gefährlichen Stellen mit Hilfe eines selbsttätigen Senders zu warnen oder andere für die Verkehrssicherheit wichtige Nachrichten durchzugeben. Die Schwierigkeit besteht aber darin, daß solche Sendungen nur auf einer ganz bestimmten Welle laufen können, auf die also die Empfänger eingestellt sein oder werden müssen.

Diese Schwierigkeit scheint man in USA. nicht sonderlich hoch zu bewerten; denn die New Yorker Gesellschaft zur Erhöhung der Verkehrssicherheit hat kürzlich ein drahtloses Warnsystem unter dem Namen „Sprechendes Verkehrssignal“ vorgeführt, das zur Voraussetzung hat, daß der Fahrer seinen Empfänger an durch Tafeln bezeichneten Stellen auf die gleichfalls auf diesen Tafeln angegebene Wellenlänge einstellt. Dann hört er die warnende Stimme, etwa „Achtung, gefährliche Kreuzung“, oder die für ihn als Verkehrsteilnehmer bestimmte Nachricht. Die Stimme kommt von einem kleinen Sender, der durch ein Magnetband, nach Art des im Magnetophon verwendeten, besprochen wird. Der Text ist also beliebig oft wiederholbar, jederzeit zu löschen und durch einen neuen zu ersetzen. Hiefür wäre eine zentrale Stelle auszuführen, von der Telefonleitungen nach den einzelnen über das Stadtgebiet verteilten „Sprechenden Verkehrssignalen“ laufen. Die Kosten eines Senders sollen rund 500 Dollar betragen. —er.

### Das Inhaltsverzeichnis der FUNKSCHAU 1939

das diesmal die Form eines besonders sorgfältig bearbeiteten Fachgruppenverzeichnisses besitzt, wodurch das Auffinden eines bestimmten Artikels sehr leicht gemacht wird, liegt dem nächsten Heft ein.

Sie haben es nicht mehr nötig, einen x-beliebigen Taschenkalender zu benutzen, denn eigens für Sie schufen wir den

## TASCHENKALENDER FÜR RUNDFUNKTECHNIKER 1940

Bearbeitet von Dipl.-Ing. Hans Mann unter Mitwirkung der „Fachgruppe Rundfunkmechanik im Innungsverband des Elektro-Handwerks“

Ein handlicher Band von 240 Seiten Umfang, biegsam in Leinen gebunden, in jede Tasche passend, mit 120 Seiten Notiz-Kalendarium und einem ungewöhnlich reichhaltigen allgemeinen und technischen Text- und Tabellentell.

Rundfunkmechanik - ein neuer handwerklicher Vollberuf, Rundfunkbedingungen und Rundfunk-, Drahtfunk- und Fernsehgebühren, Störungsmeldungen, die Rundfunksender nach dem alten und neuen Wellenplan, Zeitsignale, Pausenzeichen, Schwarzsendergesetz, Amateur-Landeskennner, WRT-, RST-Amateursysteme - *das ist der allgemeine Teil*

### Und der technische Inhalt:

Zehnerpotenzen und Rechnen mit ihnen, Vielfache und Teile von Einheiten, Umrechnungswerte für Ströme, Spannungen, Widerstände usw., Einheiten, Kurzzeichen, Maßeinheiten, Formelzeichen, die elektrotechnischen Grundgesetze mit Nutzenanwendungen, ein Lexikon der Röhren, Formelzeichen für Röhren, Vergleichsdaten, Kennbuchstaben usw., Grundbegriffe der Elektroakustik, Empfindlichkeitskurven, Grundtonbereiche, Neper-Dezibel-Bel, Verstärkerleistungen für Übertragungsanlagen, Phonotafel, außerdem zahlreiche Tabellen aus der Elektrotechnik und Hochfrequenztechnik, um nur das Wichtigste aufzuführen. Zum Schluß ein sachverständig bearbeitetes, ausführliches und objektives Bezugsquellenverzeichnis. Diese Aufzählung, die nicht vollständig sein kann, sagt es: Das wichtigste Taschenbuch für Rundfunktechniker und Ingenieure, Rundfunkhändler und Werkstatt-Techniker, KW-Amateure und Bastler - keiner wird es missen wollen.

Zu beziehen für RM. 4,25 zuzüglich 30 Pfg. für Porto vom

### FUNKSCHAU-VERLAG MÜNCHEN 2

Luisenstraße 17 (Postcheckkonto München 5758 - Bayerische Radio-Zeitung)