

# FUNK BASTLER

FACHBLATT DES DEUTSCHEN FUNKTECHNISCHEN VERBANDES E.V.

## Über den Widerstandsverstärker

Von  
F. Weichart.

In dem Aufsatz „Frequenzabhängigkeiten bei Widerstandsverstärkern<sup>1)</sup> kam M. v. Ardenne zu dem Ergebnis, daß „auch bei Widerstandsverstärkern mit hohem Verstärkungsgrad eine ausreichende Frequenzunabhängigkeit vorhanden sein kann“ und daß bei großen Anodenwiderständen die Krümmung der Arbeitskurven sehr gering wird.

Zu diesem Aufsatz scheinen mir aber noch einige Bemerkungen notwendig zu sein.

1. Die obenstehenden Angaben beziehen sich auf Röhren mit etwa 3% Durchgriff. Ich möchte dazu bemerken, daß die Arbeitskurven um so geradliniger werden, je größer der Durchgriff der Röhren ist. Bei Wolfram-Röhren mit etwa 7% Durchgriff erhält man bei einem Anodenwiderstand von etwa 100 000 Ohm fast ideal geradlinige Kennlinien; allerdings ist hierbei natürlich die Spannungsverstärkung geringer (je Röhre etwa zehnfach).

2. Die Abb. 1 in dem genannten Aufsatz ist insofern unvollkommen, als die Kurve II nur bis  $f = 200$  gezeichnet ist. Was wird aus ihr weiter links? Bei einem  $R_a = 3 \cdot 10^6$  Ohm scheint mir übrigens  $R_g = 5,5 \cdot 10^6$  Ohm reichlich klein.

3. Wenn auch die Empfindlichkeit des menschlichen Ohres etwa logarithmisch ist, so scheint es mir doch irreführend, wenn man in den Abbildungen die Ordinate in logarithmischem Maßstab aufträgt, weil man sich unwillkürlich ein falsches Bild von der Leistungsfähigkeit des Verstärkers einprägt.

4. Als Ordinate ist überall der „Verstärkungsgrad“ aufgetragen, und dieser ist definiert als das Verhältnis der Ausgangs- zur Eingangsspannung. Wenn dann weiter gesagt wird, das Ohr empfinde erst eine Verminderung der Schallintensität um 30%, so ist diese doch der abgegebenen Leistung proportional, nicht aber der Spannung. Einer Verminderung der Leistung um 30% entspricht aber ein Absinken der Ausgangsspannung und damit des „Verstärkungsgrades“ von dem Werte 1000 auf 850. Der in Abb. 4 (in Heft 17) dargestellte Verstärker würde somit einigermaßen gleichmäßig übertragen von  $f = 60$  bis  $f = 8000$ . Mir scheint aber eine Zulassung von 30 v. H. sehr viel, wie ich hiernach ausführen werde.

5. Die Abb. 5 (in Heft 17) zeigt, daß Anodenwiderstände von weniger als  $10^6$  Ohm bezüglich der Verzerrungsfreiheit ganz wesentlich besser sind als die vom Verfasser propagierten Anodenwiderstände in der Größenordnung von  $10^6$  Ohm. Wenn er sehr geringe Verstärkungsgrade erhält, dann liegt das daran, daß er ungeeignete Röhren verwendet hat (10% Durchgriff ist zu viel!). Daß Röhren von etwa 7% Durchgriff nicht eine so hohe Spannungsverstärkung liefern wie solche mit 3% Durchgriff, ist ja klar. In vielen Fällen wird man aber zugunsten einer absolut sauberen Wiedergabe gern auf extrem hohe Verstärkungszahlen verzichten.

Die folgenden eigenen Ausführungen über den Widerstandsverstärker sind bereits vor meiner Kenntnis der Ardenneschen Arbeit geschrieben worden, so daß ich nicht auf sie Bezug nehmen konnte.

Zunächst ein paar Worte über den Aufbau eines Widerstandsverstärkers. Sehen wir von der Ankopplung der ersten Röhre an den Gleichrichter (Detektor oder Audion), die ebenfalls durch einen Widerstand bewirkt werden kann, ab, dann gehören zu einem Widerstandsverstärker mindestens zwei Röhren.

Im Anodenkreis der ersten Röhre liegt ein rein Ohmscher Widerstand  $W_a$ , der zweckmäßig etwa 100 000 Ohm beträgt, neuerdings aber vielfach auch höher gewählt wird (Abb. 1).

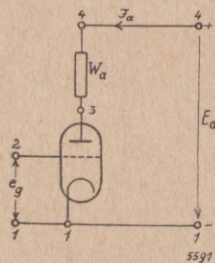


Abb. 1.

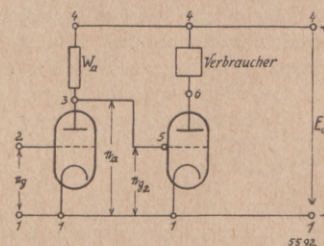


Abb. 2.

Zwischen Gitter und Kathode (Punkt 1 und 2) legen wir (in Serie mit einer geeigneten Vorspannung) die Wechselspannung  $e_g$  von der Frequenz  $f$ , zwischen Anode und Kathode (Punkt 1 und 4) die Anoden(gleich)spannung  $E_a$ . Solange  $e_g = 0$  ist, fließt ein gewisser Anodenstrom, der Ruhestrom  $J_{a0}$ . Lassen wir jetzt die Wechselspannung  $e_g$  auf das Gitter wirken, dann schwankt der Anodenstrom  $J_a$  im gleichen Takte um den Wert  $J_{a0}$ . Diesen Anodenstrom können wir uns dann, wie bekannt, zusammengesetzt denken aus dem Anodengleichstrom  $J_{a0}$  und einem Anodenwechselstrom  $i_a$ . Ist  $e_a$  sinusförmig, dann wird auch  $i_a$  sinusförmig sein, solange wir auf dem geradlinigen Teil der Röhrenkennlinie arbeiten, solange wir also die Röhre nicht „übersteuern“<sup>2)</sup>.

Der Anodenwechselstrom  $i_a$  erzeugt nun an dem Anodenwiderstand  $W_a$  eine Wechselspannung, die sog. „Anodenwechselspannung“  $e_a$ . Dabei ist  $e_a = i_a \cdot W_a$ . Die an der Röhre wirksame Anodenspannung ist infolgedessen nicht mehr  $E_a$ , sondern  $E_a - e_a = E_a - i_a \cdot W_a$ .

Uns interessiert nun die Wechselspannung

$$-e_a = -i_a \cdot W_a,$$

die zwischen den Punkten 1 und 3 herrscht. Das Minuszeichen hierbei besagt, daß sie der zwischen den Punkten 3 und 4, d. h. an dem Anodenwiderstand  $W_a$  auftretenden Spannung gerade entgegengesetzt ist.

1) Vgl. „Funk-Bastler“, Heft 17, Seite 267.

2) Vgl. Funk-Taschenbuch, Teil VII, S. 50 ff.

Der Quotient  $\frac{e_a}{e_g} = \frac{i_a \cdot W_a}{e_g}$  stellt den Wert der Spannungsverstärkung dar, den diese Röhre liefert. Statt  $\frac{i_a}{e_g}$  kann auch die Steilheit der Arbeitskennlinie  $S_A$  gesetzt werden, so daß wir für die Spannungsverstärkung auch schreiben können  $S_A \cdot W_a$ .

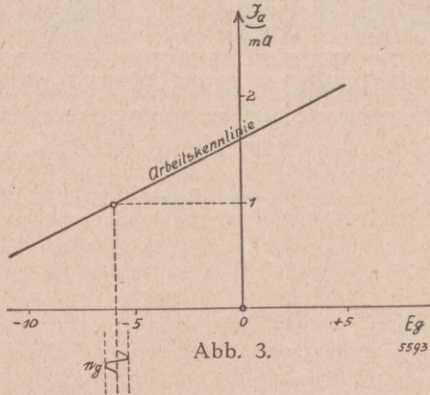


Abb. 3.

Das nebenbei. Wir haben jedenfalls mit Hilfe unserer Röhre aus der Wechselspannung  $e_g$  die Wechselspannung  $e_a$  gewonnen, die ein Vielfaches von  $e_g$  beträgt.

Nun gilt es, diese Wechselspannung  $e_a$  auf das Gitter der zweiten Röhre zu übertragen. Am einfachsten wäre es, die Anode der ersten Röhre mit dem Gitter der zweiten Röhre zu verbinden, da ja beide Röhren den Punkt 1 gemeinsam haben (Abb. 2). Die Anodenwechselspannung der ersten Röhre ( $e_a$ ) wäre dann ohne weiteres die Gitterwechselspannung der zweiten Röhre ( $e_{g2}$ ).

Leider geht es nicht so ohne weiteres. Zwischen Punkt 1 und 3 liegt ja nämlich eine Anodengleichspannung, der die Anodenwechselspannung  $e_a$  überlagert ist. Diese Anodengleichspannung würde aber für die zweite Röhre eine sehr starke positive Gittervorspannung bedeuten.

Ein Zahlenbeispiel möge das zunächst einmal verdeutlichen:  $e_g$  habe einen Scheitelwert von 0,5 Volt. Die Arbeitskennlinie sei in Abb. 3 dargestellt; ihre Steilheit beträgt 0,1 mA/Volt. Der Scheitelwert des Anodenstromes beträgt dann 0,05 mA; die Wechselspannung  $e_a$  wird dann, wenn wir einen Anodenwiderstand  $W_a$  von 100 000 Ohm annehmen, einen Scheitelwert von  $\frac{0,05}{1000} \cdot 100\,000$  Volt = 5 Volt haben. Die Gittervorspannung der ersten Röhre sei -6 Volt, so daß der Ruhestrom 1 mA beträgt. Der Gleichspannungsabfall an  $W_a$  beträgt dann  $\frac{1}{1000} \cdot 100\,000$  Volt = 100 Volt. Ist z. B.  $E_a = 150$  Volt, dann liegt somit an der ersten Röhre (zwischen 1 und 3) eine Spannung von  $(+50 \pm 5)$  Volt. Verbinden wir nun ohne weiteres Punkt 3 mit 5, dann heißt das, wir führen dem Gitter der zweiten Röhre außer einer Wechselspannung von 5 Volt Scheitelwert (3,5 Volt eff.) gleichzeitig eine positive Vorspannung von 50 Volt zu.

So geht es also noch nicht. Wir müssen vielmehr die Gleichspannung von dem Gitter der zweiten Röhre fernhalten. Das können wir sehr leicht dadurch erreichen, daß wir in die Verbindungsleitung von Punkt 3 nach 5 einen Kondensator C einschalten (Abb. 4).

Dadurch ergibt sich aber sofort eine neue Schwierigkeit. Jetzt nimmt das Gitter nämlich durch die auftreffenden Elektronen eine negative Ladung auf, und diese Ladung staut sich an dem Kondensator. Auf diese Weise würde das Gitter der zweiten Röhre eine negative Vorspannung erhalten. Das wäre an sich noch kein Schaden; unangenehm ist nur, daß die Höhe dieser negativen Spannung ziemlich undefiniert ist; sie hängt nämlich ab von der Emission und dem Betriebszustand sowie von der Isolation der zweiten Röhre, ferner von der Größe und dem Isolationswert des Kondensators C. Um hier eindeutig bestimmte Verhältnisse zu schaffen, erteilen wir dem Gitter (5) eine besondere negative Vorspannung. Das kann freilich nicht etwa einfach so geschehen, daß wir zwischen Punkt 1 und 5 eine Batterie

entsprechender Spannung legen, denn damit würden wir ja Punkt 1 und 5 für die Wechselspannung praktisch kurzschließen. Es bleibt daher nichts weiter übrig, als in Serie mit dieser Batteriespannung noch einen hochohmigen Widerstand zu schalten. So kommen wir zu der uns längst geläufigen Schaltung, die Abb. 5 zeigt.

An dem Gitter der zweiten Röhre, d. h. zwischen den Punkten 1 und 5, liegt jetzt allerdings nicht mehr der volle Wert der Anodenwechselspannung der ersten Röhre  $e_a$ , sondern der Wert  $e_a$ , vermindert um den Spannungsabfall an dem inneren Widerstand der ersten Röhre (in Arbeitsschaltung!)  $R_{iA}$  und an dem Kondensator C. Für den Stromkreis 1—3—5—1 gilt wechselstrommäßig

$$e_a = i \sqrt{(R_{iA} + W_g)^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}$$

und daraus folgt

$$e_{g2} = i \cdot W_g = \frac{W_g}{\sqrt{(R_{iA} + W_g)^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}} \cdot e_a$$

Beispiel:  $W_g = 2 \cdot 10^6$  Ohm,  $R_{iA} = 140\,000 \Omega$ ,  $C = 0,01 \mu F$ ,  $e_a = 5$  Volt (Scheitelwert),  $\omega = 100$

$$e_{g2} = \frac{2 \cdot 10^6 \cdot e_a}{\sqrt{(2,14 \cdot 10^6)^2 + \left(\frac{10^6}{10^2 \cdot 0,01}\right)^2}} = \frac{2 \cdot 10^6 \cdot e_a}{\sqrt{4,58 \cdot 10^{12} + 1 \cdot 10^{12}}}$$

$$e_{g2} = \frac{2 \cdot 10^6 \cdot e_a}{2,36 \cdot 10^6} = 0,85 \cdot e_a = 4,25 \text{ Volt (Scheitelwert).}$$

Hieraus erkennen wir: Wir werden um so weniger Spannung verlieren, je größer wir  $W_g$  und C wählen. Zu groß dürfen wir allerdings  $W_g$  nicht dimensionieren, da dann der Ausgleich der Gitterladungen der zweiten Röhre nicht schnell genug vor sich geht.  $2 \cdot 10^6$  Ohm können wir als einen normalen Wert ansehen; darüber hinaus wird man nicht viel gehen können. In manchen Fällen wird man sogar auf wesentlich kleinere Werte (z. B.  $0,2 \cdot 10^6$  Ohm) hinabgehen; dann muß man allerdings einen erheblichen Spannungsverlust (an dem inneren Widerstand der ersten Röhre) in Kauf nehmen, da dann  $W_g$  und  $R_{iA}$  bereits von der gleichen Größenordnung sind.

Außerdem sehen wir, daß wir eine Frequenzabhängigkeit bei der Übertragung von Punkt 3 nach 5 bekommen. Je kleiner wir C wählen, desto mehr werden die tiefen Fre-

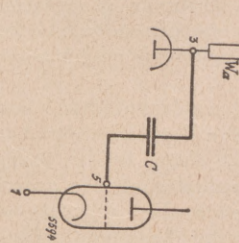


Abb. 4.

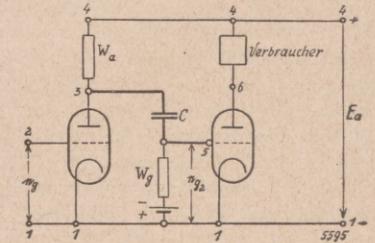


Abb. 5.

quenzen benachteiligt. Wie das Zahlenbeispiel zeigt, brauchen wir bei  $W_g = 2 \cdot 10^6$  Ohm etwa  $C = 0,1 \mu F$ , damit die Benachteiligung der tiefen Frequenzen (z. B.  $\omega = 100$ ) noch unmerkbar klein bleibt. Bei  $W_g = 0,2 \cdot 10^6$  Ohm brauchen wir schon etwa  $C = 1 \mu F$ .

\*

Soweit die Wechselstromseite. Außerdem müssen wir aber die Gleichstromverhältnisse unserer Anordnung betrachten. Über den Isolationswiderstand von C fließt ja nämlich auch ein — freilich äußerst geringer — Gleichstrom. Zu unserer Untersuchung wollen wir folgende Bezeichnungen einführen:

- Gleichstromwiderstand zwischen 1 und 3 . . .  $W_R$
- " " " 3 und 4 . . .  $W_a$
- " " " 3 und 5 . . .  $W_C$
- " " " 1 und 5 . . .  $W_g$

(In  $W_g$  sei der Isolationswiderstand der zweiten Röhre zwischen 1 und 5 mit enthalten.)

Der Gleichstromwiderstand zwischen den Punkten 1 und 4 ist dann (bei nicht eingeschaltetem Verbraucher)

$$W_{1-4} = W_a + \frac{W_R \cdot (W_C + W_g)}{W_R + W_C + W_g}$$

$$= \frac{W_a (W_R + W_C + W_g) + W_R (W_C + W_g)}{W_R + W_C + W_g}$$

Ferner gilt

$$E_{R^3} : E_a^3 = \frac{W_R (W_C + W_g)}{W_R + W_C + W_g} : \left( W_a + \frac{W_R (W_C + W_g)}{W_R + W_C + W_g} \right)$$

und somit  $E_R =$

$$\frac{W_R (W_C + W_g) (W_R + W_C + W_g)}{(W_R + W_C + W_g) [W_a (W_R + W_C + W_g) + W_R (W_C + W_g)]} \cdot E_a$$

$$E_R = \frac{W_R (W_C + W_g)}{W_a \cdot W_R + (W_a + W_R) (W_C + W_g)} \cdot E_a$$

$$= \frac{W_R}{\frac{W_a \cdot W_R}{W_C + W_g} + W_a + W_R} \cdot E_a$$

Ein Zahlenbeispiel:

1. Die Röhren seien ungeheizt. Dementsprechend sei  $W_R = 10^9 \Omega$ ,  $W_a = 5 \cdot 10^4 \Omega$ ,  $W_C = 10^9 \Omega$ ,  $W_g = 10^6 \Omega$ ,  $E_a = 150$  Volt. Dann wird

$$E_R = \frac{10^9 \cdot 150}{1,001 \cdot 10^9 + 10^5 + 10^9} = \frac{10^9 \cdot 150}{10^9 \cdot 2 \cdot 10^0} = \sim 150 \text{ Volt.}$$

2. Die Röhren seien im Betriebszustand. Dementsprechend sei  $W_R = 5 \cdot 10^4 \Omega$ ; die übrigen Werte unverändert. Dann wird

$$E_R = \frac{5 \cdot 10^4 \cdot 150}{1,001 \cdot 10^9 + 10^5 + 5 \cdot 10^4} = \frac{5 \cdot 10^4 \cdot 150}{5 \cdot 10^5 + 5 \cdot 10^4} = \frac{5 \cdot 10^5 \cdot 15}{1,5 \cdot 10^5} = 50 \text{ Volt.}$$

Ferner ist ( $E_g =$  Gleichspannung zwischen 5 und 1)  $E_g : E_R = W_g : (W_g + W_C)$ . Daraus folgt

$$E_g = \frac{W_g}{W_g + W_C} \cdot E_R \text{ und somit}$$

$$E_g = \frac{W_g \cdot W_R \cdot (W_g + W_C) \cdot E_a}{(W_g + W_C) \cdot [W_a \cdot W_R + (W_a + W_R) (W_C + W_g)]}$$

$$= \frac{W_g \cdot W_R \cdot E_a}{W_a \cdot W_R + (W_a + W_R) (W_C + W_g)}$$

Aus den eben berechneten Zahlenbeispielen ergibt sich

1.  $E_g = \frac{10^6}{1001 \cdot 10^6} \cdot 150 = \sim 0,15$  Volt;
2.  $E_g = \frac{10^6}{1001 \cdot 10^6} \cdot 50 = \sim 0,05$  Volt.

Diese Zahlen besagen, daß im ersten Falle der Punkt 5 eine Gleichspannung von +0,15 Volt gegen die Kathode (Punkt 1) führt, im zweiten Falle dagegen eine Spannung von +0,05 Volt. Liefert nun beispielsweise die Vorspannbatterie 6,0 Volt, dann hat das Gitter der zweiten Röhre im ersten Falle eine tatsächliche Vorspannung von  $-6,0 + 0,15 = -5,85$  Volt, im zweiten Falle eine solche von  $-6,0 + 0,05 = -5,95$  Volt.

Daraus ergibt sich folgendes: Die erste Röhre sei vorerst noch nicht geheizt. Der Anodenstrom der zweiten Röhre betrage dann, entsprechend einer Vorspannung von  $-5,85$  Volt (Abb. 6), 4,15 mA. Schalten wir nun die Heizung der ersten Röhre ein, dann ändert sich hierbei die Vorspannung von  $-5,85$  Volt in  $-5,95$  Volt; dementsprechend geht der Anodenstrom der zweiten Röhre von 4,15 mA auf 4,05 mA zurück (Abb. 6).

Nun noch ein zweites Zahlenbeispiel: Die Isolation des Kondensators C sei schlecht, sie betrage nur  $10^7$  Ohm. Dann wird  $W_R = 10^9 \Omega$  (kalt) bzw.  $5 \cdot 10^4 \Omega$  (warm),  $W_a = 10^5 \Omega$ ,  $W_g = 10^6 \Omega$ ,  $W_C = 10^7 \Omega$ ,  $E_a = 150$  Volt und demzufolge

$$1. E_g = \frac{10^6 \cdot 10^9 \cdot 150}{10^5 \cdot 10^9 + (10^6 + 10^9) (11 \cdot 10^6)} = \sim \frac{150}{0,1 + 11} = \frac{150}{11,1} = +13,5 \text{ Volt};$$

<sup>3)</sup>  $E_R =$  Gleichspannung zwischen Punkt 1 und 3;  $E_a =$  Gleichspannung zwischen Punkt 1 und 4.

$$2. E_g = \frac{10^6 \cdot 5 \cdot 10^4 \cdot 150}{10^5 \cdot 5 \cdot 10^4 + 15 \cdot 10^4 \cdot 11 \cdot 10^6} = \sim \frac{5 \cdot 150}{0,5 + 165} = \frac{750}{165,5} = +4,53 \text{ Volt.}$$

Liefert die Vorspannbatterie wiederum 6 Volt, dann würde das Gitter der zweiten Röhre in diesem Falle eine tatsächliche Vorspannung von im ersten Falle  $-6 + 13,5 = +7,5$  Volt (!!), im zweiten Falle eine solche von  $-6 + 4,53 = -1,47$  Volt haben. Dementsprechend würde in diesem Falle der Anodenstrom der zweiten Röhre in sehr starkem Maße zurückgehen, sobald man die Heizung der ersten Röhre einschaltet. Der Wert  $+7,5$  Volt wird in Wirklichkeit freilich nicht vorhanden sein, weil wir berücksichtigen müssen, daß bei positiver Gitterspannung Gitterströme auftreten, die die Angelegenheit noch weiter komplizieren.

Auf jeden Fall gibt uns aber die Stärke des Rückgangs des Anodenstroms der zweiten Röhre ein gutes Bild von dem Isolationswiderstand des Kondensators C.

Da sich die Spannungsabfälle an C und an  $W_g$  wie die entsprechenden Widerstände verhalten, spielt die Isolation

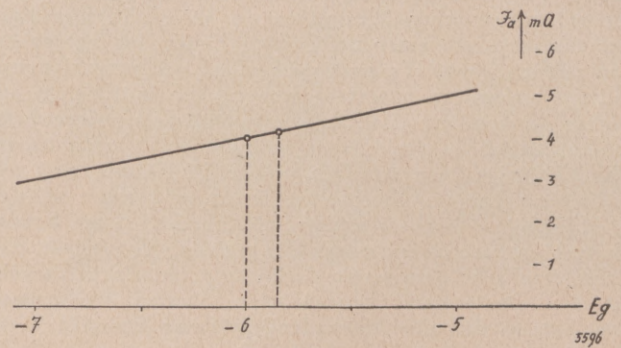


Abb. 6.

von C, wie leicht einzusehen, eine um so größere Rolle, je größer wir  $W_g$  wählen.

Zahlenbeispiel: Es sei  $W_R = 10^9$  Ohm (kalt),  $5 \cdot 10^5$  (warm),  $W_a = 10^6$  Ohm,  $W_C = 10^9$  Ohm,  $W_g = 10^7$  Ohm,  $E_a = 150$  Volt. Hier wird

$$1. E_g = \frac{10^7 \cdot 10^9 \cdot 150}{10^6 \cdot 10^9 + (10^6 + 10^9) (10^7 + 10^7)} = \sim \frac{150}{0,1 + 101} = 1,485 \text{ Volt};$$

$$2. E_g = \frac{10^7 \cdot 5 \cdot 10^5 \cdot 150}{10^6 \cdot 5 \cdot 10^5 + (10^6 + 5 \cdot 10^5) (10^9 + 10^7)} = \frac{5 \cdot 150}{0,5 + 15 \cdot 101} = \frac{750}{1515,5} = 0,495 \text{ Volt.}$$

Die Vorspannung beträgt also  $-6 + 1,485 = -4,515$  Volt bzw.  $-6 + 0,495 = -5,505$  Volt.

Nun dasselbe bei unzulänglicher Isolation von C ( $W_C = 10^7 \Omega$ ).

$$1. E_g = \frac{10^7 \cdot 10^9 \cdot 150}{10^6 \cdot 10^9 + (10^6 + 10^9) (10^7 + 10^7)} = \sim \frac{150}{0,1 + 2} = 71,5 \text{ Volt (!)};$$

$$2. E_g = \frac{10^7 \cdot 5 \cdot 10^5 \cdot 150}{10^6 \cdot 5 \cdot 10^5 + (10^6 + 5 \cdot 10^5) (10^7 + 10^7)} = \frac{5 \cdot 150}{0,5 + 15 \cdot 2} = \frac{740}{24,8} = 24,8 \text{ Volt.}$$

Die Vorspannung beträgt hier also  $-6 + 71,5 = +65,5$  Volt (!) bzw.  $-6 + 24,8 = +18,8$  Volt (!).

Die nachfolgende Röhre bekommt hier also durch die ungenügende Isolation des Kondensators C auch im Betriebszustande eine starke positive Vorspannung. Man braucht sich dann nicht zu wundern, wenn derartig dimensionierte Verstärker fast stets eine Gleichrichtung (Audionwirkung) ergeben! Bei einem idealen Verstärker darf eine solche auch nicht im geringsten Maße vorhanden sein. Wie weit ein bestimmter Verstärker diesem Ideal entspricht, läßt sich theoretisch auf folgende Weise feststellen: Man entfernt den Eingangstransformator und benutzt den Niederfrequenzverstärker unmittelbar hinter der Empfängerspule als Hochfrequenzverstärker. Legt man in den Anodenkreis der letzten Röhre einen Fernhörer, dann darf in diesem kein Empfang vorhanden sein.

In Wirklichkeit wird sich das freilich nie vollkommen erreichen lassen, weil die Röhrenkennlinien niemals vollkommen geradlinig sind. Daran ändert sich auch nichts, wenn wir nur ein sehr kleines Stück der Kennlinie benutzen;

und wenn es noch so klein ist, die Krümmung bleibt stets vorhanden. Eine Ausnahme hiervon machen nur die Röhren (fast ausschließlich Wolframröhren), bei denen man den Arbeitspunkt auf den sog. „Wendepunkt“ der Kurve legen

kann. An dieser Stelle hat die Kurve in der Tat auf einem sehr kurzen Stück praktisch gar keine Krümmung. (Theoretisch trifft dies nur für ein unendlich kleines Stück der Kurve zu.) (Fortsetzung folgt.)

## Die Reichweiten von kurzen Wellen

Mitteilung des Senders Schlachtensee der Gruppe Osrarn.

Von

Dr. F. Noack und Dr. W. Heinze.

Es soll im folgenden über die Versuche berichtet werden, die in den Monaten März bis Mai dieses Jahres vom Sender Schlachtensee aus vorgenommen wurden, um die Reichweiten kurzer Wellen beim Senden mit sehr geringer Energie festzustellen. Bei den Versuchen handelte es sich nicht darum, irgendwelche Rekorde zu erzielen, vielmehr sollen sie zur Beantwortung der Frage herangezogen werden können, mit welcher Mindestenergie ein betriebsmäßiger Verkehr innerhalb einer bestimmten Entfernung vorgenommen werden kann. Es sind zwar schon von verschiedenen Seiten Reichweiten mitgeteilt worden, die in Hinsicht auf die zur Verwendung gelangte Sendeenergie als außerordentlich zu bezeichnen sind, bisher sind aber noch keine Unterlagen dafür gegeben worden, welche Entfernung man mit bestimmter Energie überbrücken kann, und zwar so, daß ein beliebiger Wechselverkehr möglich ist. Dem Sendeamateur im besonderen zeigen die erzielten Ergebnisse, daß schon eine sehr geringe Senderleistung für einen Verkehr mit den Deutschland benachbarten Staaten vollkommen ausreicht, so daß die Anwendung größerer Energien einen überflüssigen Aufwand darstellt.

Besonders wichtig ist diese Frage im Zusammenhang mit den Störungen des Rundfunkempfangs durch Kurzwellensender. Es ist bekannt, daß mit Wechselstrom betriebene Kurzwellensender in weitem Umkreis jeden Rundfunkempfang unmöglich machen, und zwar ist die Störstärke geringer für Wechselstrom mit 50 Perioden als für solchen mit 500 Perioden und nimmt natürlich ebenfalls ab mit kleiner werdender Sendeleistung. Infolgedessen besitzt die Frage der Abhängigkeit der Reichweite von der Sendeenergie gerade auch für den Sendeamateur erhebliches Interesse.

Bei allen Versuchen wurde mit folgend beschriebener Apparatur gearbeitet: Die Anodenleistung betrug etwa 15 Watt. Der Betriebsstrom war 50periodiger Wechselstrom. Die Schaltung des Senders war bei den ersten Versuchen eine Gegentaktschaltung mit induktiver Rückkopplung und abgestimmtem Anodenkreis; sie wurde später ersetzt durch eine Schaltung nach Huth-Kühn mit zwei parallel geschalteten Röhren. Getastet wurde in beiden Fällen im Gitterkreis mit Hilfe eines Relais. Die verwendeten Röhren waren normale Empfängerröhren (Telotron), die stark überheizt und mit 600 Volt Anodenspannung betrieben wurden. Infolgedessen war die Lebensdauer der Röhren natürlich entsprechend kurz. Dank der hohen Heizleistung und der Tastung durch das Relais war die Wellenlänge außerordentlich konstant, eine Tatsache, die uns von sämtlichen Empfängern bestätigt wurde. Als Antenne diente eine in der Grundwelle erregte, wagerecht ausgespannte Linearantenne mit einem Abstand von 7 m vom Erdboden. Die Wellenlänge bewegte sich innerhalb der Grenzen 41 und 46 m. Der dabei erzielte Antennenstrom betrug 1 Amp.

Das Ergebnis der Sendungen war recht gut. Der Sender wurde von insgesamt 30 verschiedenen Sendern und Empfängern gehört. Mit 20 Sendern standen wir in Wechselverkehr, mit einer Anzahl von diesen konnte ein Verkehr an verschiedenen Tagen wiederholt aufgenommen werden. Die Hauptmenge der Verbindungen gelang in der Zeit von

17.00 bis 19.00 Uhr und in der Mittagszeit. In der oben angegebenen Zahl sind nur diejenigen Fälle enthalten, bei denen die Lautstärke sehr gut war. Als Empfänger diente nach den uns gemachten Mitteilungen ein Rückkopplungsaudion mit nachfolgender Verstärkung. Die Lautstärke betrug am Tage bei Sonnenschein durchschnittlich r3—r4, sonst r5, bei Einbruch der Dunkelheit wuchs sie auf r7 und erreichte den Wert r8 bei vollständiger Dunkelheit.

Die außerdeutschen Empfangsstellen lagen in Litauen, Österreich, Frankreich, Holland, England und Schweden. Trägt man die Ergebnisse in die Karte ein, so erhält man eine Reichweite von mindestens 800 km, innerhalb deren ein sicherer Betrieb zu jeder Zeit möglich ist. Hierbei ist allerdings zu beachten, daß aus dem Gebiet in den Alpen und südlich davon keine Empfangsbestätigungen vorliegen, so daß also nach Süden zu die Reichweite nur zu etwa 600 km angesetzt werden kann. Ob für diese Verminderung der Empfangszone die Alpen oder nur fehlende Beobachtungsstellen verantwortlich zu machen sind, ist eine noch nicht beantwortete Frage.

Zusammenfassend kann also festgestellt werden, daß unter Zugrundelegung einer Senderleistung von 15 Watt sich eine Zone von 800 km ergibt, innerhalb deren ein sicherer Betrieb gewährleistet ist.

Wir möchten nicht verfehlen, der G. Budich G. m. b. H. für die uns zur Verfügung gestellten Röhren unseren herzlichsten Dank auch an dieser Stelle auszusprechen. Ebenfalls danken wir den Herren Hauffe, Klüsener und Bernicke für ihre tatkräftige Mithilfe bei den Versuchen.

\*

### Glückliche Funkfreunde in Österreich!

Die in Wien erscheinende „Radiowelt“ meldet unter der Überschrift: Kurzwellen-Privatsender erlaubt!, daß die österreichische Generalpostdirektion sich entschlossen hat, Ansuchen um die Errichtung von Privatsendern zu bewilligen, wenn gegen den verantwortlichen Leiter der Sendeanlage keine sachlichen Bedenken bestehen.

Glückliche Funkfreunde in Österreich! Man darf nicht mehr von der langsam marschierenden österreichischen Landwehr singen, sondern muß fragen: Wann werden die deutschen zuständigen Behörden nachkommen und solchem Vorbilde folgen? Während allnächtlich viele Tausende von außerdeutschen Privatsendern miteinander verkehren und so die Politik der Völkerverständigung und Völkerversöhnung aufs wirkungsvollste unterstützen, während in Amerika der Staat gerade die Funkfreunde zu Helfern heranzieht und diese schon die schönsten Erfolge im Dienste des Gemeinwohls besonders bei Katastrophen erzielt haben, werden die deutschen Funkfreunde von diesem Sport, der für die Forschungsarbeit Pionierdienste leistet, durch behördliche Verbote immer noch ferngehalten oder zur Übertretung der Gesetze getrieben.

Dabei hat der deutsche Amateur-Sendedienst das Amateursenden ganz vortrefflich geregelt und immer seine Bereitwilligkeit erklärt, mit den Behörden zusammenzuarbeiten durch Überwachung des Privatsenders, durch Erziehung und Stärkung des Verantwortlichkeitsgefühls der Funkfreunde. Waren einst die Funkvereine berufen, bei der Prüfung zur Erlangung der Audionversucherlaubnis mit der Behörde und in deren Dienst und für deren Interesse zu arbeiten, und zwar zur Zufriedenheit der Behörde, — so schenke man doch auch der Organisation der Funkfreunde jetzt das Vertrauen. Sonst steht zu befürchten, daß gerade das, was die Behörde verhindern möchte und ohne Mithilfe des deutschen Amateur-Sendedienstes doch nicht verhindern kann: das Schwarzsenden, weit um sich greift. Hans Ernst, Funkverein Dresden E. V.

# Der Selbstbau leistungsfähiger Doppelröhrenempfänger

Von  
**Erich Schwandt.**

Auf den Aufsatz in Heft 3 des „Funk-Bastler“, der sich mit den grundsätzlichen Schaltungsmöglichkeiten von Doppel- und Mehrfachröhren befaßt, sind überaus zahlreiche Anfragen nach vollständigen Baubeschreibungen sowohl bei der Schriftleitung wie beim Verfasser eingelaufen. Nachdem bereits in Heft 16, Seite 245, des „Funk-Bastler“ 1927 eine Baubeschreibung für einen Empfänger mit Mehrfachröhren gegeben ist, soll nunmehr eine Aufsatzreihe folgen, die allen Funkfreunden genaue Anleitung zum Bau der verschiedensten Typen von Empfängern mit Doppelröhren gibt. Wir beginnen, der Zeit entsprechend, mit einem sehr praktischen Reise-Empfänger.

## I. Der Reise-Empfänger.

Zuerst seien — als Antwort auf einige immer wiederkehrende Anfragen — etliche allgemeine Bemerkungen gestattet; Prinzipiell können für alle Schaltungen mit Doppelröhren sämtliche am Markt befindlichen Doppelröhrentypen benutzt werden. Praktisch ist das jedoch nur bis zu einem gewissen Grade möglich. So ist es Bedingung, daß für alle Gegentaktschaltungen Doppelröhren in Anwendung kommen, deren beide Hälften absolut gleich sind. Nur vollkommen symmetrische Doppelröhren sind hierfür zu gebrauchen. Für Schaltungen, in denen die beiden Hälften der Doppelröhre mit verschiedenen Aufgaben betraut sind, die eine Hälfte beispielsweise als Audion, die zweite als Niederfrequenzverstärker wirkt, können auch solche Röhren Verwendung finden, deren Hälften ungleich sind. Man kann hier gut solche Röhren gebrauchen, deren beide Hälften den verschiedenen Verwendungszwecken angepaßt sind; so kann man eine Doppelröhre, die in der einen Hälfte eine

Schaltung Abb. 18 muß mit völlig gasfreien Röhren betrieben werden.

Für die Empfänger können die in Heft 14 des „Funk-Bastler“ auf Seite 222 zusammengestellten Doppelröhren Verwendung finden. Zu ihnen gesellte sich neuerdings die Telefunken-Doppelröhre REZ 124 s, eine Fünfelektroden-

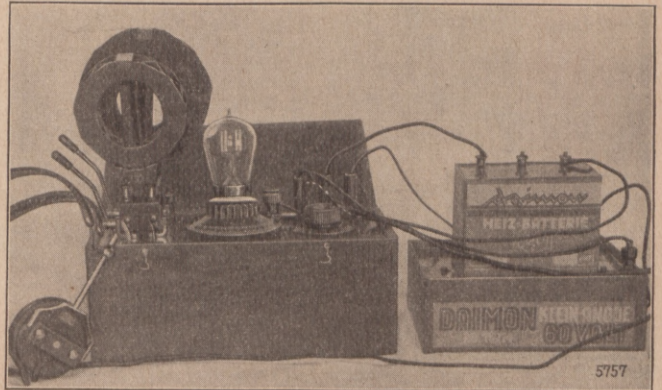


Abb. 2. Die vollständige Empfangsapparatur.

röhre mit absolutem Hochvakuum, mit dem Pentatronsockel ausgerüstet, die über folgende Daten verfügt: Heizspannung 3,5 Volt, Heizstrom 0,12 Amp, Anodenspannung 40 bis 120 Volt, Sättigungsstrom pro System 20 mA, Steilheit pro System 0,8 mA/Volt, Durchgriff 11 v. H.

Nun zu den Bauanleitungen selbst. Da der in dem eingangs erwähnten Aufsatz ausgesprochene Gedanke, daß mit Hilfe der Doppelröhre sehr leistungsfähige und ökonomische transportable Geräte, also Reise-Empfänger, gebaut werden können, allgemein aufgegriffen wurde und derartige Geräte in der beginnenden Reisezeit ein besonderes Interesse beanspruchten dürften, soll zuerst die Konstruktion eines kleinen Gerätes erörtert werden, dessen Außenabmessungen  $13 \times 13,5 \times 22$  cm betragen. Der Empfänger kann einschließlich der zugehörigen Trockenbatterien und Spulen in jedem Koffer mit verstaut werden. Er verlangt eine offene Antenne, ist aber auch mit jeder Klingelleitung u. dgl. zu betreiben. Es ist oft leichter und angenehmer, Hilfsantennen auf der Reise oder in der Sommerfrische zu erhalten, als eine Rahmenantenne mitzuführen, die vor allem weit umfangreichere Apparate erfordert.

Die Schaltung des Gerätes geht aus Abb. 1 hervor.  $L_1$ ,  $L_2$  und  $L_3$  sind die auf einem Spulenhalter befestigten Steckspulen in Ledionart.  $C_1$  ist der Abstimmkondensator. Die Doppelröhre ist in ihrer ersten Hälfte als normales Rückkopplungsaudion, in der zweiten Hälfte als normaler Niederfrequenzverstärker geschaltet. Die Einzelteile sollen so gewählt und angeordnet werden, daß die Ausmaße des Gerätes möglichst gering werden; das in den Abbildungen gezeigte Gerät stellt durchaus noch nicht das Mindestmaß dar. Bedingung ist ein Glimmerdrehkondensator, da er nicht nur kleine Abmessungen und einen großen Kapazitätsbereich besitzt (6 bis 1000 cm), sondern elektrisch in jeder Beziehung einwandfrei ist. Abb. 3 bringt ein Bohrschema für die Isolierplatte, die aus Festigkeitsgründen aus Pertinax zu wählen ist (nicht Hartgummi oder Trolit). Die Röhrenfassung wird aus sechs Buchsen gebildet, die in ent-

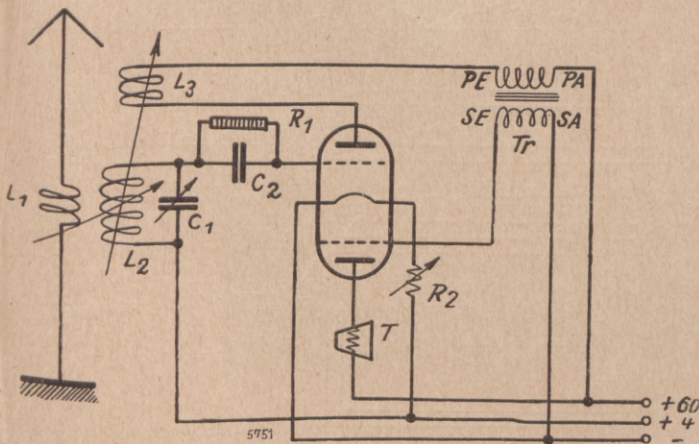


Abb. 1. Schaltung des einfachsten für Reisegeräte geeigneten Doppelröhrenempfängers.

größere Emission und Steilheit besitzt als in der anderen, gut in der ersten als erste Niederfrequenzstufe und in der zweiten als Endstufe arbeiten lassen. In Hochfrequenzschaltungen sollten nur völlig gasfreie Doppelröhren zur Verwendung kommen. Ich habe gerade hierin Vergleichsversuche angestellt und mich überzeugen lassen müssen, daß in Hochfrequenzschaltungen wirklich einwandfreie Resultate nur mit Hochvakuum-Zweifachröhren zu erzielen sind. Selbst geringer Gasgehalt setzt die Selektivität des Empfängers herab und steigert die Schwingneigung. Besonders die



sprechendem Abstand direkt in die Platte eingesetzt werden. Die Teile des Dreifachspulenhalters werden, wie aus den Abb. 4, 6 und 7 ersichtlich, ebenfalls direkt auf der Platte befestigt; soll der Apparat geschlossen werden, so schraubt

Das Gerät benutzte ich längere Zeit im Winter in einer Baude am Spindlerpaß im Riesengebirge. Als Antenne diente teils eine Klingelleitung innerhalb der Baude, teils eine freie Drahtleitung, die auf Stangen verlegt war und

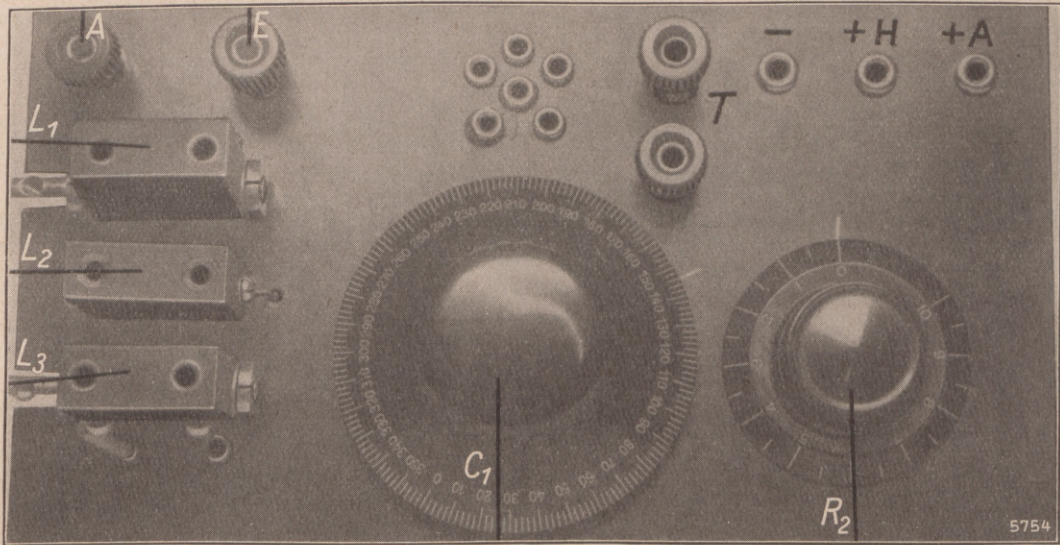


Abb. 6. Die Frontplatte des Reise-Empfängers.

man die Hebel der Spulenhalter aus den Achsen heraus. Die Gitterblockkombination wird an der einen Klemme des Drehkondensators angebracht (Abb. 7). Der Niederfrequenztransformator wird besonders im Holzkasten untergebracht,

talwärts führte. Der Empfang an dieser Antenne ohne Erde war am besten. Mit dem kleinen Apparat wurden alle größeren deutschen Sender sehr gut empfangen, am besten stets Langenberg, Stuttgart, Leipzig, Berlin und Breslau.

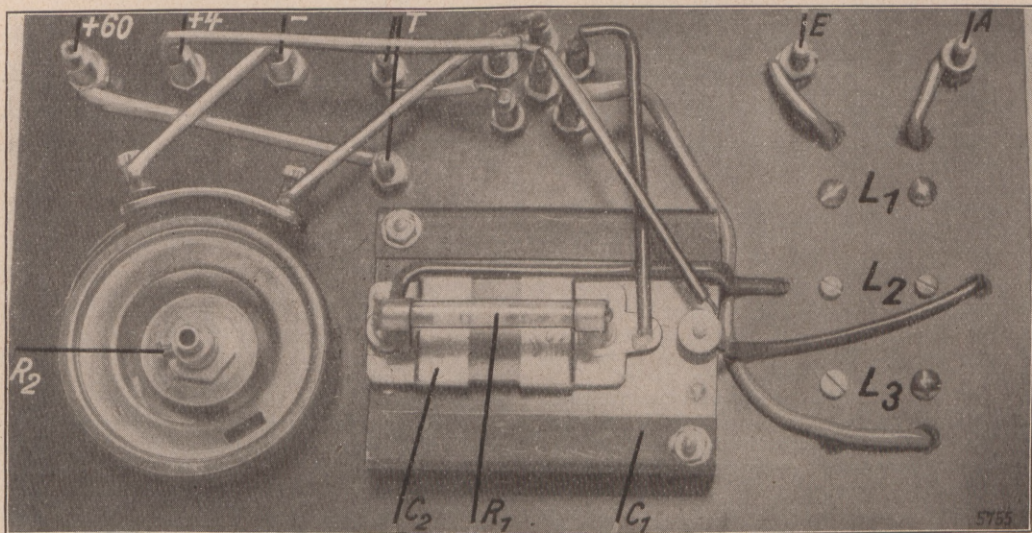


Abb. 7. Rückansicht der Frontplatte.

gut angeschraubt und durch Gummilitzen mit den entsprechenden Teilen der Isolierplatte verbunden (Abb. 4), ehe man die Platte auf die Holzleisten innerhalb des Kastens legt und hier festschraubt. Die richtige Leitungsverlegung ist aus Abb. 4 zu sehen, desgleichen, wie der Transformator anzuschließen ist.

Abb. 2 bringt ein Lichtbild des empfangsbereiten Gerätes. Es wird mit einer Heiztrockenbatterie betrieben, die Anode mit einer sog. Klein-Anodenbatterie von 60 Volt gespeist, deren Gewicht gering ist. Der Nachteil des Empfängers gegenüber einer Doppelgitterröhrenapparatur besteht in dem größeren Gewicht der Energiequellen. Dafür sind die Leitungen aber auch weit besser.

Brüllend laut war Prag, das jedoch Tag für Tag übersteuert war. An ferneren Sendern kamen Oslo, Bern und London. Der Wellenbereich des Empfängers ist nur von den Steckspulen abhängig und kann deshalb beliebig erweitert werden. (Ein weiterer Aufsatz folgt.)

**Der richtige Preis für die Gleichrichterröhre RGN 1503.** In die Tabelle „Gleichrichterröhren für Netzanschlußgeräte“ in Heft 21 des „Funk-Bastler“ hat sich bei der Preisangabe für die RGN 1503 ein Fehler eingeschlichen. Die Röhre kostet nicht 19,80 M., sondern nur 18,90 M. Wir bitten, diese Angabe in der Tabelle zu korrigieren.

# Der Kristalldetektor im Röhrenempfänger

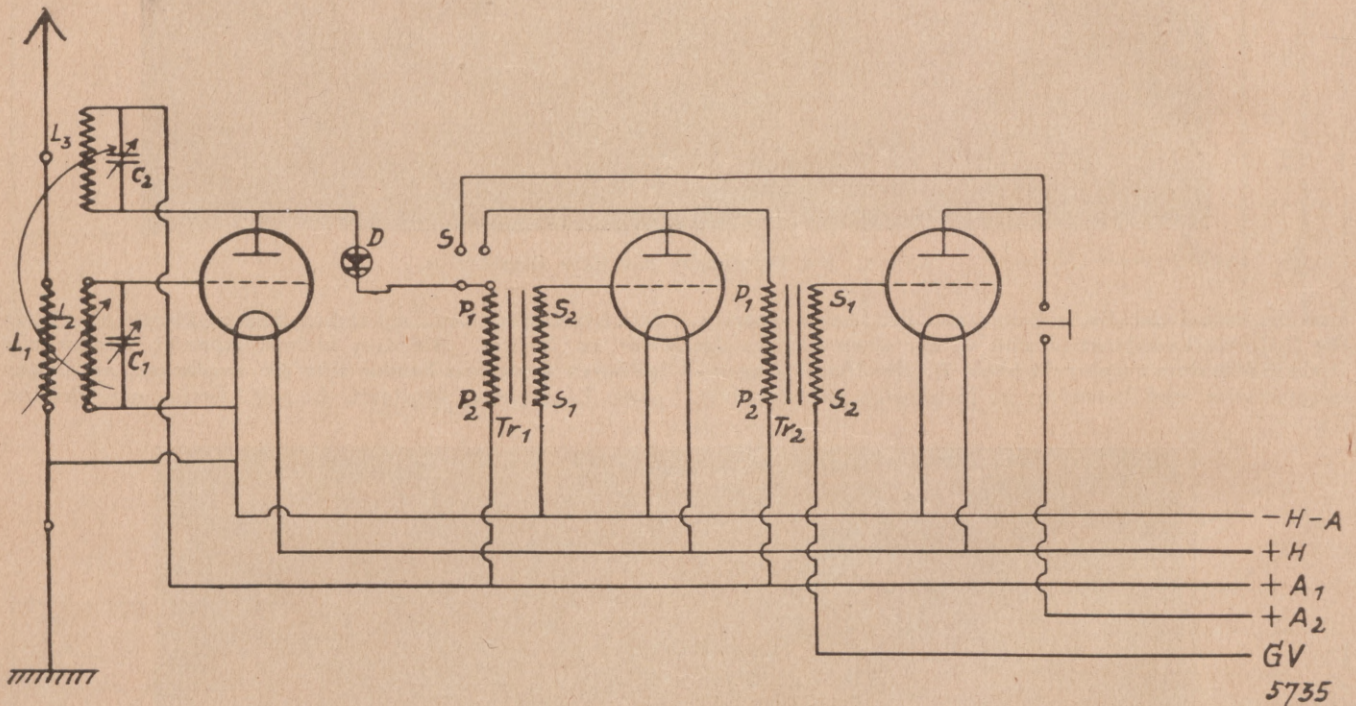
Bei einer Durchsicht der in den Funkzeitschriften und Schaltungsbüchern beschriebenen Schaltungen wird man feststellen, daß der Kristalldetektor sehr vernachlässigt wird. Man findet ihn höchstens in Nur-Detektorschaltungen, nur ganz vereinzelt in Verbindung mit normalen Hoch- und Niederfrequenzverstärkern. Gewiß ist die Empfindlichkeit des Audions höher; aber ebensogut, wie man dem Audion Hochfrequenzverstärkung vorschalten kann, kann man es mit dem Detektor auch tun. Auch Rückkopplung kann man einbauen. Der Hauptvorteil des Detektors vor dem Audion aber ist seine reinere Wiedergabe der Töne. Wer also vom reinen Detektorgerät zum Röhrenempfänger übergehen will, werfe seinen Detektor nicht weg, er kann ihn immer wieder in Verbindung mit Röhren gebrauchen. Er spart auch dadurch, daß er an Stelle des

gesetzte Seite kommt. Die Spulen werden auf einen dreiteiligen Spulenhalter montiert,  $L_2$  in die Mitte. Bei  $L_2$  ist auf richtiges Polen zu achten, damit der Rückkopplungseffekt eintritt.

An Detektoren habe ich vielerlei Modelle benutzt, die fast alle zur Zufriedenheit arbeiteten, besonders gut eignen sich fest einstellbare Detektoren.

In dem vorgeschlagenen Gerät können durch den Schalter S wahlweise eine oder zwei Niederfrequenzstufen eingeschaltet werden.

Das Übersetzungsverhältnis beträgt bei  $Tr_1$  etwa 1:6, bei  $Tr_2$  1:3 oder 1:4. Der dritten Röhre gibt man vorteilhaft eine höhere Anodenspannung und eine besondere Gittervorspannung. Für die Hochfrequenzstufe wählt man am besten eine dafür besonders geeignete Röhre, etwa



Audions den Kristall setzt, an Anschaffungs- und an Betriebskosten.

Im folgenden sei eine Schaltung beschrieben, die einer entsprechenden mit Audion kaum nachstehen dürfte.

Das Gerät besteht aus 1× Hochfrequenzstufe—Kristalldetektor—2× Niederfrequenzstufe. Die Antenne ist der besseren Selektivität halber aperiodisch und induktiv gekoppelt. Der Gitterkreis der Hochfrequenzröhre ist durch den Drehkondensator  $C_1$  abstimmbare. Die Sekundärabstimmung geschieht durch den Drehkondensator  $C_2$  des Zwischenkreises. Die Spulen  $L_1$ ,  $L_2$  und  $L_3$  sind am besten Steckspulen (Ledion- oder Korbbodenspulen), und zwar braucht man nur fünf Spulen, um den Rundfunkbereich Königswusterhausen, Daventry, Paris zu hören.

Für den eigentlichen Rundfunkbereich wählt man für  $L_1$  15—25 Windungen (je nach Länge der Antenne), für  $L_2$  und  $L_3$  je 60 Windungen. Hierbei möchte ich erwähnen, daß die käuflichen Spulen von 50 und 75 Windungen zum Teil „altmodisch“ sind. In Verbindung mit einem Drehkondensator von 500 cm wird man nie den ganzen Rundfunkbereich von 200 bis 600 m bestreichen können. Die eine ist zu klein, so daß man Wien, Budapest nicht mehr bekommt, die andere zu groß, daß man kaum unter 350 m kommt. Man wickelt sich also am besten die Spulen selbst. An Vorschlägen hierfür mangelte es im „Funk“ nicht.

Für den hohen Wellenbereich kommen in Frage für  $L_1$  60,  $L_2$  und  $L_3$  je 200 Windungen. Die Drehkondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  haben eine Kapazität von je 500 cm. Zu beachten ist hier, daß der Rotor stets auf die dem Gitter entgegen-

gesetzte Seite kommt. Die Spulen werden auf einen dreiteiligen Spulenhalter montiert,  $L_2$  in die Mitte. Bei  $L_2$  ist auf richtiges Polen zu achten, damit der Rückkopplungseffekt eintritt.

Valvo H, RE 164, 162, 144 oder andere. Als zweite und dritte Röhre eignen sich meinen Erfahrungen nach RE 164, 154, Valvo N und andere gut. Für Lautsprecherempfang wird man an dritter Stelle eine Lautsprecherröhre nehmen, etwa RE 504, Ultra Orchestron oder andere. Sehr vorteilhaft ist es, wenn man für Lautsprecherempfang die beiden Niederfrequenzstufen durch eine Loewe Dreifachröhre ersetzt. Der Empfang kann dann an Reinheit kaum übertroffen werden.

An Einzelteilen werden gebraucht: 2 Drehkondensatoren, 1 zweiteiliger Spulenhalter, 3 Röhrensockel, 3 Heizwiderstände, 1 zweipoliger Stufenschalter, 2 Transformatoren, 11 Buchsen. Der Stufenschalter kann auch mit Hilfe eines Bananensteckers und von 4 Buchsen hergestellt werden.

Die Bedienung des fertigen Gerätes ist nicht schwieriger als die eines anderen Gerätes mit zweifacher Abstimmung. Zunächst stelle man den Detektor ein. Ich mache es immer so, daß ich  $L_2$  entferne und nun die Feder an den Kristall bringe, bis ich im Telephon ein rollendes Brummen vernehme, welches man immer hört, wenn irgendwo ein Gitterkreis offen ist. Dann wird  $L_2$  eingesteckt und  $L_3$  so weit als möglich entkoppelt. Beim Drehen an  $C_1$  und  $C_2$  wird man, wenn alles richtig ausgeführt ist, schließlich eine Station hören. Nun koppelt man  $L_3$  fester. Sollte dabei der Empfang schwinden, ist das ein Zeichen dafür daß  $L_3$  falsch gepolt worden ist. Nach der Umpolung wird beim Festerkoppeln der Rückkopplungseffekt eintreten. Man nehme hierbei Rücksicht auf die Nachbarn. Franz Weber.



# Ein neues Negadyneaudion

Von  
**Walter Kittlich.**

Die infolge ihrer Einfachheit beliebte Negadyneanschaltung kann durchaus nicht als so ideal bezeichnet werden, wie dies gewöhnlich geschieht. Die Regulierung der Rückkopplung mittels der Heizung ist eigentlich kein besonders elegantes Mittel, und jeder, der damit gearbeitet hat, wird festgestellt haben, daß die geringsten Kontaktstörungen und Schwankungen der Heizspannung ein sicheres Arbeiten beeinträchtigen. Der Heizwiderstand kann gar nicht solide genug konstruiert sein! Geringes Verstellen des Heizknopfes nach der falschen Seite hat sofort Einsetzen der Schwingungen zur Folge. Der vielgerühmte weiche Schwingungseinsatz ist nur bei äußerst genauer Einstellung der Heizung zu erreichen. Nicht jede Röhre scheint dafür geeignet zu sein. Die hier vorgeschlagene Art der Einstellung ist feiner und bedeutend zuverlässiger. Sie wird seit mehr als einem Jahre benutzt und hat sich bestens bewährt.

darum handelt, einen Wechselstrom zu regulieren: Verändern eines Ohmschen Widerstandes oder eines kapazitiven (Kondensator) oder eines induktiven (z. B. Variometer). Zum Raumladungsgitter fließt sowohl ein Gleichstrom, der die nötige Spannung zur Beseitigung der Raumladewirkung aufrechterhalten muß, als auch der rückgekoppelte Wechselstrom, der die Dämpfungsverminderung hervorruft (und bei größeren Amplituden zur Selbsterregung führt). Wollte man also die Regelung mittels eines Ohmschen Widerstandes vornehmen, so hätte man wieder die Nachteile der ungewissen Kontaktgebung. Außerdem könnte für den Gleichstrom vielleicht ein so großer (und noch dabei für jede Einstellung verschiedener) Spannungsabfall bestehen, daß das Raumladungsgitter nicht mehr die nötige Gleichspannung erhalte. Von dieser Art der Regulierung sei also Abstand genommen. Eine sehr feine und sichere

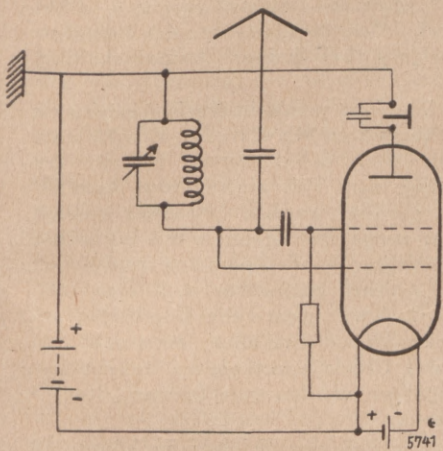


Abb. 1. Negadyneaudion.

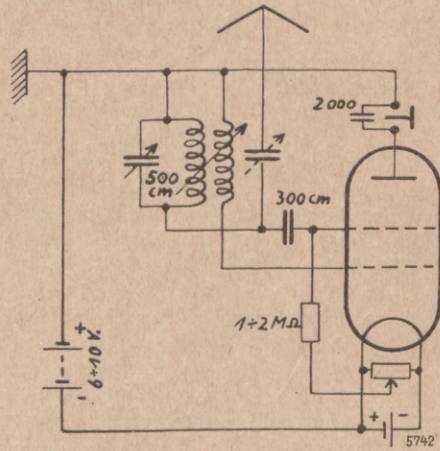


Abb. 2. Negadyneaudion mit verbesserter Rückkopplung.

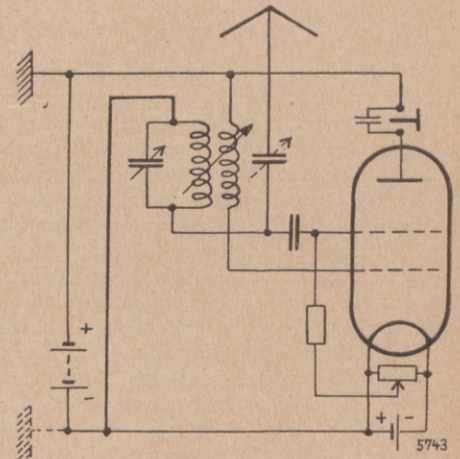


Abb. 3. Negadyneaudion mit verbesserter Rückkopplung. Gitterkreis an Kathode.

Der Empfang scheint sauberer und lauter zu sein als bei Verwendung der Doppelgitterröhre in normaler Audionschaltung (mit Anschluß des Raumladungsgitters an + Anodenbatterie), wahrscheinlich auch reiner als bei einer Eingitterröhre. Wir empfehlen daher jedem Bastler (und Negadynebesitzer), einen eingehenden Versuch mit dieser Schaltung zu machen, zumal da man durch eine einfache Verbindung sofort wieder die ursprüngliche Negadyneanschaltung herstellen kann. Auch ein gewöhnliches Audion ist leicht umgeschaltet. Die Anodenspannung ist äußerst gering, etwa 6 bis 10 Volt.

Abb. 1 zeigt die bekannte Negadyneanschaltung, nur etwas anders gezeichnet als üblich, weil sich daraus der Zusammenhang klarer ergibt. Es fällt die Ähnlichkeit mit der sogenannten Ultra-Audionschaltung von de Forest auf. Der Unterschied besteht aber darin, daß das Telefon direkt an der Anode liegt und das Raumladungsgitter an die Gitterseite der Gitterspule angeschlossen ist. Diese Verbindung bewirkt mit Hilfe der negativen Charakteristik des Raumladungsgitters die Rückkopplung. Aber die Ankopplung ist vielfach zu fest. Um feinere Einstellung zu erreichen, handelte es sich also um die Aufgabe, die dem Raumladungsgitter zugeführte Wechselspannung beliebig einstellen zu können. So ergab sich gleichsam eine „neue“ Schaltung. In Wirklichkeit blieb das Grundprinzip ungeändert.

Der Weg zur Lösung des gestellten Problems sei etwas ausführlicher behandelt, da hierbei Gelegenheit geboten ist, sich mit den Gesetzen des Wechselstromes vertrauter zu machen. Drei Mittel stehen zur Verfügung, wenn es sich

Veränderbarkeit gibt dagegen der Drehkondensator. Dieser läßt aber keinen Gleichstrom hindurch. Es müßte ihm also eine Drosselspule parallel geschaltet werden, die nur sperrend wirkt für die in Frage kommenden Frequenzen. Das wäre aber schon eine zu große Komplikation. Ein Variometer einzuschalten, das den Gleichstrom voll hindurchläßt, den Wechselstrom aber nur entsprechend seiner Induktivität, ist auch nicht ratsam wegen etwaiger Eigenschwingungen des Variometers. Aber in etwas abgeänderter Form gibt die induktive Spannungsregelung das geeignete Mittel.

Man kann die Gitterspule als Spar- oder Autotransformator auffassen. Anstatt also die volle Spannung am Ende abzunehmen, können wir die Gitterspule anzapfen und nur den gewünschten Teil der Wechselspannung abgreifen. Diese Regelung ist aber noch zu sprunghaft. Zu völlig kontinuierlicher Einstellung gelangt man, wenn man den Spartransformator in zwei getrennte Spulen zerlegt, d. h. statt der Anzapfung eine zweite Spule einführt, die auf die Gitterspule nach Belieben gekoppelt wird und dem Raumladungsgitter jede gewünschte Spannung zuführt. Wir haben damit die gerühmte Vereinfachung der ursprünglichen Negadyneanschaltung aufgegeben und wieder eine besondere Rückkopplungsspule, die gleichzeitig den Raumladungsgleichstrom zu führen hat. Das andere Ende der Rückkopplungsspule ist mit der Anodenseite der Gitterspule zu verbinden. Von dort laufen die Wicklungen gleichsinnig zu den beiden Gittern.

Der Erfolg bestätigte die Richtigkeit vorstehender Überlegungen. Die „neue“ Schaltung ist in Abb. 2 gezeichnet.

Zwecks höchster Leistungsfähigkeit wird noch der Ableitwiderstand an ein Potentiometer angeschlossen. Jetzt erst ist man imstande, das Negadyneaudion (wir verstehen unter diesem Namen auch die vorgeschlagene Schaltung, weil diese ebenfalls die negative Charakteristik ausnutzt) in jedem Falle wirklich einwandfrei einstellen zu können. Die

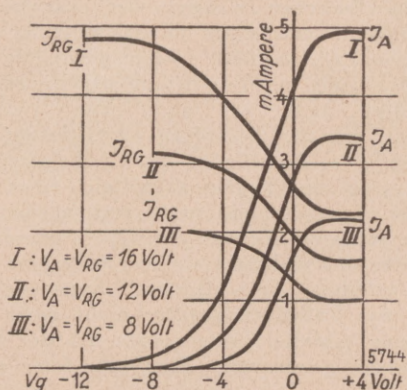


Abb. 4. Charakteristik der RE 072 d.

gekoppelte Antenne ein Drehkondensator eingeschaltet wurde. Die Isolation desselben ist hierbei sehr von Einfluß. Bei kleiner Kapazität war nämlich für die kürzeren Wellen eine geringere Rückkopplung nötig als für die längeren; bei großer war es umgekehrt. Bei einer bestimmten Stellung des Antennenkondensators konnte die Rückkopplung über den ganzen Bereich konstant bleiben. Durch bloßes Drehen des Abstimmkondensators kommen (mit zwei Stufen Niederfrequenz) alle größeren Stationen, eine nach der anderen herein. Dieses Ergebnis wurde erzielt bei Verwendung einer Hochantenne und einer Zimmerantenne als Gegengewicht. Weitere Versuche über die näheren Ursachen dieser Frequenzunabhängigkeit wurden bisher noch nicht angestellt.

Übrigens ist es gleichgültig, ob der Gitterkreis an + Anodenbatterie oder an der Heizung liegt; denn das Raumladungsgitter erhält ja seine positive Spannung jetzt über die Rückkopplungsspule hinweg. Abb. 3 ist also in der Wirkungsweise von Abb. 2 nicht unterschieden und wird vorzuziehen sein, wenn es sich darum handelt, ein Eingitteraudion mit induktiver Rückkopplung umzubauen. Man hat also nur zu schalten; Anode—Telephon—+Anodenbatterie—Rückkopplungsspule—Raumladungsgitter. Alles andere bleibt ungeändert. Man vergesse aber das Potentiometer nicht, das übrigens bei keiner Audionschaltung fehlen sollte.

Überaus weiche Rückkopplung würde in der beschriebenen Schaltung mit Doppelgitterröhren RE 073 oder RE 072 stets mit Sicherheit erzielt. Bei holländischen Röhren (zu 4,75 M.l.) mußte allerdings zum Teil eine höhere Anodenspannung, bis 25 Volt, gewählt werden. Mitunter mußten die Röhren anfangs erst einige Zeit brennen, ehe sie sicher arbeiteten. Bei der geringen Anodenspannung macht sich der „Mitnahmebereich“ deutlich bemerkbar, d. h. man kann bei ganz schwach schwingendem Empfänger auf eine einigermaßen starke Station einstellen; dann setzt bei genauer Abstimmung das Überlagerungspfeifen vollkommen aus. Die Eigenschwingungen werden vom Sender „durch“ gesteuert (mitgenommen).

Verfasser würde es begrüßen, von Erfolgen zu hören, die mittels der angegebenen Schaltung erzielt wurden. Ein be-

ursprüngliche Primitivität ist dabei zwar geopfert worden; aber es ist in der Tat ein erstaunliches Unterfangen, einen so komplizierten Mechanismus wie das Rückkopplungsaudion mit einer einzigen Einstellung — die Abstimmung versteht sich von selbst, und der Ableitwiderstand läßt eine Änderung nur in geringen Grenzen zu —, der Heizung, einrichten zu wollen, eine Maßnahme, die allerdings mitunter, aber nicht mit Sicherheit zum Erfolg führt.

Das Einrichten des Audions geht folgendermaßen vor sich: Zu jeder Anodenspannung gehört eine ganz bestimmte Heizung, bei der ganz weicher Schwingungseinsatz erzielt wird. Aber diese Einstellung ist bei weitem nicht so kritisch wie bei der normalen Negadyne-schaltung. Daher ist auch eine Feinstellung des Heizwiderstandes entbehrlich. Je höher die Anodenspannung, desto stärker muß die Heizung sein. Man steigern also die Anodenspannung nur so weit, wie sie eine Vergrößerung der Lautstärke bringt. Meist sind 6 bis 10 Volt ausreichend. Die Heizung bleibt dabei unternormal, und die Lebensdauer der Röhre ist fast unbegrenzt. Das Potentiometer dient dazu, die beste Lautstärke einzustellen, zugleich kann damit auch der Schwingungseinsatz beeinflusst werden. Die Rückkopplungsspule ist so lose wie irgendmöglich zu koppeln. Ist die Heizung zu hoch oder zu niedrig, so muß zum Einsetzen der Schwingungen die Rückkopplung schärfer (als bei richtiger Heizung) angezogen werden, wobei das Einsetzen nicht so weich erfolgt. Die einmal ermittelte Heizung bleibt für alle Wellenlängen gleich, vorausgesetzt, daß die Heizbatterie nicht nachläßt. Die Rückkopplungsspule hat 50 bis 75 Windungen und reicht meist auch für die hohen Wellen aus, so daß nur die Gitterspule ausgewechselt werden muß. Billigen Umbau eines vorhandenen Negadyne-Empfängers ermöglicht die Dreisternspule mit Kugelgelenk, für die nur zwei Steckbuchsen einzubauen sind.

Die Antenne kann direkt über einen Blockkondensator (100 bis 500 cm ausprobieren) angeschlossen werden. Die Auskopplung des Ortssenders, falls nicht zu nahe, wird in den meisten Fällen gelingen, wenn man beim Empfang der Rundfunkwellen einen Sperrkreis induktiv mit der Gitterspule koppelt (möglichst lose!); für Langwellenempfang lege man den Sperrkreis besser direkt in die Antennenzuleitung (oder Erdleitung, je nachdem, welches der wirksamere Antennenteil ist).

Verfasser empfängt nach einmaliger Voreinstellung den Wellenbereich 300 bis 600 m durch einfaches Ändern der Abstimmung, ohne irgendwelches Nachstellen der Rückkopplung. Es gelang, die Dämpfung für alle Wellenlängen hinreichend konstant zu bekommen, dadurch, daß in die direkt

Anodenspannung  $P_a = \text{const.}$   
Rauml.-Gitterspg.  $P_{R_6} = \text{variabel}$   
(steig. von I+VI)

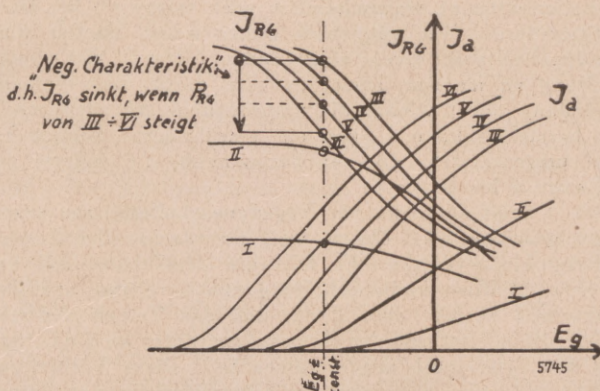


Abb. 5. Abhängigkeit des Raumladegitterstromes  $I_{RG}$  von der Steuergitterspannung  $E_g$  bei verschiedenen Raumladegitterspannungen  $P_{R_6}$ .

geisterter Funkbastler, der sie das erstmal nachbaute, gab ihr scherzhafterweise den Namen Primopsschaltung, weil sie „prima“ wäre und man mit ihr bei einiger Vertrautheit leicht das „Optimum“ an Leistung herausholen könnte.

Zum Schluß noch eine Bemerkung: Was die „negative Charakteristik“ anbelangt, so herrschen darüber vielfach falsche Vorstellungen. Betrachtet man die Röhrencharak-

teristik einer Doppelgitterröhre, so fällt daran auf, daß der Raumladegitterstrom mit steigender Steuergitterspannung sinkt (Abb. 4). Man versteht unter einer negativen Charakteristik die Eigenschaft, daß ein elektrischer Leiter bei gesteigerter Spannung einen verringerten Strom durchläßt, und umgekehrt. Diesen Fall glaubt man hier vor sich zu haben. Die steigende Spannung ist jedoch die Steuergitterspannung, während zum absinkenden Raumladegitterstrom eine erhöhte Raumladegitterspannung gehören muß, wenn fallende Charakteristik bestehen soll. Um das festzustellen, hat man daher bei konstanter Anodenspannung und konstanter Steuergitterspannung die Abhängigkeit des Raumladegitterstromes von der

Raumladegitterspannung zu bestimmen. Jetzt erst ergibt sich in der Tat eine negative Charakteristik (Abb. 5 zeigt solche Kurven, vgl. D. R. P. 406 534). Diese ist erst dann vorhanden, wenn mit Sättigung gearbeitet wird, d. h. die Heizung darf bei einer bestimmten Anodenspannung einen bestimmten Wert nicht überschreiten, aber auch nicht zu gering sein. Hieraus erklärt sich die starke Abhängigkeit der Negadyneschaltung und ihrer Abarten von dem richtigen Heizpunkt. Erwähnt sei noch, daß sich ohne weiteres Eigenschwingungen erregen, wenn man einen Widerstand mit fallender Charakteristik in Reihe schaltet mit einem Schwingungskreis (weitere Beispiele s. D. R. P. 406 534).

## Eine einfache Methode zur Messung von Gitterströmen

Von Manfred v. Ardenne.

Für das einwandfreie Arbeiten der meisten Empfänger- und Verstärkerschaltungen ist der Einfluß der Gitterströme bedeutungsvoll. Beim Audion soll ein Gitterstrom fließen, und die Kennlinie, die die Abhängigkeit des Gitterstromes von der Gitterspannung angibt, soll möglichst stark gekrümmt sein, um einen empfindlichen Gleichrichtereffekt zu ergeben. Im Gegensatz hierzu sollen bekanntlich die Gitterströme bei fast allen Verstärkern für Telephoniezwecke vermieden werden, weil sie eine Obertonbildung, d. h. eine Verzerrung, verursachen. Wenn trotz der großen Bedeutung der Gitterströme in den Fachzeitschriften nur selten etwas über dieses Thema geschrieben wird und in den Kreisen der Funkbastler kaum je Gitterstrommessungen ausgeführt werden, so hat das gute Gründe.

Meist wird angenommen, daß die Gitterströme erst bei einer Gitterspannung von 0 Volt einsetzen. Tatsächlich setzen aber merkliche Gitterströme, je nach der Kathodenart, der Heizung, der Anodenspannung usw. bei Gitterspannungswerten zwischen etwa -2 und +1 Volt ein. Bei Röhren mit großem Durchgriff, d. h. bei großem aussteuerbarem Gitterspannungsbereich, genügt die erwähnte An-

zu kennen, wo merkliche Gitterströme einsetzen, um bei dem relativ kleinen aussteuerbaren Gitterspannungsbereich

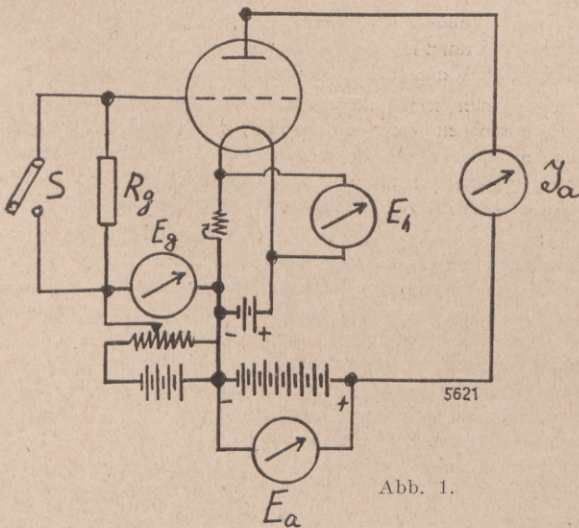


Abb. 1.

nahme, daß merkliche Gitterströme erst bei schwächeren negativen Gitterspannungen als etwa -1 Volt einsetzen, weil bei dem großen Aussteuerbereich Schwankungen der einen Grenze der Gitterspannung um höchstens 1,5 Volt prozentual nicht viel ausmachen. Dagegen ist es bei den Röhren mit kleinem Durchgriff und den üblichen Anodenspannungen von großer Wichtigkeit, die Gitterspannung

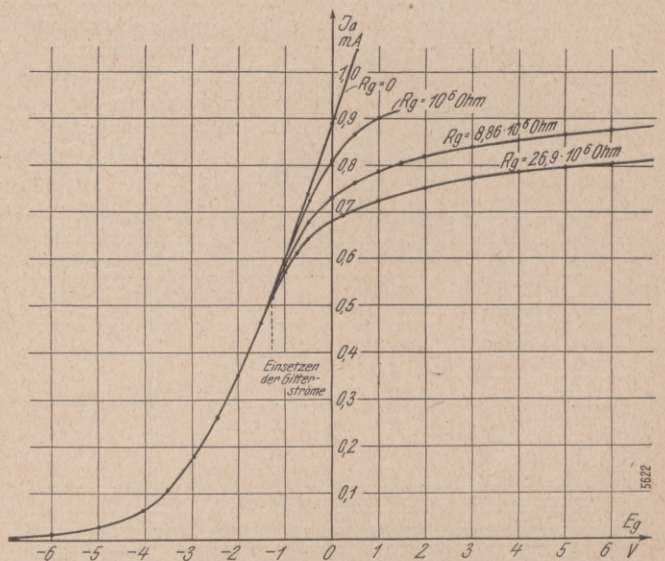


Abb. 2. Kennlinien der Röhre RE 054 bei verschiedenen Gitterableitwiderständen.  
E<sub>a</sub> = 150 Volt E<sub>h</sub> = 3,5 Volt

die günstigste Gitterspannung zu ermitteln und um festzustellen, ob es überhaupt möglich ist, bei der gegebenen Anodenspannung die Röhre wirklich auszunutzen.

Der Hauptgrund aber, weshalb Gitterstrommessungen selten durchgeführt werden, ist der, daß die Gitterströme bei Empfängern nur in der Größenordnung von 10<sup>-6</sup> bis 10<sup>-8</sup> Amp liegen, und daher zu ihrer Messung die zwar empfindlichen aber teuren und nicht ganz einfach zu bedienenden Spiegelgalvanometer notwendig sind.

Im folgenden soll eine einfache Methode mitgeteilt werden, die es gestattet, mit denkbar geringen Mitteln festzustellen, ob Gitterströme überhaupt fließen, und die es ermöglicht, mit Zeigerinstrumenten einer Empfindlichkeit von 10<sup>-4</sup> Amp Gitterströme von 10<sup>-8</sup> Amp zu messen.

Die Meßanordnung, die im wesentlichen mit einer normalen Apparatur zur Aufnahme von Röhrencharakteristiken übereinstimmt, ist in Abb. 1 dargestellt. Abweichend von der üblichen Anordnung ist nur der Ohmsche Widerstand R<sub>g</sub> im Gitterkreis, der durch den Schalter S überbrückt werden kann. Sobald Gitterströme fließen, entsteht an dem eingeschalteten Gitterableitwiderstand R<sub>g</sub> ein Spannungsabfall e<sub>g</sub> = i<sub>g</sub> · R<sub>g</sub>, der zur Folge hat, daß die wirkliche Spannung

am Gitter der Röhre um diesen Betrag von der Gittervorspannung  $E_g$  abweicht, die durch ein Voltmeter abgelesen werden kann. Der Spannungsabfall  $e_g$  an dem Gitterableitwiderstand kann nun, da der gleiche Anodenstrom in einer Röhre unter sonst ungeänderten Verhältnissen immer bei der gleichen wirklichen Gitterspannung fließt, sehr leicht dadurch gemessen werden, daß zunächst der Anodenstrom festgestellt wird, der bei einer bestimmten Gitterspannung bei kurzgeschaltetem  $R_g$  sich einstellt. Der gleiche Anodenstrom muß dann durch Änderung der Gittervorspannung bei geöffnetem Schalter S wieder hervorgerufen werden. Die hierzu notwendige Änderung der Gittervorspannung entspricht dem durch den Gitterstrom hervorgerufenen Spannungsabfall  $e_g$  am Gitterableitwiderstand. Der Gitterstrom ist dann:

$$i_g = \frac{e_g}{R_g}$$

Wenn kein Gitterstrom, also auch kein Spannungsabfall am Gitterableitwiderstand vorhanden ist, weichen die mit und ohne  $R_g$  aufgenommenen Teile der Anodenstromkennlinie nicht voneinander ab. Sobald die Gitterströme zu fließen beginnen, wird, wie beispielsweise die Messung Abb. 2 zeigt, die mit Gitterableitwiderstand gemessene Kurve abgelenkt. Nach der angeführten einfachen Beziehung wurde die Gitterstromkennlinie der in Abb. 2 gemessenen Röhre berechnet. Das Ergebnis ist in Abb. 3 wiedergegeben. Die Tatsache, daß die Ablenkung der Anodenstromkennlinie, d. h.  $e_g$ , für einen gegebenen Gitterstrom um so größer wird, je größer  $R_g$  ist, geht auch aus der Messung der Abb. 2 hervor. Aus einer einfachen an anderer Stelle wieder-

wobei S die statische Steilheit der untersuchten Röhrenanordnung ist. Man könnte denken, daß die Empfindlichkeit durch Anwendung entsprechend großer Gitterableitwiderstände beliebig gesteigert werden kann. Wegen der

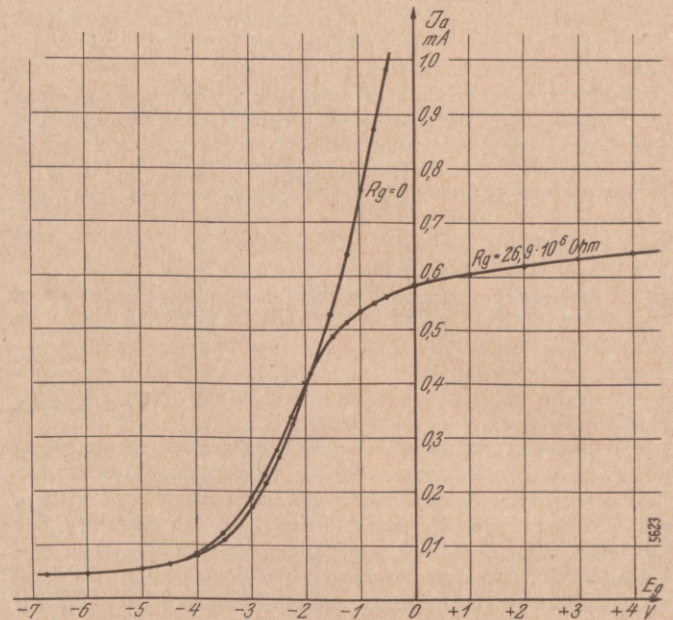


Abb. 4. Kennlinie einer Röhre mit Gasresten. Ultra Resisto.

Isolationswiderstände, die bei einigermaßen sorgfältigem Aufbau in der Größenordnung von 500 bis 1000 Megohm liegen, ist es jedoch nicht zu empfehlen, hierzu größere Ableitwiderstände als etwa 30 bis 50 · 10<sup>6</sup> Ohm zu benutzen.

Bei der Messung, Abb. 2 und Abb. 3, wo eine mittlere Steilheit von  $S = 3,75 \cdot 10^{-4}$  Amp/Volt vorhanden war und ein Gitterwiderstand von  $R_g = 26,9 \cdot 10^6$  Ohm benutzt wurde, betrug die Empfindlichkeit:

$$S \cdot R_g \approx 10000.$$

Beispielsweise konnten noch Gitterströme der Größenordnung  $10^{-9}$  Amp mit Zeigerinstrumenten der Empfindlichkeit  $10^{-5}$  Amp gemessen werden. Falls der Meßbereich des Anodenstrominstrumentes nicht ausreicht, ist es notwendig, in bekannter Weise den Anodenstrom zu kompensieren.

Wenn es sich nicht darum handelt, die Größe des Gitterstromes genau zu kennen, sondern wenn es nur darauf ankommt, zu wissen, ob überhaupt ein Gitterstrom vorhanden ist, und gegebenenfalls in welcher Richtung er fließt, so kann die Anordnung naturgemäß sehr vereinfacht werden.

Um zu ermitteln, ob ein Gitterstrom fließt, ist nur ein Gitterableitwiderstand von 10 bis 20 · 10<sup>6</sup> Ohm und ein einfaches Galvanometer oder Milliamperemeter notwendig, das in den Anodenstromkreis der Röhre gelegt werden muß. Wird bei Überbrückung des Ableitwiderstandes eine Anodenstromschwankung beobachtet, so fließen bei der betreffenden Gitterspannung bereits Gitterströme, und es sind, außer wenn es sich um Verstärkung sehr kleiner Wechselspannungen handelt, Verzerrungen zu erwarten. Wenn der Anodenstrom bei der Überbrückung des Gitterwiderstandes steigt, so wird dieser Gitterstrom hauptsächlich durch Elektronen gebildet, die von der Kathode zum Gitter gehen, und kann durch eine entsprechend stärkere negative Gittervorspannung sehr abgeschwächt, wenn nicht vermieden werden. Sobald aber der Anodenstrom bei der Überbrückung des Ableitwiderstandes sinkt, ist ein negativer Gitterstrom vorhanden, der durch Gasreste in der Röhre bedingt ist. Außer für Audionzwecke sind solche Röhren dann meist nicht mehr gut zu verwenden. Diese einfache Prüfung

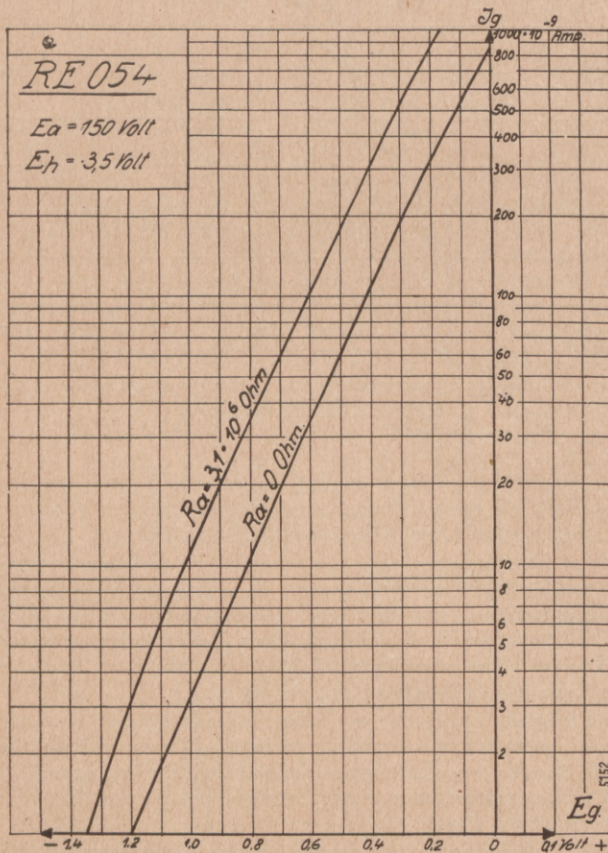


Abb. 3.

gegebenen Überlegung<sup>1)</sup> geht hervor, daß die Empfindlichkeit dieser indirekten Methode gleich dem Produkt  $S \cdot R_g$  ist,

1) M. v. Ardenne: „Über eine einfache Methode zur indirekten Messung von Gitterströmen“. Jahrb. d. drahtl. Telegr. Band 29, Heft 3.

sollte beim Bau von Empfängern und Verstärkern von jedem Funkbastler vorgenommen werden, da sie oft die Ursache für das schlechte Arbeiten einer Anordnung zu erkennen gestattet.

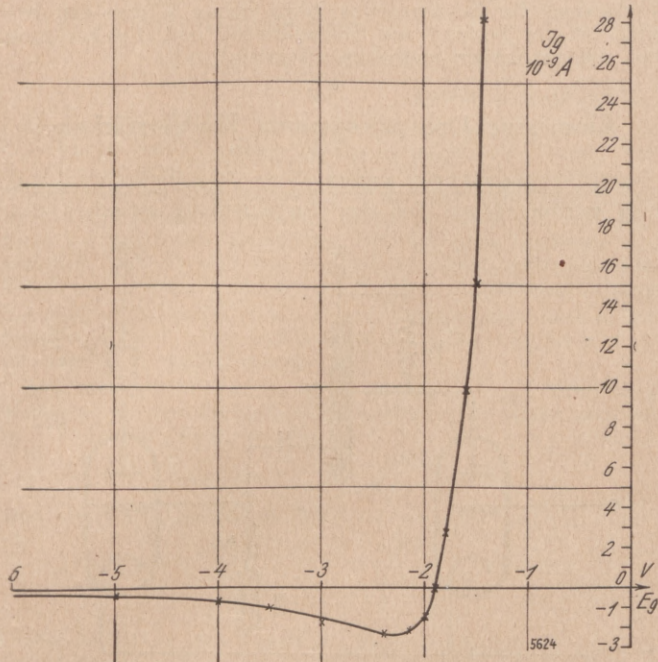


Abb. 5. Gitterstromkennlinie der Ultra Resisto. Ermittelt bei  $E_a = 80$  Volt und  $R_g = 26,9 \cdot 10^6$  Ohm.

$$\text{Vakuurfaktor} = \frac{J_g}{J_a} = 8,5 \cdot 10^{-6}$$

Wie die mit und ohne Ableitwiderstand aufgenommenen Kennlinien einer Röhre mit Gas verlaufen, zeigt beispielsweise die Messung Abb. 4. Die entsprechende Gitterstromkennlinie ist in Abb. 5 wiedergegeben. Bei stark negativer Vorspannung ist ein ausgesprochener negativer Gitterstrom vorhanden, der mit schwächer werdender Vorspannung mit dem Anodenstrom ansteigt. Aus dem Verhältnis des nega-

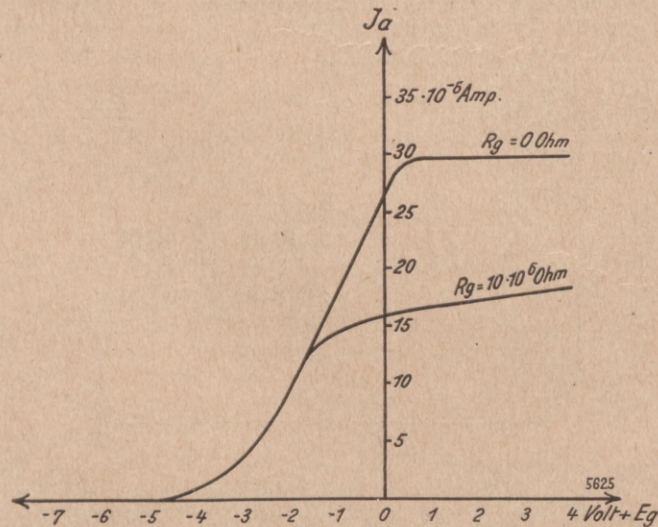


Abb. 6.

tiven Gitterstromes zum Anodenstrom läßt sich bekanntlich der Gasgehalt der Röhre leicht ermitteln. Wie zu erkennen ist, setzt sich bei der in Abb. 4 und 5 gemessenen Röhre der durch Elektronen hervorgerufene positive Gitterstrom schon bei einer Gitterspannung von etwa  $-1,9$  Volt ein. Der Aussteuerbereich dieser Röhre, die für Spannungsverstärkung

bestimmt ist und einen kleinen Durchgriff besitzt, ist daher sehr beschränkt. Dies geht deutlich auch aus der Messung Abb. 6 hervor, wo diese Röhre in Verbindung mit einem Anodenwiderstand von  $3,1 \cdot 10^6$  mit und ohne Gitterwiderstand untersucht worden ist. Die Messung zeigt, daß es bei Verwendung dieser Röhre in einer Widerstandsverstärkeranordnung sehr darauf ankommt, die günstigste Gittervorspannung (hier  $-2$  Volt) einzustellen. Für viele Fälle (z. B. in der vorletzten Stufe eines Widerstandsempfängers) dürfte sogar bei der angegebenen Anodenspannung der Aussteuerbereich der Röhre nicht mehr genügen.

Für eine andere bekannte Spannungsverstärkeröhre sind die entsprechenden Kurven in Abb. 7 wiedergegeben. Bei dieser Röhre setzen merkliche Gitterströme bei der vorgeschriebenen Heizung erst bei der Gitterspannung  $-1$  Volt

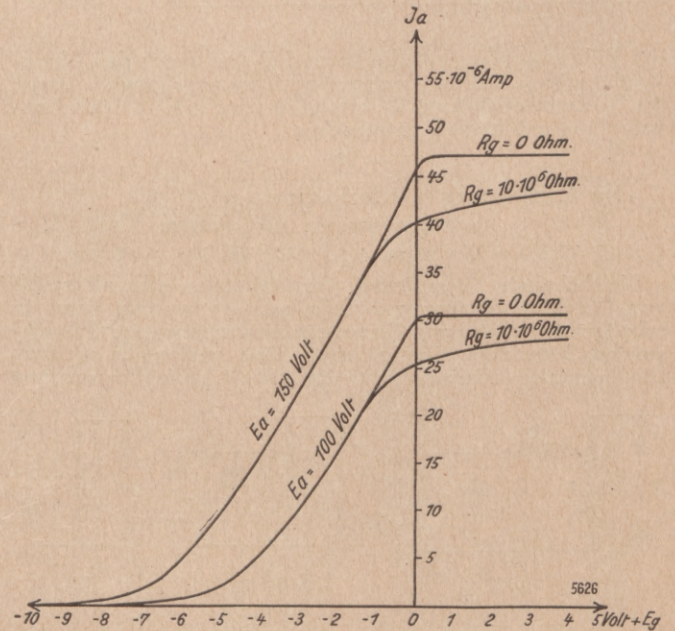


Abb. 7.

ein. Der Aussteuerbereich dieser Röhre ist, auch wenn sie in der vorletzten Stufe eines Verstärkers benutzt wird, ausreichend groß. Wenn kleinere Anodenwiderstände benutzt werden, so verringert sich, wie aus den Ergebnissen einer früheren Arbeit<sup>2)</sup> hervorgeht, der Aussteuerbereich. Dafür werden aber kleinere Gitterwiderstände möglich, die erst etwas, allerdings wegen des schnellen Anstieges der Gitterstromkurve nur wenig, später eine Ablenkung der Anodenstromkennlinie zur Folge haben. Praktisch gleichen sich daher diese beiden Erscheinungen etwas aus.

Die Gitterstromkennlinie der in Abb. 7 gemessenen Röhrenanordnung ist schon in Abb. 3 wiedergegeben. Interessant ist, daß die Gitterströme, wenn die Röhre mit Anodenwiderstand arbeitet, in dem in Frage kommenden Bereich schon etwa  $0,2$  Volt früher einen bestimmten Wert erreichen<sup>3)</sup>. In diesem Zusammenhang verdient noch erwähnt zu werden, daß geringe Gasreste in Röhren, die in Verbindung mit hohen Anodenwiderständen arbeiten, direkt nichts schaden. Deutlich geht dies aus dem Vergleich der Messungen Abb. 4 und Abb. 6 hervor. Der Grund hierfür liegt darin, daß, sobald nur sehr geringe Anodenströme fließen, die negativen Gitterströme, die immer zum Anodenstrom in einem bestimmten Verhältnis stehen, völlig zu vernachlässigen sind.

2) „Die Gleichrichtung in Widerstandsempfängern“. Von M. v. Ardenne. Heft 8 des „Funk“, Jahr 1927.

3) Dies ist darauf zurückzuführen, daß die Spannung an der Röhre relativ klein ist, wenn ein hoher Widerstand im Anodenkreis liegt.

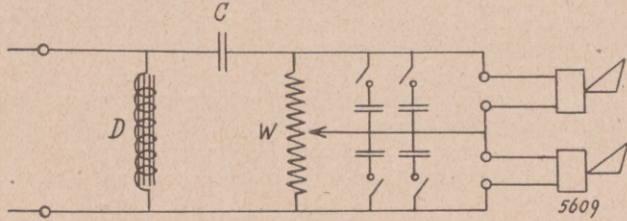
# AUSLÄNDISCHE ZEITSCHRIFTEN- UND PATENTSCHAU

Bearbeitet von Regierungsrat Dr. C. Lübben.

## Der Anschluß mehrerer Lautsprecher an ein Gerät.

Nach Amateur Wireless 10. 412. 1927 / Nr. 248 — 12. März.

Der Anschluß zweier Lautsprecher kann in der in der Abbildung dargestellten Weise erfolgen. Im Anodenkreis



des Röhrengerätes liegt die Drossel D und durch den Blockkondensator C ist der Lautsprecherkreis angekoppelt. Durch die Widerstandsteilung W erfolgt die richtige Lautstärkenverteilung auf beide Lautsprecher.

\*

## Die Erzeugung niederfrequenter Schwingungen mit einem Kristall.

Nach Wireless World 20. 458. 1927 / Nr. 398 — 13. April.

Die bekannte Ausnutzung der fallenden Charakteristik von Detektorkristallen zur Schwingungserzeugung kann in sehr leichter Weise zur Erzeugung niederfrequenter Schwingungen, besonders musikalischer Töne verwendet werden. Die benutzte Schaltung zeigt die Abb. 1. Die Verwendung

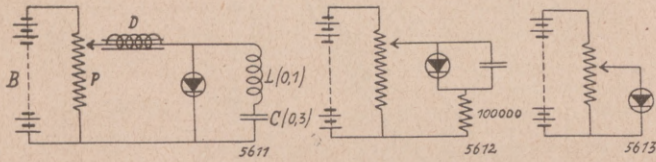


Abb. 1.

Abb. 2.

Abb. 3.

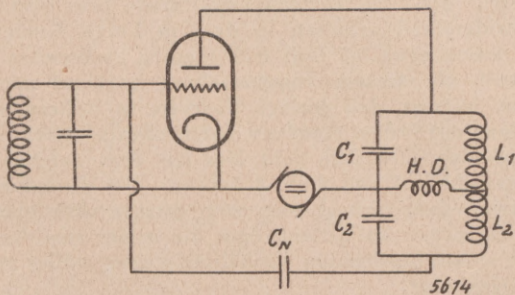
der Eisendrossel D ist nicht immer erforderlich. Die Kapazität C ist etwa 0,3 Mikrofarad, die Selbstinduktion L etwa 0,1 Henry groß. Gewöhnlich sind relativ hohe Spannungen der Batterie B erforderlich (40 bis 60 Volt), die mit Hilfe des Potentiometers genau eingeregelt werden muß. Eine andere Schaltung zum gleichen Zweck ist in Abb. 2 wiedergegeben. Nicht ganz so leicht kann auch mit der sehr einfachen Schaltung der Abb. 3 eine Schwingungserzeugung erzielt werden.

\*

## Neutrodynisierung für Hochfrequenzverstärker oder Kurzwellensender.

Nach Brit. Pat. 265 612.

In der bekannten Brücken-Neutrodyneschaltung, bei der der Schwingungskreis in zwei gleiche Teile  $C_1$ ,  $C_2$  und  $L_1$ ,  $L_2$



unterteilt ist (siehe Abb.) und die innere Röhrenkapazität durch den Kondensator  $C_N$  neutralisiert ist, sind die neutralen Punkte des Schwingungskreises durch eine Hochfrequenzdrossel H. D. verbunden, um der Anodengleichspan-

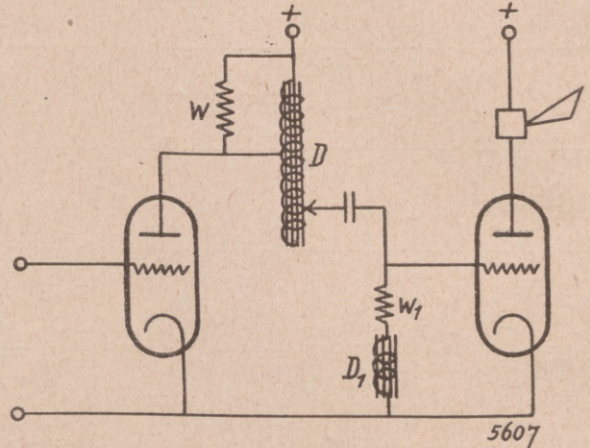
nung einen Weg zur Anode zu geben. Dadurch, daß diese Verbindung für Hochfrequenz einen hohen Widerstand besitzt, ist die Bildung von Nebenschleifen und die Erregung von wilden Schwingungen unterbunden.

\*

## Eine neue Drosselkopplung für Verstärker.

Nach Brit. Pat. 264 910.

In der nachfolgenden Abbildung ist eine Verstärkerschaltung wiedergegeben, bei der die Kopplung zwischen den



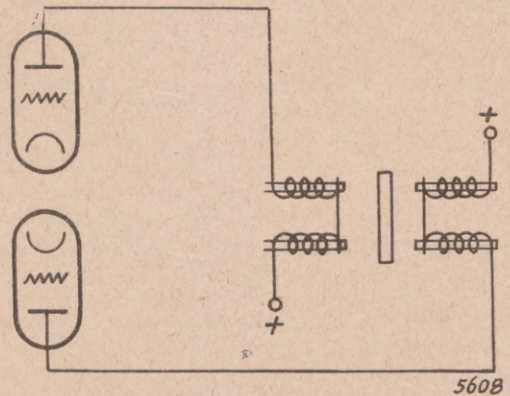
Röhren durch eine Niederfrequenzdrossel D erfolgt, die aber nur zum Teil im Anodenkreis liegt, so daß eine Spannungserhöhung erzielt wird. Im Gitterkreis der zweiten Röhre liegt außer dem üblichen Ableitwiderstand  $W_1$  noch eine Niederfrequenzdrossel  $D_1$ . Parallel zur Drossel D kann ein Widerstand W geschaltet sein.

\*

## Lautsprecher für Gegentaktverstärker.

Nach Brit. Pat. 265 123.

Ein Lautsprecher, der für den Betrieb mit zwei Endröhren, besonders mit Gegentaktverstärker geeignet ist, besitzt zwei getrennte Spulensysteme 1, 2 und 3, 4 (siehe Abb.), von



denen das eine Spulensystem im Anodenkreis der einen Röhre, das andere Spulensystem im Anodenkreis der anderen Röhre eingeschaltet ist. Die Enden beider Spulensysteme können mit einer gemeinsamen Anodenbatterie oder mit zwei getrennten Batterien verbunden sein.

## Anfragen zur Zeitschriftenschau

sind zu richten an Reg.-Rat Dr. C. Lübben, Berlin-Dahlem, Heiligendammer Str. 23. Allen Anfragen ist ein ausreichend freigemachter und beschrifteter Umschlag für die Antwort beizufügen, da sonst eine Auskunft nicht erteilt werden kann.

# BRIEFE AN DEN „FUNK-BASTLER“

Erfahrungen, Anregungen und Wünsche.

## Die Berechnung von Hochfrequenztransformatoren.

Berlin, Anfang Juni.

In meinem Aufsatz „Die Berechnung von Hochfrequenztransformatoren“ in Heft 14 des „Funk-Bastler“ sind dauerlicherweise einige sinnstörende Fehler stehengeblieben. Wenn zwar die Gleichungen 1—7 für den Gang der Rechnung nicht gebraucht werden, so sei trotzdem die Berichtigung im folgenden angegeben. Es ist ohne weiteres ersichtlich, daß es sich bei den Gleichungen um vektorielle Größen handelt. Daher muß die Impedanzgleichung  $Z_1^2 = R_1^2 + X_1^2 = \sqrt{R_1^2 + \omega^2 L^2}$  lauten, entsprechend ebenso die Gleichung für  $Z_2^2$ . Die rechte Seite der Gleichung (3) und (4) ist mit  $-j$  zu multiplizieren.

Ergänzungshalber sei noch erwähnt, daß die Gleichung  $\kappa^2 = d_1 d_2$  nur für die kritische Kopplung gilt. Wenn nämlich  $\kappa <$  kritischer Wert, so wird

$$J_{2\max} = -j \frac{\omega M E_1}{R_1 R_2 + \omega^2 M^2}$$

und wenn  $\kappa >$  kritischer Wert ist, so wird

$$J_{2\max} = -j \frac{\omega M E_1}{2 R_2 \left( R_1 \pm j \sqrt{\frac{\omega^2 M^2 R_1}{R_2} - R_1^2} \right)}$$

Die Ableitung des Begriffes „kritische Kopplung“ sei im folgenden angeführt: Die Gl. (5) zeigt, wie groß  $X_2$  gemacht werden muß, wenn  $X_1, M, Z_2, \omega$  und  $E_1$  gegeben sind und ein  $J_{2\max}$  erreicht werden soll. Man erhält für  $X_2$  verschiedene Werte, je nachdem man  $X_1$  und  $Z_1$  wählt. Es gilt nun festzustellen, unter welchen Bedingungen ein  $J_{2\max}$  überhaupt erzielbar ist. Die folgenden Betrachtungen gelten nur unter Voraussetzung der Resonanz der beiden Kreise. In diesem Falle beträgt

$$J_{2\max} = \frac{\omega M E_1}{R_2 Z_1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_1} R_1} \quad (a)$$

Um das Maximum der  $J_{2\max}$  zu erhalten, muß  $X_1$  so verändert werden, daß die Gl. (a) zu recht bestehen bleibt. Dann kann man schreiben

$$X_1 \left( R_2 - \frac{\omega^2 M^2}{Z_1^2} R_1 \right) = 0. \quad (b)$$

Daraus folgt, daß notwendig  $X_1 = 0$  (c) oder  $\frac{R_2}{R_1} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_1^2}$  (d) die erforderliche Bedingung für  $J_{2\max}$  ergibt. Setzen wir in Gl. (d) für  $Z_1^2$  seinen Wert  $R_1^2 + X_1^2$  ein, so geht diese Gleichung über in

$$X_1^2 = (\omega^2 M^2 - R_1 R_2) \frac{R_1}{R_2} \quad (e)$$

Es gibt nun zwei Möglichkeiten. Entweder ist  $\omega^2 M^2$  größer oder kleiner als  $R_1 R_2$ . Im ersteren Fall wird der absolute Wert der Gl. (e) größer, man erhält also in diesem Fall den größeren Sekundärstrom. Ist aber im Grenzfalle  $\omega^2 M^2 = R_1 R_2$ , so haben wir hier den kritischen Wert der Kopplung. Wenn  $\omega^2 M^2 < R_1 R_2$ , so ist  $X_1 = 0$  (f) und  $X_2 = 0$  (f). Ist aber  $\omega^2 M^2 > R_1 R_2$ , so wird  $\frac{X_2}{X_1} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_1^2} = \frac{R_2}{R_1}$  (g). Beim kritischen Wert der Kopplung können also sowohl Gl. (f), als auch Gl. (g) einen Maximalwert von  $J_{2\max}$  ergeben. Wie sich diese Maximalwerte bei anderen Kopplungen als der kritischen verhalten, ist bereits oben gezeigt worden. Die Gl. (9) gilt selbstverständlich nur, wenn der Kopplungswert größer als der kritische ist. Das ist ohne weiteres aus dem Rechnungsgang ersichtlich.

Zur Vereinfachung der Berechnung von  $L_1$  sei noch darauf hingewiesen, daß Gleichung (8) ein Maximum hat, wenn  $\kappa^2 = \frac{d_2}{d_1} (d_1^2 + 1)$  wird. Es ist  $d = \frac{R}{\omega L}$ . Hat man  $d_2$

durch Messung festgestellt und löst die Gleichung von  $\kappa^2$  nach  $d_1$  auf, so ergibt sich der gesuchte Wert von  $L_1$ .

Die Ableitung der Gleichung von  $E = \frac{E_0}{D}$  auf dem Wege über  $X_1$  ist hier nicht am Platze und gilt nur für Kopplungen mit Widerständen und Drosseln. Die von der Röhre abgegebene Spannung ist ohne weiteres schon  $\frac{E_0}{D}$

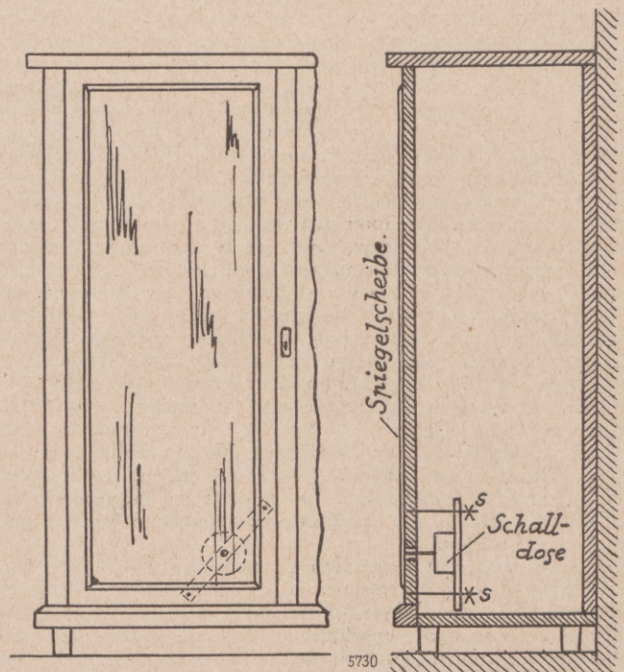
A. Cl. Hofmann.

\*

## Der Spiegel als Lautsprechermembran.

Prag, Ende Juni.

Bei Versuchen, die ich mit Lautsprecher-Antriebssystemen und verschiedenen Membranen anstellte, hielt ich den Übertragungsstift, der die Zungenschwingungen auf die Membran



überträgt, einmal an die Fensterscheibe. Zu meiner Überraschung war die Wiedergabe laut und deutlich. Bei Wiederholung des Versuches an einem großen Wandspiegel stellte sich heraus, daß hier die Wiedergabe wesentlich besser war und daß sich die größte Lautstärke dann ergab, wenn man den Übertragungsstift nicht in der Mitte der Spiegelscheibe, sondern ungefähr 3 bis 4 cm vom Rande mit leichtem Druck angreifen läßt. Die Spiegelscheibe gerät dann in kräftige Schwingungen, die man deutlich mit dem Finger spürt. Ganz ausgezeichnete Ergebnisse erhielt ich aber mit der Spiegelscheibe eines normalen Kleiderschranks. Durch die Resonanzwirkung des Kastens wird eine geradezu prächtige Wiedergabe erreicht. Ich habe nun eine selbstgebaute Schalldose, d. h. ein Antriebssystem, wie es für trichterlose Lautsprecher Verwendung findet, im Innern des Schrankes angebracht. (Näheres über die Anfertigung eines solchen Antriebssystems vgl. „Funk-Bastler“ Jahr 1926, Heft 43.) Die Wand des Kastens wird vorsichtig bis zur Spiegelscheibe durchbohrt. Durch diese Bohrung kommt der Übertragungsstift. Das ganze Antriebssystem wird auf einem Metallbügel montiert. Die beiden Schrauben S halten den Bügel so, daß der Übertragungsstift mit leichtem Druck von rückwärts auf der Spiegelscheibe aufliegt. Aus der Abbildung ist die ganze, sehr einfache Anordnung ersichtlich. Bekannte, denen ich diesen „Spiegel-Lautsprecher“ vorführte, waren geradezu verblüfft über die vorzügliche und an-

genehme Wiedergabe. Der ganze Raum ist erfüllt mit Musik, ohne daß man sofort feststellen kann, wo der Ausgangspunkt ist.

*Ewald Popp.*

\*

## Frontplatten aus Aluminium.

Berlin, Ende Juni.

Die metallische Abschirmung der Frontplatten von Empfängern zum Schutz gegen die Handkapazität oder Abschirmung wenigstens der Drehkondensatoren ist allgemein im Gebrauch; sie wird meist durch Zinn-, Aluminium- oder Kupferfolie vorgenommen, die man mit Hilfe eines Klebstoffes auf der Rückseite der Frontplatte aus Isoliermaterial anbringt. Es ist eine unangenehme und unerfreuliche Arbeit, denn man bekommt die Folie niemals fest und vor allem nie glatt und ohne Kniffe und Wellen, und von einer Bekleidung der ganzen Frontplatte, die durchaus erwünscht ist, muß man Abstand nehmen.

Eine absolut einwandfreie und von diesen Nachteilen völlig freie Schirmung läßt sich erreichen, wenn man die Frontplatte nicht aus dem gewohnten Isoliermaterial, sondern aus Metall wählt. Am geeignetsten ist Aluminium, da es das geringste Gewicht besitzt, sich leicht verarbeiten läßt und sehr günstige Schirmeigenschaften hat. Es bohrt sich natürlich schwerer als Hartgummi, und aus diesem Grunde wie aus dem guten Isolation wird man nur die unbedingt notwendigen Teile auf der Frontplatte anordnen. Das macht man jedoch bei der neuen Bauweise an sich schon. An der Vorderplatte befinden sich heute meist nur die Drehknöpfe für die Kondensatoren und für evtl. Kopplungen, desgleichen Um- und Ausschalter. Heizwiderstände und ähnliche nur einmal einzustellende Organe liegen innerhalb des Gerätes, und Antennen-, Batterie- und Telephonsteckbuchsen sind auf einer rückwärtigen besonderen Leiste vorgesehen. So sind nur recht wenig Bohrungen in der Aluminiumplatte auszuführen, und auch die Isolierung macht keine Sorgen, sie ist hier viel leichter vorzunehmen als bei der unstarren Folie. Verwendet man die modernen Drehkondensatoren, bei denen der Rotor mit der Metall-Tragekonstruktion verbunden ist, so kann man diese ohne Isolierung auf die Aluminiumplatte schrauben, denn die Rotoren der Kondensatoren müssen fast immer Erdpotential haben, und das gleiche ist für die Aluminiumplatte Bedingung. Alle Teile der Schaltung, die an Erde bzw. an minus Heizbatterie liegen, werden einfach mit der Aluminiumplatte verbunden, so daß diese gewissermaßen als Leiter wirkt; daraus ergeben sich bedeutende Kürzungen der Minusleitungen.

Ich habe praktisch feststellen können, daß die Aluminium-Frontplatte eine weit bessere, in der Tat absolute Vorkehrung gegen die Handkapazität darstellt, als die Auskleidung mit Folie. An sonst empfindlichsten Empfängern, die mit Aluminiumplatten ausgerüstet waren, konnte auch nicht der geringste Einfluß der bedienenden Hand festgestellt werden. Auch Nachteile zeigten sich in keiner Weise. Ich habe Neutrodyne- wie Superheterodyne-Empfänger und auch den sehr empfindlichen Solodyne mit Aluminiumplatten versehen und keine Verringerung der Leistungen feststellen können. Natürlich habe ich von vornherein darauf geachtet, daß ich mit den Teilen (Spulen usw.) überall mindestens 4 cm von der Platte wegblieb, und als Kondensatoren fanden solche Verwendung, bei denen der Abstand zwischen der Platte und den Plattensätzen auch rund 3 cm betrug.

Ausschlaggebend allein müßte schon der Preis sein, denn er liegt unter dem von Isolierplatten. Ich wähle die Aluminiumplatten 2,5 mm stark, was ausreichend ist, und zahlte für eine Platte 200 × 500 mm 2,90 M. Nach dem Bohren ließ ich sie in einer Spritzlackiererei vorn mit dem Sandstrahlgebläse abblasen und sauber matt lackieren und brennen, hinten grundieren, was 1,20 M. kostete. Die ganze 1000 cm<sup>2</sup> große Platte kostet demnach 4,10 M., das sind 0,41 Pf. pro cm<sup>2</sup>. Isoliermaterial kostet mindestens 0,6 Pf. Mir wird berichtet, daß ein Versandhaus lackierte Aluminiumplatten führt und 2 Pfennig pro cm<sup>2</sup> berechnet; das ist ein netter Verdienst (fast 400 v. H.), den der Funkfreund sparen kann, wenn er selbst in die Metallhandlung und in die Lackiererei geht, was sich auch schon deshalb lohnt, um die Platte nach dem Bohren lackiert zu erhalten.

*Erich Schwandt.*

## Kapazitiv-induktive Rückkopplung.

Mobschatz, Mitte Juni.

Die Abhandlung über kapazitiv-induktive Rückkopplung von Lab.-Ing. H. Schaper in Heft 22 des „Funk-Bastler“ wird sicher bei vielen Anhängern der Reinartz-Leithäuser-Schaltung großes Interesse gefunden haben. Unter den verschiedenen Schaltungen habe ich jedoch eine Variante vermißt, der ich nach eingehenden Versuchen die beste Wirkung zuschreiben muß. Es ist eine Kombination der Schaltbilder 4 und 6, also sowohl Induktion als auch Kapazität veränderlich. Der Rückkopplungskondensator liegt, ebenso wie vom Verfasser des erwähnten Artikels angegeben, zwischen Gitterspule und Rückkopplungsspule. Sein Rotor liegt an Erde.

Die Veränderlichkeit der Induktion sowie der Kapazität ist durchaus keine überflüssige Häufung, denn die Schaltung gestattet eine Regulierung der Rückkopplung in weiten Grenzen. Ihre Auswertung geschieht in folgender Weise: Die grobe Regulierung der Rückkopplung erfolgt durch Veränderung des Spulenabstandes, die Feinregulierung durch Drehen des Kondensators. Es sei zugegeben, daß diese Regulierung etwas umständlich erscheint, aber sie lohnt reichlich. Man wird erstaunt sein, was man mit ihrer Hilfe aus seinem Empfangsgerät herausholen kann.

Von besonderem Interesse dürfte es sein, daß die Rückkopplung des Fernempfängers des Telegraphentechnischen Reichsamts (vgl. Heft 23 des „Funk-Bastler“) mit der beschriebenen Schaltung genau übereinstimmt. *F. Steinhausen.*

\*

## Erfahrungen mit „Funk“-Empfängern.

Hamburg, Anfang Juni.

Es wäre sehr angebracht, wenn die Funkfreunde, die über Erfolge mit irgendeiner Schaltung oder einem Gerät mitteilen, gleichzeitig angeben würden, ob diese Resultate an Hoch- oder Zimmerantennen gemacht, ob auf dem Lande oder in der Großstadt und welche Lage der Ortssender zum Empfänger hat. Diese Punkte sind sehr viel wichtiger als eine ganze Seite Beschreibung.

Wir haben hier in Hamburg festgestellt, daß mit einem Gerät 1 × Audion und 1 × Niederfrequenz knapp Lautsprecherstärke zu erzielen war, während in einem kleinen Bauernhause, etwa eine Stunde von Hamburg entfernt, mit Bodenantenne verschiedene kleine Sender im Lautsprecher zu bekommen waren.

Wenn nun ein Bastler, der auf dem Lande wohnt, mitteilt, daß er mit der Schaltung die und die Erfolge hatte, ohne anzugeben, wo er wohnt und mit welcher Antenne er diese Resultate erzielte, so fällt mancher Bastler, der in der Großstadt wohnt, darauf herein, sein Gerät mit dem er nichts erreicht hat, nach dieser Schaltung umzubauen; der Erfolg ist dann jedoch gleich Null, und der Bastler wird dadurch noch verärgert.

*Josef Jakubowski.*

\*

## Welcher Telegraphiesender stört Prag?

Dresden, Anfang Juni.

Prag wird durch einen Telegraphiesender gestört, der genau auf der gleichen Welle wie Prag arbeitet. Ort der Beobachtung: Dresden-Striesen, Bergmannstraße, Dresden-Trachenberge, Kandlerstraße; Zeit der Beobachtung: seit Wochen, unregelmäßig, meist 11.00—12.00 Uhr und 17.00 bis 18.00 Uhr, also zur Prager Sendezeit. Abends ist die Störung seltener bemerkt worden, jedoch fast regelmäßig auch Sonntags 10.00—11.30 Uhr. Es ist ein tönender Sender, dessen Zeichen im Lautsprecher oft so stark sind, daß jeder Empfang von Prag unmöglich wird. In Frage käme vielleicht der Dresdener Polizeisender oder ein Privatsender irgendeiner Zeitung. Auffallend ist, daß der Telegraphiesender stets dann arbeitet, wenn auch Prag sendet.

An dieser Stelle möchte ich mich auch über die unmäßigen Rückkoppler beklagen, die vor allem Berlin und auch wieder Prag stören. Ist es nicht möglich, daß, wie auch in anderen Städten, der Funkverein Dresden ein Peilgerät beschafft, um der Störer habhaft zu werden?

Zuschriften über Beobachtung und Fixierung des Telegraphiesenders sind an die Schriftleitung des „Funk“ erwünscht.

*Martin Zimmer.*

\*

Wer gibt „Beka“-Drosseln ab? Ich benötige für mein nach Heft 23 des „Funk-Bastler“, Jahr 1926, gebautes Gerät Beka-Netzanschlußdrosseln, die im Handel nicht mehr zu haben sind. Welcher Funkfreund weiß noch eine Bezugsquelle oder könnte mir gleichwertige Drosseln empfehlen?

*Hans Hadeball.*