

WYDZIAŁY POLITECHNICZNE KRAKÓW

BIBLIOTEKA GŁÓWNA

L. inw. ~~20~~

III

Die Empfänger  
unter besonderer Berücksichtigung  
der Rundfunkempfangsschaltungen

Von

Dipl.-Ing. Hermann Saacke

Mit 82 Abbildungen



951

# Sammlung Götschen

Unser heutiges Wissen  
in kurzen, klaren, allgemeinverständlichen  
Einzeldarstellungen

---

Walter de Gruyter & Co.

vormalig G. J. Götschen'sche Verlagsbuchhandlung / J. Guttentag, Verlagsbuchhandlung / Georg Reimer / Karl J. Trübner / Veit & Comp.

Berlin W. 10 und Leipzig

---

## Elektrotechnische Bibliothek

aus der Sammlung Götschen

---

**Elektrotechnik.** Einführung in die Starkstromtechnik  
von Prof. I. Herrmann.

I. Die physikalischen Grundlagen. Mit 87 Fig. u. 16 Taf. Nr. 196

II. Die Gleichstromtechnik. Mit 121 Figuren u. 16 Tafeln. Nr. 197

III. Die Wechselstromtechnik. Mit 153 Figuren u. 16 Tafeln. Nr. 198

IV. Die Erzeugung u. Verteilung der elektrischen Energie.

Mit 100 Figuren und 16 Tafeln . . . . . Nr. 657

**Luftelektrizität** von Dr. Karl Kähler. Mit 19 Abbild. . . . . Nr. 649

**Erdmagnetismus, Erdstrom und Polarlicht** von Prof.

Dr. A. Nippoldt. Mit 18 Figuren und 7 Tafeln . . . . . Nr. 175

**Radioaktivität** von Prof. Dr. P. Ludewig. Mit 27 Abb. . . . . Nr. 317

**Physikalische** . . . . . Nr. 650

**Technische** . . . . . Nr. 579

Mit 106 Fig. . . . . .

**Technische** . . . . .

des Maschinensbaus . . . . .

Deutsch-Französisch . . . . .

Deutsch-Englisch . . . . .

Biblioteka Politechniki Krakowskiej



100000295800

453, 454  
395, 396

- Englisch für Techniker.** Ein Lese- und Übungsbuch für Ingenieure von Albany Featherstonhaugh und Ing. Carl Volk. 2 Teile. Mit 44 Figuren . . . . . Nr. 705, 706
- Schaltanlagen in elektrischen Betrieben** von Prof. Dr. F. Niethammer.
- I. Allgemeines. Schaltpläne. Einfache Schalttafeln. Mit 46 Figuren . . . . . Nr. 796
- II. Schaltanlagen für hohe Spannungen und große Leistungen. Schaltkästen. Schutzvorrichtungen. Mit 53 Fig. Nr. 797
- Einführung in die Hochspannungstechnik** von Prof. Dr.-Ing. K. Fischer. 2 Bände. Mit 138 Figuren . . . Nr. 609, 940
- Ströme und Spannungen in Starkstromnetzen** von Diplom-Elektro-Ing. Josef Herzog und Prof. Feldmann. Mit 68 Abbild. . . . . Nr. 456
- Die zweckmäßigste Betriebskraft** von Ober-Ing. Friedrich Barth.
- I. Einleitung. Dampfkraftanlagen. Verschiedene Kraftmaschinen. Mit 19 Figuren . . . . . Nr. 224
- II. Gas-, Wasser- und Wind-Kraftanlagen. Mit 24 Abb. Nr. 225
- III. Elektromotoren. Betriebskostentabellen. Graph. Darstellungen. Wahl der Betriebskraft. Mit 13 Abb. Nr. 474
- Elektromotorische Betriebe** (Grundlagen für die Berechnung) von Prof. Dr.-Ing. A. Schwaiger. Mit 25 Abb. Nr. 827
- Elektrische Bahnen** von Prof. Dr.-Ing. A. Schwaiger. Mit 45 Abbild. . . . . Nr. 958
- Straßenbahnen** von Dipl.-Ing. A. Boshart. Mit 72 Abb. Nr. 559
- Elektrokarren, Automobile, Personen- und Lastautomobile** sowie Elektrokarren. Von Ing. R. Thebis. Mit 77 Abb. . . . . Nr. 948
- Die Elektrizität im Dienste der Kraftfahrzeuge** von Geh. Reg.-Rat Dr.-Ing. Rich. Albrecht. Mit 46 Figuren. Nr. 815
- Die Elektromotoren, ihre Arbeitsweise u. Verwendungsmöglichkeit** von Prof. Dr. F. Niethammer.
- I. Gleichstrommotoren, Mehrphas. Synchron- u. Asynchronmotoren. Mit 56 Figuren . . . . . Nr. 798
- II. Kommutatormotoren. Mech. Aufbau. Wirtschaftlichkeit u. a. Mit 62 Figuren . . . . . Nr. 799
- Transformatoren** von Prof. Dipl.-Ing. Fr. Sallinger. Mit 66 Abbild. u. 12 Tafeln . . . . . Nr. 952
- Gleichrichter** von Dipl.-Ing. Josef Just. Mit 90 Abb. . . Nr. 945
- Die Gleichstrommaschine** von Prof. Dipl.-Ing. Fr. Sallinger. 2 Bände. Mit 129 Figuren u. 6 Tafeln . . . . . Nr. 257, 881
- Aufgabensammlung über die Gleichstrommaschine** mit Lösungen von Prof. Dipl.-Ing. Fr. Sallinger. Mit 38 Fig. Nr. 912
- Wechselstromerzeuger** von Prof. Dipl.-Ing. Fr. Sallinger. Mit 77 Figuren . . . . . Nr. 547
- Blitzschutz der Gebäude** von Baurat H. Klaißer. Mit 39 Abbild. . . . . Nr. 982
- Elektrische Förderanlagen** von Prof. Dr.-Ing. A. Schwaiger. Mit 30 Abb. . . . . Nr. 678

- Elektrische Öfen** v. Prof. Dr. Osw. Meyer. Mit 83 Abb. Nr. 704
- Röntgenstrahlen** (Physik, Technik u. Anwendungen) v. Dr. phil. nat. Rich. Herz. Mit 48 Textfig. u. 36 Abb. auf 16 Taf. Nr. 950
- Die elektrische Telegraphie** mit Drahtleitung von Prof. I. Herrmann.
- I. Die Telegraphie mit Morsezeichen. Mit 124 Figuren . . Nr. 172
- II. Die Typendrucktelegraphen. Mit 76 Textfig. u. 18 Abb. auf 16 Tafeln . . . . . Nr. 975
- Das Fernsprechwesen** von Dipl.-Ing. W. Winkelmann. 2 Bände. Mit 124 Figuren . . . . . Nr. 155, 773
- Bildtelegraphie** von Prof. Dr. A. Korn. Mit 41 Fig. und 8 Taf. Nr. 873
- Radiotechnik I.** Allgem. Einführung von Prof. I. Herrmann. Mit 75 Figuren im Text und 18 Abbild. auf 16 Tafeln . . Nr. 888
- **II.** Wellentelephonie von Dr. Werner Bloch. Mit 80 Abb. Nr. 946
- **III.** Die Empfänger von Dipl.-Ing. Hermann Saacke. Mit 82 Abbild. . . . . Nr. 951
- **IV.** Stromquellen für Röhrenempfangsgeräte, galvanische Elemente, Akkumulatoren und Netzanschlußgeräte von Dr.-Ing. Richard Albrecht. Mit 61 Abbild. . . . . Nr. 966
- **V.** Die Elektronenröhre von Dipl.-Ing. Otto Stürner. Mit 88 Figuren und 35 Abbild. auf 16 Tafeln . . . . . Nr. 974
- Die Kraftstellwerke der Eisenbahnen** von Oberbaurat a. D. S. Scheibner. 2 Bände. Mit 70 Abb. u. 1 Tafel. Nr. 689, 690
- Das elektrische Fernmeldewesen bei den Eisenbahnen** von Geh. Baurat K. Fink. Mit 54 Abb. . . . . Nr. 707
- Die elektrischen Meßinstrumente.** Die Wirkungsweise der gebräuchlichsten Meßinstrumente der Elektrotechnik von Prof. I. Herrmann. Mit 167 Figuren . . . . . Nr. 477
- Die elektrische Meßtechnik I** von Prof. I. Herrmann. Mit 85 Figuren . . . . . Nr. 885
- Physikalische Messungsmethoden** von Professor Dr. Wilh. Bahrdt. Mit 54 Figuren . . . . . Nr. 301
- Elektrizität und Magnetismus** von Prof. Dr. G. Jäger. Mit 33 Figuren . . . . . Nr. 78
- Elektromagnetische Lichttheorie und Elektronik** von Prof. Dr. G. Jäger. Mit 17 Figuren . . . . . Nr. 374
- Elektrische Schwingungen** von Professor Dr. Herm. Rohmann. 2 Bände. Mit 133 Figuren . . . . . Nr. 751, 752
- Die Akkumulatoren für Elektrizität** v. Geh. Reg.-Rat Dr.-Ing. Rich. Albrecht. Mit 56 Figuren . . . . . Nr. 620
- Tragbare Akkumulatoren** von Geh. Reg.-Rat Dr.-Ing. Rich. Albrecht. Mit 61 Abb. . . . . Nr. 919
- Tarife für den Verkauf elektrischer Arbeit** von Dipl.-Ing. Paul Munk. Mit 26 Abbild. . . . . Nr. 969

---

Weitere Bände sind in Vorbereitung

Sammlung Göschen

# Radiotechnik

III

**Die Empfänger**  
unter besonderer Berücksichtigung  
der Rundfunkempfangsschaltungen

Von

**Dipl.-Ing. Hermann Saacke**

Mit 82 Abbildungen



M. 61



Berlin und Leipzig  
Walter de Gruyter & Co.

vormals G. J. Göschen'sche Verlagshandlung · J. Guttentag, Verlags-  
buchhandlung · Georg Reimer · Karl J. Trübner · Veit & Comp.

1926

By/40

Radioelektronik

III

I-301378

Alle Rechte, insbesondere das Übersetzungsrecht,  
von der Verlagshandlung vorbehalten.

BIBLIOTEKA POLITECHNICZNA  
KRAKÓW

~~796~~  
M. O. M.

RPZ-10 567/2016

Druck von C. G. Röder G. m. b. H., Leipzig. 898726

Akc. Nr.

~~343~~ 150

# Inhaltsverzeichnis.

	Seite
1. Die Aufgabe des Empfängers . . . . .	6
<b>I. Die Schwingungskreise.</b>	
2. Der Wechselstrom . . . . .	7
3. Der Widerstand . . . . .	9
4. Die Induktivität . . . . .	10
5. Die Kapazität . . . . .	13
6. Zusammensetzung gleichartiger Widerstände . . . . .	14
7. Reihenschaltung von verschiedenen Widerständen . . . . .	15
8. Parallelschaltung von Induktivität und Kapazität . . . . .	17
9. Der freie Schwingungskreis . . . . .	19
10. Die Dämpfung und die Resonanzkurve . . . . .	20
11. Gekoppelte Schwingungskreise . . . . .	22
12. Siebanordnungen . . . . .	24
13. Brücken- und Differentialschaltung . . . . .	28
14. Die Antenne . . . . .	29
15. Die ausgesandten Wellen . . . . .	33
16. Die Einstrahlung . . . . .	35
<b>II. Detektor und Röhre.</b>	
17. Der Detektor . . . . .	38
18. Die Eingitterröhre . . . . .	41
19. Die Doppelgitterröhre . . . . .	44
20. Die Gleichrichtung mit der Röhre . . . . .	46
21. Das Audion . . . . .	47
22. Die Verstärkung . . . . .	49
23. Die Schwingungserzeugung . . . . .	53
<b>III. Zubehörteile.</b>	
24. Das Telephon . . . . .	56
25. Der Lautsprecher . . . . .	58
26. Die Batterien . . . . .	59
<b>IV. Rundfunkempfangsschaltungen.</b>	
27. Grundsaltungen mit Detektor und Audion . . . . .	61
28. Rückkopplungsschaltungen . . . . .	64
29. Verstärkerschaltungen . . . . .	71
30. Schaltungen für Schwingungsvermeidung . . . . .	81
31. Zwischenfrequenzverstärkung . . . . .	84
32. Pendelrückkopplungsschaltungen . . . . .	90
33. Doppelverstärkungsschaltungen . . . . .	94
34. Auswahl der Schaltungen . . . . .	99
35. Zusammenbau der Schaltungen . . . . .	100
36. Industrieempfänger . . . . .	103
<b>V. Telegraphieempfang.</b>	
37. Anwendungsgebiet . . . . .	105
38. Empfang gedämpfter und ungedämpfter Sender . . . . .	106
39. Großstationsempfang . . . . .	108
40. Kurzwellenempfang . . . . .	112
Register . . . . .	115

## Literatur.

### Grundlagen:

- Rohmann, Elektrische Schwingungen. 2 Bde. (Sammlung Götschen Bd. 751 und 752.) Verlag Walter de Gruyter & Co., Berlin.
- Herrmann, Elektrotechnik I: Die physikalischen Grundlagen. (Sammlung Götschen Bd. 196.) Verlag Walter de Gruyter & Co., Berlin.
- Herrmann, Radiotechnik I: Allgemeine Einführung. (Sammlung Götschen Bd. 888.) Verlag Walter de Gruyter & Co., Berlin.
- Rein-Wirtz, Radiotelegraphisches Praktikum. Verlag Jul. Springer, Berlin.
- Barkhausen, Elektronenröhren I. Verlag S. Hirzel, Leipzig.

### Über Schaltungen:

- Lübben, Röhrenempfangsschaltungen. Verlag Hermann Meusser, Berlin.
- Lübben, Die neuesten Röhrenempfangsschaltungen. Verlag Hermann Meusser, Berlin.
- Skott-Taggart, Die Vakuumröhren und ihre Schaltungen. Verlag Jul. Springer, Berlin.

### Zeitschriften:

- Radioamateur. Verlag Jul. Springer, Berlin.
- Funk. Verlag Weidmannsche Buchhandlung, Berlin.
- Radioumschau. Verlag H. Bechhold, Frankfurt.
- Radio für alle. Verlag Franckh, Stuttgart.
-

## Bezeichnungen.

- A* Einheit der Stromstärke = Ampere.  
*c* Lichtgeschwindigkeit =  $3 \cdot 10^{10}$  cm in der Sekunde.  
*C* Kapazität.  
 $\Theta$  Logarithmisches Dekrement der Dämpfung.  
*e* Wechselspannung.  
*E* Gleichspannung, Wechselspannungsamplitude.  
*f* Frequenz, gemessen in: Hertz = Schwingungen je Sekunde.  
*F* Einheit der Kapazität = Farad =  $9 \cdot 10^{11}$  „cm“.  
*H* Einheit der Induktivität = Henry =  $10^9$  „cm“.  
*i* Wechselstrom.  
*I* Gleichstrom, Wechselstromamplitude.  
*L* Induktivität.  
 $\mu$  Mikro . . . = Millionstel.  
*m* Milli . . . = Tausendstel.  
*M* Meg(a) . . . = Million.  
 $\omega$  Kreisfrequenz =  $2\pi f$ .  
 $\Omega$  Einheit des Widerstandes = Ohm.  
*R* Ohmscher Widerstand.  
*R<sub>i</sub>* innerer Röhrenwiderstand.  
*S* Steilheit der Röhre.  
*t* Zeit in Sekunden.  
*T* Zeit einer Schwingung.  
*v* Verstärkungsfaktor der Röhre.  
*V* Einheit der Spannung = Volt.



## 1. Die Aufgabe des Empfängers.

Die Aufgabe des Empfängers ist es, die von einem bestimmten Sender ausgestrahlten Wellen aufzufangen, zu verstärken, wenn notwendig, und die von ihnen getragenen Zeichen so wiederzugeben, wie sie auf den Sender gebracht wurden. Das Auffangen der Wellen übernehmen die Antennen, die Aussiebung erreicht man durch richtig gewählte Schwingungskreise; zur Verstärkung werden Röhren verwendet, die miteinander zweckmäßig gekoppelt sein müssen; gleichfalls benutzt man die Röhre oder auch einen Detektor zur Umwandlung der Hochfrequenz in die übertragene Ton- oder Zeichenfrequenz. Zur endgültigen Verwandlung der elektrischen Energie in akustische dienen Telephon oder Lautsprecher. Diese einzelnen Glieder günstig miteinander zu verbinden, so daß man den Ansprüchen an Einfachheit, Lautstärke und Tonreinheit gerecht wird, ist die besondere Aufgabe der Schaltungstechnik. Dabei ergibt sich eine Fülle von Möglichkeiten, die für den Wissenschaftler wie für den Bastler dauernd neue Anregungen ergeben. Seltener werden wirklich neue Grundgedanken in den Kreis der Betrachtung gezogen, viel häufiger werden neue Anwendungen und Zusammenstellungen angegeben. Dazu kommt, daß Verbesserungen in der Wahl und im Aufbau der Einzelteile immer wieder neue Fortschritte bringen; denn das Schaltbild allein genügt oft nicht, um das beste Arbeiten einer Schaltung zu gewährleisten, da die Wirkung der Einzelteile nicht nur von ihren leicht erfaß-

baren elektrischen Eigenschaften, sondern auch von ihrer besonderen Ausführungsform und der gegenseitigen Beeinflussung abhängt. Immer aber wird die genaue Kenntnis der physikalischen Zusammenhänge und die Klarheit über die schaltungstechnische Zusammensetzung auch bei verwickelten Anordnungen zum Ziel führen, sowohl den, der sich mit dem kritischen Studium der Schaltungen befaßt, als auch den, der sich durch Selbstbau und Erproben in das Radiogebiet hineinarbeiten will.

## I. Die Schwingungskreise.

### 2. Der Wechselstrom.

Grundlegend für das Verständnis sind die Vorgänge in einem Kreis, der Widerstand, Induktivität und Kapazität enthält und von einem Wechselstrom durchflossen wird.

Die in Abb. 1 gezeichnete Wechselstromquelle (z. B. eine Maschine) liefert eine Spannung  $e$ , welche sich sinusförmig mit der Zeit ändert und durch den Ausdruck  $e = E \cdot \sin \omega t$  (wo  $\omega = 2\pi f$ ) gegeben ist; hierbei bedeutet  $E$  den Höchstwert (die Amplitude),  $f$  die Frequenz und  $t$

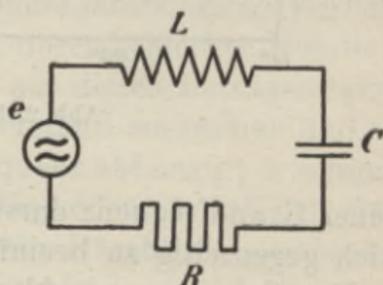


Abb. 1. Wechselstromkreis (Reihenschaltung).

die Zeit, wie es aus Abb. 2 näher hervorgeht. In der Zeit

$t = T = \frac{1}{f}$  ist gerade eine Schwingung abgelaufen, in einer

Sekunde finden demgemäß  $f$  Schwingungen statt. Diese werden nun von der Spannung  $e$  dem Kreise aufgedrückt, und es fließt ein Strom, dessen Größe in jedem Augenblick

von dem Widerstand, der Induktivität und der Kapazität abhängt, wie es in folgendem näher ausgeführt ist. Dabei sind der Betrachtung Ströme und Spannungen zugrunde gelegt, die sich rein sinusförmig mit der Zeit ändern. In Wirklichkeit hat man es allerdings mit mehr oder weniger verzerrten Kurvenformen zu tun; diese lassen sich aber immer als eine Summe reiner Sinuskurven von vielfachen

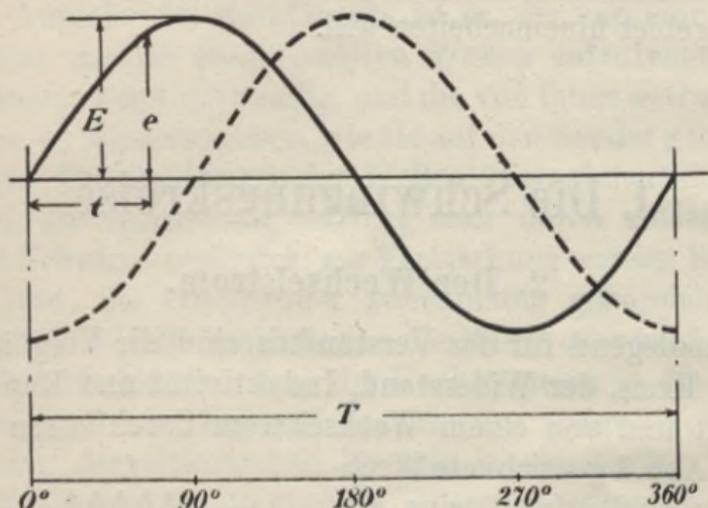


Abb. 2. Sinusschwingungen.

einer Grundfrequenz darstellen und überlagern sich, ohne sich gegenseitig zu beeinflussen.

Der Schwingungszahl nach unterscheidet man hauptsächlich zwei Gebiete, mit denen sich die Empfangstechnik zu befassen hat. Das erste umfaßt die Nieder- oder **Tonfrequenz**; man versteht darunter im weitesten Sinne alle Schwingungen, die das Ohr als solche aufnehmen kann:  $f = 16$  bis  $20\,000$  Hertz\*). Darüber liegt die **Hochfrequenz**;

\*) Hertz = Schwingungen je Sekunde; die Einheit wurde zu Ehren des deutschen Physikers Hertz so genannt.

sie dient der eigentlichen drahtlosen Übertragung und erstreckt sich bis  $f = 50$  Millionen Hertz. Für den Rundfunk im besonderen ist für große Sender eine Frequenz von 150 000—300 000 Hertz und die kleineren eine solche von 500 000—1 500 000 Hertz gebräuchlich.

### 3. Der Widerstand.

Der Ohmsche Widerstand ist dadurch gekennzeichnet, daß eine an ihm liegende Spannung in jedem Augenblick einen proportionalen Strom hervorruft:  $e = i \cdot R$  (Ohmsches Gesetz). Es wird in ihm eine elektrische Leistung verbraucht, die gegeben ist als das Produkt des Stromquadrates  $i^2$  mit dem Widerstand  $R$ . Im Schwingungskreis braucht der Widerstand als solcher nicht besonders eingeschaltet zu sein, sondern er ist allgemein ein Maß für jeden erwünschten oder unerwünschten Energieverbrauch. Ein unerwünschter Energieverbrauch, d. h. ein Verlust, entsteht im Ohmschen Widerstand der Spule und der Zuleitungen, im Dielektrikum des Kondensators, durch Wirbelströme in benachbarten Leitern, durch schlechte Isolation oder durch Hysterese im Eisen; aus diesen Beträgen setzt sich der gesamte wirksame Widerstand zusammen und er ist deshalb wie jene von der Frequenz abhängig; er nimmt mit wachsender Frequenz zu. Das bedeutet, daß den einzelnen Verlustquellen um so mehr Beachtung geschenkt werden muß, je höher die Frequenz ist.

Der Ohmsche Widerstand eines Drahtes hängt von seiner Länge  $l$ , seinem Querschnitt  $q$  und dem spezifischen Widerstand des Materials ab, wie die unten folgende Formel zeigt; mißt man  $l$  in m,  $q$  in qmm, so ergibt sich für:

Kupfer	$\rho = 0,016$	Zinn	$\rho = 0,14$
Silber	$\rho = 0,017$	Nickelin	$\rho = 0,4$
Aluminium	$\rho = 0,028$	Konstantan	$\rho = 0,5$
Eisendraht	$\rho = 0,13$	Kohle	$\rho = 100—1000$

Für eine Spule von 50 Windungen mit 5 cm Durchmesser ( $l = 50 \cdot \pi \cdot 0,05 = 7,85$  m), die aus Kupferdraht von 0,5 mm Durchmesser ( $q = 0,25 \cdot \pi \cdot 0,5^2 = 0,2$  qmm) besteht, errechnet sich der Widerstand:

$$R = \varrho \cdot \frac{l}{q} = 0,016 \frac{7,85}{0,2} = 0,64 \ \Omega.$$

Bei sehr hoher Frequenz des durchfließenden Wechselstromes wird der Strom an die Oberfläche des Drahtes gedrängt (Skinneffekt); es steht ihm also nicht mehr der ganze Querschnitt zur Verfügung und der Widerstand erhöht sich. Für den oben angenommenen Draht würde sich bei einer Frequenz  $f = 100\,000$  Hertz der Widerstand auf  $0,73 \ \Omega$  und bei  $f = 3\,000\,000$  Hertz auf  $3 \ \Omega$  erhöhen. In dickeren Drähten macht sich dieser Skinneffekt noch stärker bemerkbar, in dünneren weniger stark.

Für die Herstellung von Regulierwiderständen, z. B. für den Heizkreis bei Röhren, verwendet man Material von hohem spezifischem Widerstand ( $\varrho = 0,5$ ); eine Berechnung ist auf Seite 60 durchgeführt. Für noch höhere Widerstände eignen sich Zusammensetzungen mit Kohle; es lassen sich dann je nach der Mischung bei gleicher äußerer Form beliebige Widerstandswerte ( $R = 10\,000$ — $10\,000\,000 \ \Omega$ ) erreichen. Die gewöhnlichen Silitwiderstände, die auf diese Weise hergestellt sind, lassen sich allerdings nicht sehr stark belasten; bei Durchfluß von  $5$ — $10$  mA ändert sich ihr Widerstand schon ganz bedeutend; bei neueren Hochohmwiderständen, die auf dem Markt zu haben sind, ist dieser Nachteil fast behoben.

#### 4. Die Induktivität.

Fließt durch eine Spule ein Strom, so entsteht in ihr ein magnetisches Feld\*); in diesem ist eine bestimmte Energie

\*) Vgl. Herrmann, Elektrotechnik I, S. 51 ff.

aufgespeichert; als Maß für die Energie nimmt man die Induktivität  $L$ , die in Henry ( $H$ ) gemessen wird, und von der Form, der Größe und der Windungszahl der Spule abhängt. Ändert sich der Strom  $i$ , so ändert sich die magnetische Energie ( $\frac{1}{2} Li^2$ ) der Spule; das äußert sich dadurch, daß die Spannung an der Spule der Änderung des Stromes proportional ist. Einem Wechselstrom setzt die Spule einen induktiven Widerstand ( $L \cdot 2\pi f = L\omega$ ) entgegen, der um so größer ist, je höher die Frequenz  $f$  ist. Der Zusammenhang zwischen Strom und Spannung an der Spule ist in Abb. 2 dargestellt, wenn die gestrichelte Linie den Strom und die ausgezogene die Spannung darstellt. Man sieht, daß die Spannung der Änderung des Stromes proportional ist, und deshalb der Strom der Spannung um eine Viertelschwingung nacheilt. Als Folge der Frequenzabhängigkeit des induktiven Widerstandes ist besonders hervorzuheben, daß der induktive Widerstand einer kleinen Schleife, der bei niedriger Frequenz noch keine Rolle spielt, bei sehr hoher Frequenz eine beachtenswerte Größe erreichen kann.

Das soll an einem Beispiele gezeigt werden. Eine Drahtwindung von 15 cm Durchmesser hat eine Induktivität\*) von ungefähr  $L = 4,0 \cdot 10^{-7} H$ ; eine solche Schleife kann sich als Zuleitung bei ungünstiger Drahtführung leicht ergeben. Für eine Tonfrequenz z. B.,  $f = 500$  Hertz, ergibt sich ein induktiver Widerstand von  $L\omega = 4,0 \cdot 10^{-7} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 500 = 0,00126 \Omega$ , der für eine Rundfunksendefrequenz von  $f = 1\,000\,000$  Hertz auf  $2,56 \Omega$  steigt und für die hohen Telegraphiefrequenzen, z. B.  $f = 30\,000\,000$ , auf  $76,8 \Omega$  steigt.

Die Abb. 3 zeigt eine der gebräuchlichen Arten von Spulen, die körperlose Ledionspule; es gibt noch eine Reihe ähnlich gebauter, z. B. die sogenannten Honigwabenspulen; bei ihrer Herstellung sind die beiden Gesichtspunkte berücksichtigt, daß einer-



Abb. 3.  
Die Ledionspule  
von C. J. Vogel.

\*) Die Berechnung von Spulen findet sich in: Rein-Wirtz (3. Aufl. 1921), S. 127.

seits bei gleicher Windungszahl die Induktivität um so größer ist, je näher die einzelnen Windungen beieinanderliegen, daß aber andererseits die Eigenkapazität, die schädlich wirkt, auch um so größer ist, je enger die Windungen aneinanderliegen und je länger sie nebeneinander herlaufen. Die folgende Tabelle zeigt für die handelsüblichen Honigwabenspulen den Zusammenhang von Windungszahl  $w$ , Induktivität  $L$  und Widerstand  $R$

$w$	$L$ in $10^{-3} H$	$R$ in $\Omega$
25	0,052	0,5
35	0,088	0,75
50	0,146	1,25
75	0,293	1,50
100	0,543	1,75
150	1,140	2,50
200	1,890	4,25

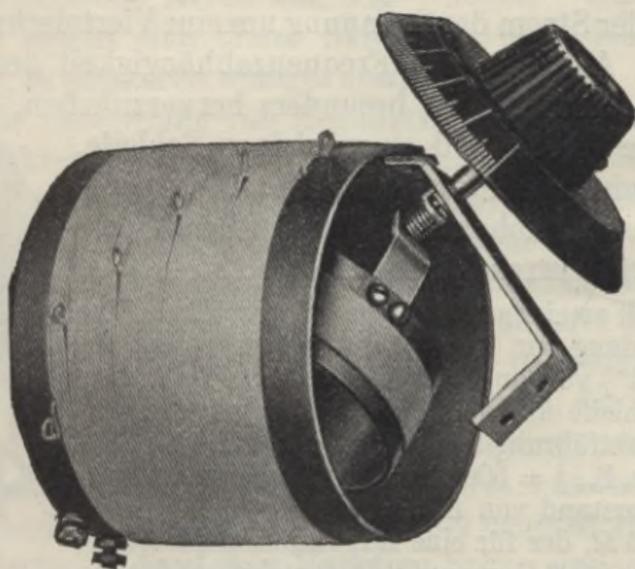


Abb. 4. Variometer mit Abzapfungen (Fabrikat Daimon).

Die Abb. 4 zeigt für den einfachen Fall einer Zylinderwicklung, wie die Induktivität stetig veränderlich gemacht werden kann. Die innere und äußere Spule sind hintereinandergeschaltet; wird nun die innere so gedreht, daß die magnetischen Felder sich verstärken, dann ist die Induktivität groß und nimmt mit wachsender Verdrehung der inneren Spule bis auf den fünften bis achten Teil

ab. Stufenweise Veränderung der Induktivität einer Spule kann man durch Abzapfungen oder durch einen verschiebbaren Abgriff erreichen; dabei macht sich oft der leerlaufende Teil der Spule, wenn er sehr groß ist gegenüber dem benutzten, schädlich bemerkbar.

## 5. Die Kapazität.

Für die Wirkung des Kondensators\*) ist seine Kapazität  $C$  maßgebend; man versteht darunter das Verhältnis der aufgebrauchten Elektrizitätsmenge zur entstandenen Spannung. Fließt ein Strom zum Kondensator, so nimmt seine Spannung allmählich zu. In der Abb. 2 würde z. B. die ausgezogene Linie den Strom darstellen und die gestrichelte die infolgedessen entstehende Spannung. Man sieht, daß der Strom der Spannung um eine Viertelschwingung voraus-eilt. Die Einheit für die Größe der Kapazität ist das Farad  $F$ ; gebräuchlich ist es, den millionsten Teil zu nehmen: Mikrofarad  $\mu F$  oder auch den millionsten Teil des  $\mu F$ , das Mikromikrofarad oder  $\mu\mu F$ . Oft verwendet man das „cm“, wobei  $0,9 \text{ „cm“} = 1 \mu\mu F$  sind. Der kapazitative Widerstand eines Kondensators beträgt:  $\frac{1}{C\omega} = \frac{1}{C \cdot 2\pi f}$ ; er ist also umgekehrt proportional der Kapazität  $C$  und der Frequenz  $f$ .

Wie ein Beispiel zeigen möge, bietet die kleine Kapazität von  $5 \mu\mu F$ , die z. B. von den Zuführungen zu einer Röhre gebildet sei, den Tonfrequenzen ( $f = 1000$ ) einen so hohen kapazitiven Widerstand  $R_c = \frac{1}{(5 \cdot 10^{-12} \cdot 2\pi \cdot 1000)} = 30 \cdot 10^6 \Omega$ , daß praktisch kein Strom fließen kann; ist aber die Frequenz sehr hoch (z. B.  $f = 1000000$ ), so geht bereits ein wesentlicher Anteil des Stromes verloren, da  $R_c$  nur noch  $30000 \Omega$  beträgt.

Beträgt die Fläche eines Kondensators  $Q$  qcm, der Abstand der Belegungen  $a$  cm und die Dielektrizitätskonstante des Mediums  $\varepsilon$ , so ergibt sich seine Kapazität zu

$$C = \frac{\varepsilon \cdot Q}{11,3 \cdot a} \mu\mu F.$$

\*) Vgl. Herrmann, Elektrotechnik I, S. 80 ff.

Es beträgt	für Luft	$\varepsilon = 1$
	Hartgummi, Öl	$\varepsilon = 2 - 3$
	Glas	$\varepsilon = 3 - 8$
	Porzellan	$\varepsilon = 5$
	Glimmer	$\varepsilon = 6 - 8$

Für feste Kondensatoren wird gewöhnlich Glimmer verwendet, für die veränderlichen neuerdings nur noch Luft, da dann auch

die dielektrischen Verluste wegfallen; bei den Drehkondensatoren bilden die feststehenden Platten die eine Belegung, und die drehbaren die andere; sie können beliebig geformt sein, um eine beliebige Abhängigkeit der Kapazität vom Drehwinkel erhalten zu können. Als Beispiel werde die Höchstkapazität eines Drehkondensators mit 11 festen und 10 drehbaren halbkreisförmigen Platten (Durchmesser  $D = 7$  cm, also  $Q = 20 \cdot 0,5 \cdot \pi \cdot 3,5^2 = 386$  qcm) und  $a = 0,1$  cm Abstand gerechnet:

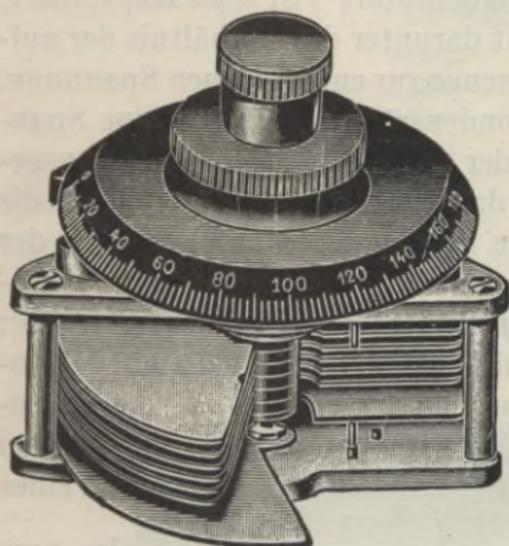


Abb. 5. Leitmeyer-Drehkondensator ( $280 \mu\mu F$ ).

$$C = \frac{1 \cdot 386}{11,3 \cdot 0,1} = 340 \mu\mu F.$$

Werden die Platten herausgedreht, so nimmt die Kapazität (in diesem Falle fast linear) ab und erreicht schließlich eine Restkapazität, die ungefähr ein Zehntel (hier  $35 \mu\mu F$ ) der größten Kapazität beträgt. Die Abb. 5 stellt einen Drehkondensator von ungefähr  $280 \mu\mu F$  dar; als Besonderheit ist zu sehen, daß eine Platte für sich gedreht und so eine sehr kleine Veränderung erreicht werden kann.

## 6. Zusammensetzung gleichartiger Widerstände.

Schaltet man mehrere Ohmsche Widerstände in Reihe, so wirkt in dem Kreis die Summe der Widerstände

$R = R_1 + R_2 + R_3 \dots$  Entsprechend ist es mit in Reihe geschalteten induktiven Widerständen und damit auch mit den Induktivitäten:  $L = L_1 + L_2 + L_3 \dots$  Da der kapazitative Widerstand umgekehrt proportional  $C$  ist, so findet man für in Reihe geschaltete Kapazitäten

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \dots$$

oder ausgerechnet für zwei Kapazitäten: Die Gesamtkapazität  $C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$  ist somit kleiner als die Einzelkapazitäten.

Bei der Parallelschaltung Ohmscher Widerstände ergibt sich in gleicher Weise  $\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots$  und für die Induktivitäten  $\frac{1}{L} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \dots$  Dagegen addieren sich parallel geschaltete Kapazitäten  $C = C_1 + C_2 + C_3 \dots$

## 7. Reihenschaltung von verschiedenen Widerständen.

Bei der Zusammensetzung von verschiedenen Wechselwiderständen\*) muß man die zeitliche Verschiebung (die „Phase“) zwischen Strom und Spannung berücksichtigen. Bildet man für die in Abb. 1 gezeichnete Reihenschaltung die Gesamtsumme der Einzelspannungen, die an  $R, L$  und  $C$  auftreten, wenn ein Strom  $i$  durch sie fließt, so erhält man

$$i \cdot R + j \cdot i L \omega - j \cdot i \cdot \frac{1}{C \omega} = i \left[ R + j \left( L \omega - \frac{1}{C \omega} \right) \right] = i \cdot Z.$$

\*) Vgl. Herrmann, Elektrotechnik I, S. 91 ff.

wo für  $2\pi f = \omega$  gesetzt ist und die Nacheilung durch  $j = \sqrt{-1}$  berücksichtigt ist. Der Ausdruck in der eckigen Klammer stellt dann den Gesamtwechselwiderstand  $Z$  dar.

Er hat für  $L\omega = \frac{1}{(C\omega)}$  den Wert  $R$ ; dann ist also

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}};$$

man bezeichnet diesen Fall mit **Resonanz**; die Wechselwiderstände an Spule und Kondensator heben sich gerade

auf und der Kreis verhält sich so, als ob nur der Widerstand  $R$  da wäre.

Die Abb. 6 zeigt, wie der Gesamtwechselwiderstand  $Z$  von der Frequenz  $f$  abhängt; für kleine Frequenzen ist er stark kapazitativ, da hier  $L\omega$  gegenüber

$\frac{1}{(C\omega)}$  fast keine Rolle spielt.

Im Resonanzpunkt ändert

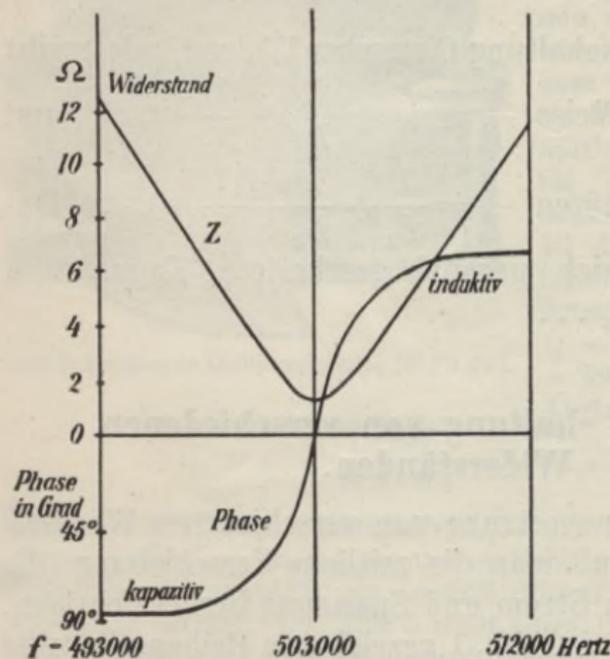


Abb. 6. Frequenzabhängigkeit des Wechselwiderstandes bei Reihenschaltung.

sich seine Phase sehr schnell vom kapazitiven zum induktiven Wert, und für hohe Frequenzen ist er stark induktiv.

Für die Kurve der Abb. 6 ist angenommen, daß  $L = 16^{-4} H$ ,  $C = 10^{-9} F$  und  $R = 1 \Omega$  sei;  $Z$ , der ab-

solute Betrag von  $Z$  errechnet sich aus obiger Formel als Wurzel der Quadratsumme der Glieder ohne und mit  $j$ , während der Tangens des Phasenwinkels  $\varphi$  durch das Verhältnis dieser Glieder gegeben ist:

$$Z = \sqrt{R_2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2} \quad \text{tg } \varphi = \frac{R}{L\omega - \frac{1}{C\omega}}.$$

### 8. Parallelschaltung von Induktivität und Kapazität.

Eine besondere Rolle spielt die in Abb. 7 angeführte Parallelschaltung von Induktivität und Kapazität. Der Widerstand  $R$  ist auf der Seite der Spule eingefügt, da in ihr im allgemeinen die Verluste liegen. Aus der Überlegung, daß Spule und Widerstand hintereinander zum Kondensator parallel liegen, ergibt sich der Gesamtwiderstand zu

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{R + jL\omega} + jC\omega}.$$

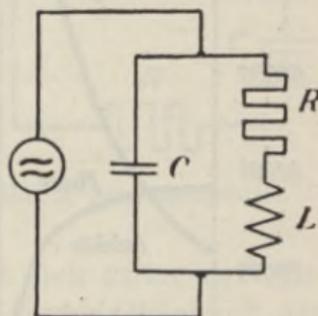


Abb. 7. Wechselstromkreis (Parallelschaltung).

Daraus errechnet sich, indem man  $j$  aus dem Nenner wegschafft und das Glied  $R : \omega C$  gegenüber  $L : C$  vernachlässigt:

$$Z = \frac{L}{C} \left( \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2} \right)^{-1}$$

und

$$\text{tg } \varphi = - \frac{R}{L\omega - \frac{1}{C\omega}}.$$

Die Abb. 8 zeigt die mit den Werten  $L = 10^{-4} H$ ,  $C = 10^{-9} F$  und  $R = 1 \Omega$  errechneten Kurven, in denen der Absolutwert  $Z$  und die Phase  $\varphi$  des Gesamtwiderstandes  $Z$  in Abhängigkeit von der Frequenz dargestellt ist. Für die Resonanzfrequenz  $f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = 503\,000$  Hertz wird

$Z = \frac{L}{R \cdot C} = 100\,000 \Omega$ . Der Kreis wirkt also gerade für diese Frequenz als besonders hoher Widerstand und man

nennt ihn darum **Sperrkreis**.

Man hat sich die Wirkung dieses Kreises sovorzustellen, daß wohl vom Kondensator zur Spule und umgekehrt große Wechselströme fließen, die sich aber im Resonanzfall nach außen fast aufheben, das ja eine halbe Schwingung zeitlich verschoben

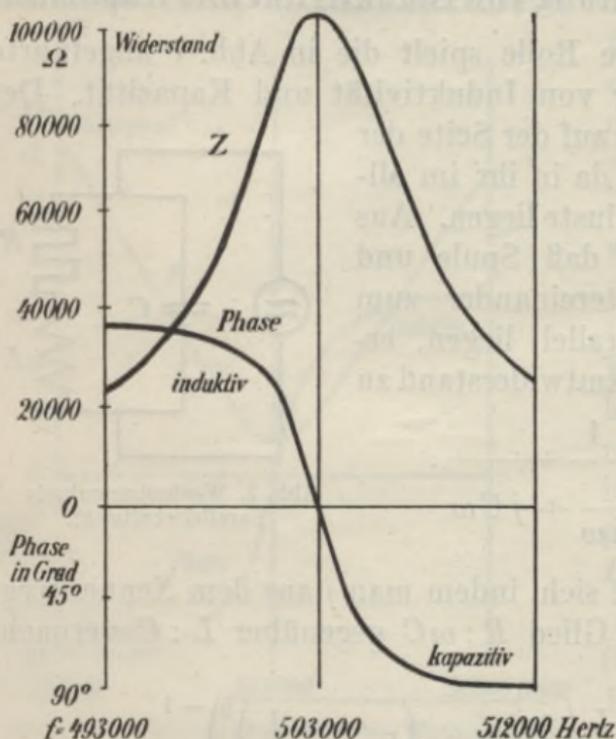


Abb. 8. Frequenzabhängigkeit des Wechselwiderstandes eines Sperrkreises.

sind. Nur infolge der Verluste in  $R$  ist ein kleiner Zusatzstrom von außen notwendig. Je kleiner demnach  $R$  ist, um so höher ist der Widerstand nach außen. Wie bei der

vorhergehenden Anordnung ist auch hier der schnelle Übergang von der induktiven zur kapazitiven Wirkung an der Resonanzstelle bemerkenswert.

### 9. Der freie Schwingungskreis.

Ist der in Abb. 9 gezeichnete Kreis nicht mit einer Wechselstromquelle verbunden, sondern erhält er nur durch einen einmaligen Anstoß (z. B. eine Aufladung des Kondensators) Energie zugeführt, so führt diese freie Schwingungen aus: die Ladungsenergie des Kondensators gleicht sich über die Spule aus, die in ihrem magnetischen Feld diese Energie aufnimmt und sie zur umgekehrten Aufladung des Kondensators wieder abgibt usw. Bei jeder Umsetzung geht ein Teil der Energie der Schwingung im Widerstand verloren. Es entstehen demnach gedämpfte, d. h. abklingende

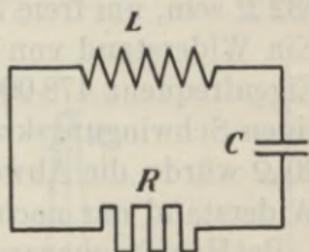


Abb. 9. Schwingungskreis.

Schwingungen. Die Frequenz ergibt sich unter der Annahme sinusförmiger Schwingungen aus der Gleichheit der Spannungen an Spule und Kondensator:  $i \cdot L\omega = \frac{i}{C\omega}$  zu  $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ . Eine strengere Betrachtung bestätigt diesen Wert und ergibt mit Berücksichtigung des Widerstandes

$$f = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{L \cdot C} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}; \text{ das Glied } \delta^2 = \left(\frac{R}{2L}\right)^2$$

(wobei  $\delta$  die sogenannte Dämpfungskonstante ist) darf nicht größer werden als  $\frac{1}{LC}$ , sonst treten keine Schwin-

gungen mehr auf, und der Kondensator entlädt sich aperiodisch.

Oft wird auch ein nicht abgestimmter Kreis, der aber Induktivität und Kapazität enthält, als aperiodisch bezeichnet. Streng genommen darf ein Kreis nur dann so genannt werden, wenn eines von beiden, entweder Induktivität oder Kapazität, ganz fehlt, so daß keine Energiependelung auftreten kann, oder aber, wenn die Dämpfung zu groß ist. In einem Kreis, dessen  $L = 0,0001 H$  und  $C = 0,0001 \mu F$  beträgt, und der demnach ungedämpft eine Eigenfrequenz von 503 000 Hertz hätte, müßte der Widerstand  $R$  größer als 632  $\Omega$  sein, um freie Schwingungen unmöglich zu machen. Ein Widerstand von  $R = 200 \Omega$  würde bewirken, daß die Eigenfrequenz 478 000 Hertz betragen würde; bei dem für einen Schwingungskreis noch sehr großen Widerstand von 20  $\Omega$  würde die Abweichung von der Eigenfrequenz ohne Widerstand nur noch  $\frac{1}{2} \frac{0}{00}$  ausmachen.

Bei Hochfrequenzschwingungen rechnet man oft statt mit der Frequenz  $f$  mit der **Wellenlänge**  $\lambda$ . Von Wellen kann man allerdings erst bei der Ausstrahlung der Schwingungen sprechen; dann ist die Wellenlänge  $\lambda$  der Weg, der von den ausgestrahlten Wellen in der Zeit einer Schwingung  $T$  sec zurückgelegt wird; da die Geschwindigkeit der Welle im leeren Raum gleich der Lichtgeschwindigkeit  $c = 300\,000$  km/sec ist, so gilt die Beziehung  $\lambda \cdot f = c$  oder

$$\lambda_{\text{meter}} = \frac{3 \cdot 10^8}{f}.$$

## 10. Die Dämpfung und die Resonanzkurve.

Der Einfluß des Widerstandes auf die Frequenz ist von untergeordneter Bedeutung, da die Widerstände in Schwingungskreisen immer klein gehalten werden. Wichtig ist es, daß die freien Schwingungen infolge der Verluste im

Widerstand abklingen, d. h. gedämpft werden. Als Maß dafür gilt das logarithmische Verhältnis zweier aufeinander folgender Höchstwerte  $I_1$  und  $I_2$

$$\Theta = \log \text{nat} \frac{I_1}{I_2}.$$

Es ist zugleich auch das Verhältnis, der in der Zeit einer Schwingung verlorenen Energie  $\frac{1}{2} I^2 R T$  zu der in der gleichen Zeit zweimal umgesetzten Schwingungsenergie  $\frac{1}{2} I^2 L$ :

$$\Theta = \frac{\frac{1}{2} I^2 R \cdot T}{2 \cdot \frac{1}{2} L I^2} = \frac{R}{2 L} \cdot T.$$

Diese Definition der Dämpfung behält auch dann einen Sinn, wenn dem Kreise ungedämpfte Schwingungen aufgezwungen werden; er wird also umso mehr der jeweils zugeführten Energie in Verlust umwandeln, je größer seine Dämpfung ist. Untersucht man nun die Abhängigkeit der aufgenommenen Energie von der Abstimmung (d. h. von der Ver-

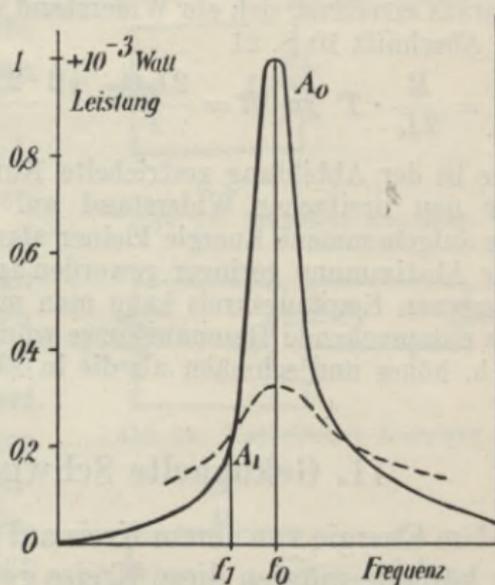


Abb. 10. Resonanzkurve.

änderung der Eigenfrequenz), so erhält man die sogenannte **Resonanzkurve** (Abb. 10), deren Form ebenfalls stark von der Dämpfung abhängt. Je geringer die Dämpfung ist, um so mehr wird sich die Schwingung im Resonanzfall aufschaukeln lassen, da ja nur ein kleiner Teil der Energie

in Verlust verwandelt wird und der Anstoß von außen immer im rechten Augenblick erfolgt.

Der Abb. 10 liegt folgender Fall zugrunde: Ein Sender sende mit der Frequenz  $f_0 = 1000000$  Hertz; im Empfangskreis sei die Induktivität  $L = 2,5 \cdot 10^{-5} H$  und die Kapazität  $C = 10^{-9} F$ , dadurch ist auch dieser Kreis auf  $f_0 = 1000000$  Hertz abgestimmt, dabei nehme der Empfänger den Höchstwert an Leistung ( $A = 10^{-3}$  Watt) auf; wird er nun auf  $f_1 = 800000$  Hertz verstimmt, indem z. B. seine Kapazität auf  $C_1 = 0,64 \cdot 10^{-9} F$  verändert wird, so nehme er nur noch die Leistung  $A_1 = 0,2 \cdot 10^{-3}$  Watt auf. Daraus berechnet sich in roher Annäherung die Dämpfung zu

$$\Theta = 2\pi \frac{f_0 - f_1}{f_0} \cdot \sqrt{\frac{A_1}{A_0 - A_1}} = 2\pi \cdot \frac{200000}{1000000} \sqrt{\frac{0,2}{0,8}} = 0,63.$$

Daraus errechnet sich ein Widerstand nach der Dämpfungsformel in Abschnitt 10 S. 21

$$\Theta = \frac{R}{2L} \cdot T \quad \text{zu} \quad R = \frac{2L\Theta}{T} = \frac{2 \cdot 2,5 \cdot 10^{-5} \cdot 0,63}{10^{-6}} = 31,5 \Omega.$$

Die in der Abbildung gestrichelte Kurve gibt noch den Verlauf für den dreifachen Widerstand an. Man sieht, daß sowohl die aufgenommene Energie kleiner als auch die Abhängigkeit von der Abstimmung geringer geworden ist. Für einen günstig bemessenen Empfangskreis kann man mit  $\Theta = 0,1-0,01$  rechnen; die entsprechende Resonanzkurve würde noch bedeutend spitzer, d. h. höher und schmaler als die in Abb. 10 ausgezogene Kurve.

## 11. Gekoppelte Schwingungskreise.

Um Energie von einem Kreis auf einen andern übertragen zu können, müssen diese Kreise gekoppelt werden, wenn man von der Übertragung durch Strahlung absieht. Das kann durch das magnetische Feld der Spulen geschehen, wie es Abb. 11 zeigt. Jede Änderung des Stromes in der einen Spule bewirkt, daß das magnetische Feld sich ändert; dadurch wird in der andern Spule eine Spannung induziert; man nennt daher diese Kopplung induktiv. Je größer das den Spulen gemeinsame Feld im Vergleich zu den Einzel-

feldern ist, um so enger ist die Kopplung; das Maß dafür ist der Kopplungsfaktor  $K = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_1 L_2}}$ , wobei  $L_{12}$  die Gegeninduktivität und  $L_1, L_2$  die Einzelinduktivitäten bedeutet.

Eine Kopplung, wie sie Abb. 12 darstellt, wird kapazitiv genannt. Sie spielt eine um so größere Rolle, je höher die Frequenz ist und je kleiner die im Schwingungskreis angewendeten Kapazitäten sind; so können z. B. bei sehr hohen Frequenzen schon zwei benachbarte Drähte eine wirksame Kopplung darstellen.

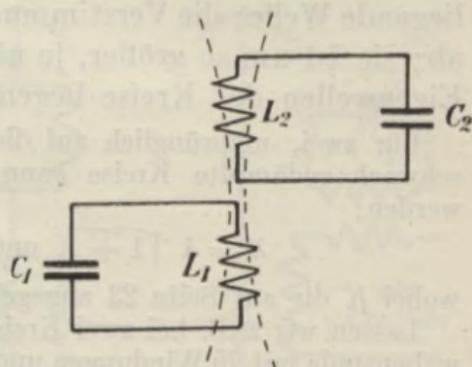


Abb. 11. Induktive Kopplung.

Schließlich kann nach Abb. 13 ein beiden Kreisen gemeinsamer Widerstand als Kopplung dienen; man nennt sie dann galvanisch gekoppelt. Dieser Fall kann vorliegen, wenn zwei Röhrenkreise an einer gemeinsamen Anodenbatterie liegen, deren innerer Widerstand infolge ihres Alters groß geworden ist.

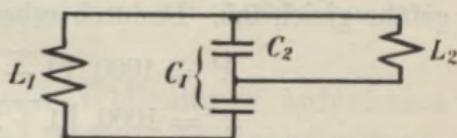


Abb. 12. Kapazitive Kopplung.

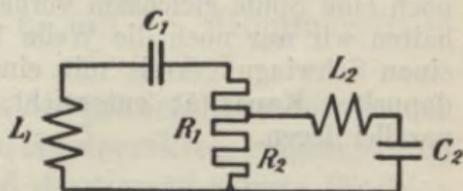


Abb. 13. Galvanische Kopplung.

In den meisten Fällen wird beabsichtigt oder unbeabsichtigt eine Mischung der verschiedenen Kopplungsarten in Frage kommen, die entweder im gleichen Sinne oder gegeneinander wirken können. Absichtlich macht man von

einer Gegenkopplung dann Gebrauch, wenn sich eine Kopplung schaltungstechnisch nicht vermeiden läßt und doch ihre Wirkung aufgehoben werden soll.

Es ist wichtig, zu beachten, daß zwei gekoppelte Kreise einander verstimmen. Hat jeder Kreis für sich eine seiner Induktivität und Kapazität entsprechende Eigenwelle  $\lambda_1$  bzw.  $\lambda_2$ , so zerspalten sich diese infolge der Beeinflussung in eine unter der kürzeren und eine über der längeren liegende Welle; die Verstimmung hängt von der Kopplung ab; sie ist um so größer, je näher sich die ursprünglichen Eigenwellen der Kreise liegen.

Für zwei, ursprünglich auf die gleiche Welle  $\lambda$  abgestimmte, schwach gedämpfte Kreise kann in roher Annäherung gesetzt werden:

$$\lambda' = \lambda \sqrt{1 + K} \quad \text{und} \quad \lambda'' = \lambda \sqrt{1 - K},$$

wobei  $K$  die auf Seite 23 angegebene Bedeutung hat.

Lassen wir z. B. bei zwei Kreisen, die beide aus einer Honigwabenspule mit 75 Windungen und einem  $1000 \mu\mu F$  Kondensator bestehen mögen und die Eigenwelle  $\lambda = 1000$  m besitzen, die beiden Spulen unmittelbar aneinander anstoßen, so wird  $K$  ungefähr gleich 0,5. Dadurch erhalten wir zwei neue Eigenwellen

$$\lambda' = 1000 \sqrt{1 - 0,5} = \sim 700 \text{ m}$$

$$\lambda'' = 1000 \sqrt{1 + 0,5} = \sim 1200 \text{ m.}$$

Denken wir uns die Spulen ganz zusammenfallend, so daß nur noch eine Spule gleichsam vorhanden und somit  $K = 1$  ist, erhalten wir nur noch die Welle 1415 m, d. h. wir haben wieder einen Schwingungskreis mit einer Welle, die einfach einer verdoppelten Kapazität entspricht, da die Kondensatoren jetzt parallel liegen.

## 12. Siebanordnungen.

Mehrfache Abstimmkreise erhöhen die Abstimmstärke ganz wesentlich, so daß eine von der gewünschten nur wenig abweichende Welle fast gar nicht mehr übertragen wird. Voraussetzung dafür ist lose Kopplung und geringe Dämp-

fung der einzelnen Kreise. Eine doppelte Abstimmung zeigt die Abb. 44 auf Seite 63. Man kann noch einen dritten abgestimmten Kreis dazwischenschalten, der mit beiden gekoppelt ist, und erhält so eine dreifache Abstimmung, die aber natürlich in der Einstellung ziemliche Schwierigkeiten bereitet. Man wendet darum dies Verfahren dann mit Vorteil an, wenn es sich um den Empfang einer bestimmten unveränderlichen Welle handelt.

Umgekehrt liegt oft das Bedürfnis vor, gerade eine bestimmte Welle nicht zu empfangen, die infolge ihrer großen Stärke auch bei starker Verstimmung durchschlägt; dieser Fall liegt vor, wenn man in der Nähe eines starken Rundfunksenders

eine ferne Station mit anderer Wellenlänge aufnehmen will. Je näher die beiden Wellen beieinanderliegen, um so schärfer müssen sich die nachstehend angeführten Kreise einstellen lassen, d. h. um so dämpfungsfreier müssen sie sein.

Um die Schwingungen des Störsenders  $f_s$  schon in der Antenne klein zu halten, wird ein **Sperrkreis** eingeschaltet, der auf  $f_s$  abgestimmt ist und demgemäß gerade für diese Frequenz einen sehr hohen Widerstand (s. S. 18) darstellt (Abb. 14).

Eine weitere Möglichkeit bietet der **Entziehungskreis**, wie er in Abb. 15 dargestellt ist; er ist induktiv an den Abstimmungskreis oder an die Antenne angekoppelt und eben-

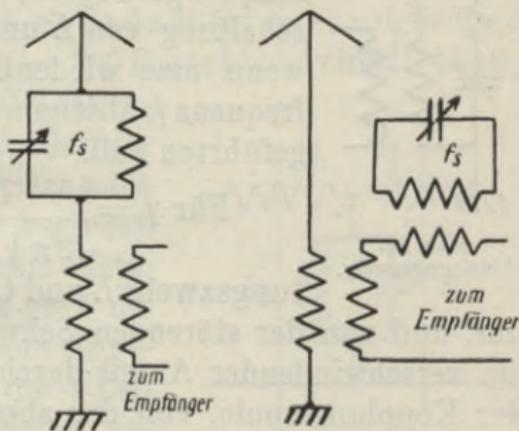


Abb. 14. Sperrkreis. Abb. 15. Entziehungskreis.

falls auf die Störfrequenz  $f_s$  abgestimmt; von dieser Frequenz nimmt er eine große Energie auf und entzieht sie dem Empfänger. Man nennt diesen Kreis darum **Entziehungskreis**.

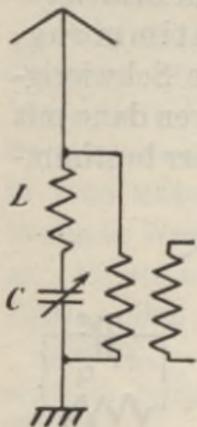


Abb. 16.  
Ableitungszweig.

Die Abb. 16 zeigt eine Schaltung, bei der die störenden Schwingungen am Empfänger vorbeigeleitet werden. Der Spule, an die der Empfänger angekoppelt ist, liegt eine Reihenschaltung von  $L$  und  $C$  parallel. Man hat, wenn man wieder  $L$  und  $C$  auf die Störfrequenz  $f_s$  abstimmt, dann den auf S. 16 angeführten Fall.

$$\text{Für } f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} \text{ stellt der Ablei-}$$

**tungszweig**  $L$  und  $C$  fast einen Kurzschluß dar, und von der störenden Schwingung fließt nur noch ein verschwindender Anteil durch die hohe Induktivität der Kopplungsspule, von der aber wohl die andern, gewünschten Schwingungen auf den Empfänger übertragen werden.

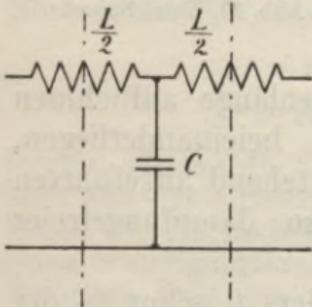


Abb. 17. Spulenleitung.

Durch mehrfache Aneinanderschaltung von Spulen und Kondensatoren kann man **Kettenleiter** erhalten, die sich aus ganz gleich gebauten Gliedern zusammensetzen. Je größer die Gliederzahl, um so vollkommener erreicht man es, bestimmte Frequenzbereiche allein

hindurchzulassen oder allein abzdämpfen. So zeigt z. B. die Abb. 17 ein Glied einer Spulenleitung. Sie läßt nur Schwingungen hindurch, die unter der Eigenfrequenz

$$\text{eines Gliedes } f = \frac{1}{\pi\sqrt{L \cdot C}} \text{ liegen.}$$

Eine solche Schaltung kommt z. B. für ein Netzanschlußgerät in Frage. Da bei der Verwendung eines Gleichstromnetzes für die Anodenspeisung der größte Teil der störenden Netzgeräusche in der Gegend von 500 Hertz liegt, so muß also die Eigenfrequenz eines Gliedes zweckmäßig bei  $200 \div 300$  Hertz liegen. Günstiger wäre es, diese Frequenz noch tiefer zu legen, es wird aber dann auch um so schwieriger, sich die entsprechenden Spulen und Kondensatoren zu verschaffen. So sind z. B. für eine zweigliedrige Kette, die höchstens noch  $f = 220$  Hertz hindurchläßt, 4 Spulen mit je  $0,2$  Henry und 2 Kondensatoren von je  $5 \mu F$  erforderlich.

Man kann eine solche Kette auch mit einem Kondensator beginnen und endigen lassen; beim Netzanschlußgerät wird man gern die —Leitung, besonders wenn sie geerdet ist, unmittelbar, die +Leitung aber über die Spulen zuführen. Man erhält dann folgende Anordnung: zuerst einen Parallelkondensator von  $2,5 \mu F$ , dann in der einen Leitung eine Spule von  $0,4 H$ , dann einen Parallelkondensator von  $5 \mu F$  und wieder eine Spule von  $0,4 H$  und schließlich einen Kondensator von  $2,5 \mu F$ .

Soll ein solcher Kettenleiter im Anschluß an einen Gleichrichter betrieben werden, der vom 50-Hertz-Wechselstromnetz gespeist wird, so liegen die störenden Frequenzen bei 50 Hertz bzw. bei Vollweggleichrichtung (Ausnutzung der positiven und negativen Halbwelle) bei 100 Hertz. Dementsprechend müssen die Spulen und Kondensatoren den zehn- bzw. fünffachen Wert der vorher angegebenen Größe haben; außerdem sind drei bis vier Glieder notwendig, um einen genügend reinen Gleichstrom zu erzielen.

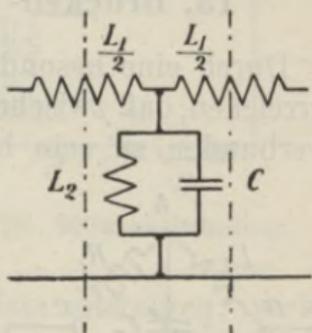


Abb. 18. Siebkette.

Vertauscht man in Abb. 17 Spulen und Kondensatoren gegeneinander, so erhält man die Kondensatorleitung; sie läßt nur Schwingungen hindurch, die über der Eigenfrequenz eines Gliedes liegen. Von den anderen Möglichkeiten sei noch die Siebkette erwähnt; sie läßt nur einen bestimmten Frequenzbereich ungehindert hindurchgehen, der zwischen der Frequenz eines Zweiges und der eines ganzen Gliedes liegt (Abb. 18).

### 13. Brücken- und Differentialschaltung.

Durch eine besondere Stromverzweigung kann man es erreichen, daß zwischen zwei Punkten, die nicht miteinander verbunden zu sein brauchen, keine Spannung entsteht.

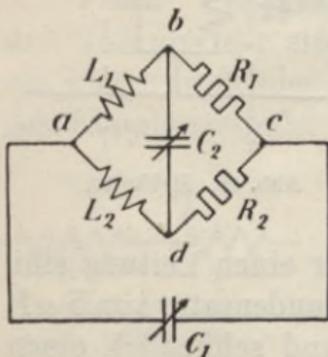


Abb. 19. Brückenschaltung.

Abb. 19 stellt eine solche Anordnung dar, die **Brückenschaltung** genannt wird. Wenn die in den Zweigen  $ab$ ,  $bc$ ,  $cd$  und  $da$  liegenden Widerstände die Bedingung erfüllen  $ab : da = bc : cd$ , verteilt sich ein von  $a$  nach  $c$  fließender Strom so, daß der Spannungsabfall von  $a$  nach  $b$  gleich dem von  $a$  nach  $d$  ist. Demnach ist es für den Diagonalzweig  $bd$

ganz gleichgültig, was für ein Strom von  $a$  nach  $c$  fließt. Ganz genau so ist es auf den Zweig  $ac$  ohne Einfluß, was im Zweig  $bd$  geschieht. In dem gezeichneten Beispiel hat der Kondensator  $C_2$  gar keinen Einfluß auf die Eigenfrequenz des Kreises, in dem  $C_1$  liegt; die Frequenz beträgt

$f_1 = \frac{1}{\pi \sqrt{2LC_1}}$ , wenn  $L_1 = L_2 = L$  ist. Andererseits

wird auch eine Schwingung, die über die gleichen Spulen

und Widerstände aber über  $C_2$  verläuft, von  $C_1$  nicht beeinflußt werden:  $f_2 = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{2LC_2}}$ .

In der Wirkungsweise ist die **Differentialschaltung** ähnlich. Abb. 20 stellt die Schaltung mit einem genau in der Mitte angezapften Transformator dar. Für einen in der Richtung  $ac$  fließenden Strom heben sich die Wirkungen im Transformator vollkommen auf, wenn  $R_1 = R_2$  ist und sich deshalb der Strom auf beide Hälften gleich verteilt. Auf der Sekundärseite wird also keine Spannung entstehen. Nur eine Differenz der Ströme würde eine Wirkung ergeben, daraus erklärt sich der Name der Schaltung.

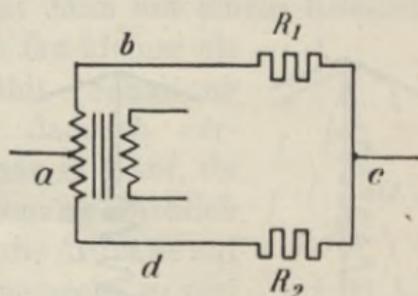


Abb. 20. Differentialschaltung.

Auch hier lassen sich die Verhältnisse umkehren; wirkt eine Spannung auf der Sekundärseite, so tritt wohl an den Punkten  $bd$  eine Spannung auf, nicht aber an  $ac$ .

## 14. Die Antenne.

Die Antenne dient dazu, die elektromagnetische Energie der vom Sender ausgestrahlten Wellen aufzufangen und dem Empfangsgerät zuzuführen. Die gewöhnliche Form ist die **Hochantenne**, ein ein- oder mehrdrähtiges Gebilde, das sich möglichst hoch über den Erdboden erhebt. Zu ihr gehört entweder eine Erdung oder ein Gegengewicht. Unter Erdung versteht man die Verbindung mit dem Grundwasser oder sonst einem gutleitenden, gewöhnlich in der Erde liegenden ausgedehnten Gebilde, z. B. Lichtnetz, Gasleitung oder Wasserleitung. Das Gegengewicht kann

ganz symmetrisch zur Antenne sein oder ein beliebig geformtes Drahtgebilde unter ihr, gewöhnlich ausgedehnter als sie.

Die Antenne stellt mit der Erde (oder dem Gegengewicht) eine besondere Art eines Schwingungskreises dar. Das Kennzeichen des geschlossenen Kreises war es, daß man sich die Induktivität in der Spule und die Kapazität im Kondensator zusammengefaßt denken konnte.

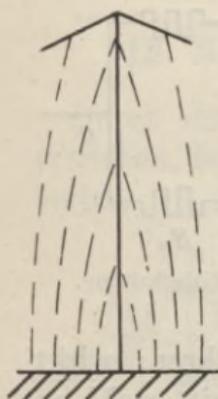


Abb. 21. Geerdete Antenne.

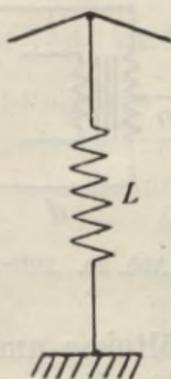


Abb. 22. „Verlängerte“ Antenne.

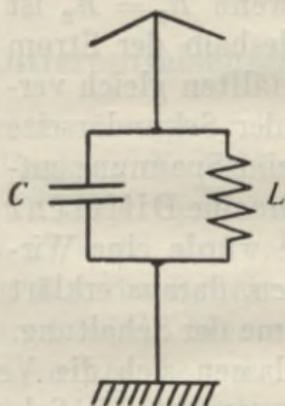


Abb. 23. Antennen-schaltung „Lang“.

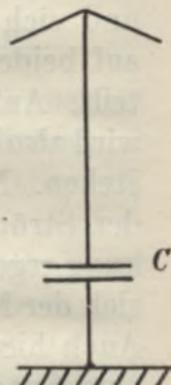


Abb. 24. „Verkürzte“ Antenne.

Dagegen bildet der Antennenkreis einen offenen Schwingungskreis, bei dem jedes Leiterstück sowohl etwas Kapazität wie Induktivität hat. Der gesamten Induktivität und Kapazität entspricht eine bestimmte Eigenwelle der Antenne (Abb. 21)\*). Durch Einschalten einer Spule wird die Antenne „verlängert“, d. h. auf längere Wellen abstimbar gemacht (Abb. 22). Zur weiteren Verlängerung (und man darf dabei auf das beliebig Vielfache der Grundwelle abstimmen!) wird ein Kondensator zur Spule geschaltet, der damit zur Antennenkapazität

\*) Die gestrichelten Linien deuten die elektrischen Kraftlinien an.

parallel liegt. Diese Schaltung nennt man „lang“ (Abb. 23). Will man die Antenne auf kürzere Wellen abstimmen, so wendet man die „Verkürzung“ durch einen Kondensator an (Abb. 24), der nun mit der Antennenkapazität in Reihe liegt und sie somit verkleinert (siehe S. 15). Zur Ankopplung an den Empfänger müßte man dabei den Kondensator verwenden, was nicht gebräuchlich ist; man nimmt lieber noch eine Spule hinein (Abb. 25), die etwas verlängert, und verkürzt dann mit einem Kondensator um so mehr, indem man ihn kleiner als im vorhergehenden Falle wählt (Schaltung „kurz“). Den Nachteil der dadurch vergrößerten Dämpfung nimmt man in Kauf, da der Vorteil der leichteren Bedienung erheblich ist. Es ist nicht zweckmäßig, die Antenne auf weniger als die Hälfte ihrer Eigenwelle zu verkürzen; von da ab ist eine kleine Antenne günstiger.

Als Beispiel für die Anwendung der angestellten Betrachtungen möge die Zusammensetzung eines Antennenkreises angegeben werden, der von 150 m bis 3000 m abstimbar sein soll. Die Eigenwelle der Antenne betrage 200 m bei einer Antennenkapazität  $C_A = 500$  cm. Es werde ein Drehkondensator von  $C_{\min} = 100$  cm bis  $C_{\max} = 1000$  cm verwendet. Unter Benutzung der Formel:

$$\lambda_{\text{cm}} = 2 \pi \cdot 3 \cdot 10^{10} \cdot \sqrt{L_{\text{Henry}} \cdot C_{\text{Farad}}}$$

(wobei  $1 \text{ cm} = \frac{1}{9} \cdot 10^{-11}$  Farad) ergibt sich in Schaltung lang ( $C = C_A + C_{\max}$ ) für die längste Welle die Spule von  $1,5 \cdot 10^{-3}$  Henry, die bis 2000 m herunterreicht (hierbei  $C = C_A + C_{\min}$ ); in Schaltung kurz überdeckt sie den Bereich von 1450 m bis 600 m; dabei ist

$$C = \frac{C_A \cdot C_{\max}}{C_A + C_{\max}} \quad \text{bzw.} \quad \frac{C_A \cdot C_{\min}}{C_A + C_{\min}}$$

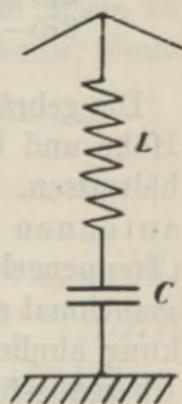


Abb. 25. Antennenschaltung „Kurz“.

Um den dazwischenliegenden Bereich zu überdecken, errechnet sich für Langschaltung eine Spule von  $0,67 \cdot 10^{-3}$  Henry; in Kurzschaltung geht es mit dieser Spule von 970—370 m; für den restlichen Bereich braucht man dann noch eine Spule von  $0,11 \cdot 10^{-3}$  Henry; zusammenfassend ergibt sich:

Wellenbereich	Spule	Schaltung	Induktivität
3000—2000 m	1	lang	$1,5 \cdot 10^{-3} H$
2000—1300 m	2	lang	$0,67 \cdot 10^{-3} H$
1400— 600 m	1	kurz	$1,5 \cdot 10^{-3} H$
970— 370 m	2	kurz	$0,67 \cdot 10^{-3} H$
375— 150 m	3	kurz	$0,11 \cdot 10^{-3} H$

Die gebräuchlichsten Formen sind *T*- und *L*-Antennen. Höhe und Länge richtet sich nach den besonderen Verhältnissen. Im weiteren Sinne sind somit auch Zimmerantennen Hochantennen. Andere Behelfsantennen (Treppengeländer, Hausklingelanlagen usw., die auch manchmal als Erde verwendet werden) sind in ihrer Wirkung ähnlich aufzufassen; es kann aber auch noch eine Übergangsform zur nachfolgend beschriebenen Rahmenantenne vorliegen.

Die **Rahmenantenne** ist eine vergrößerte Spule, die sich zum Empfang verwenden läßt, da sie vom magnetischen Feld der ankommenden Wellen beeinflußt wird. Ihre Energieaufnahme ist viel kleiner als die der Hochantenne. Sie hat aber auch den Vorteil, für Störungen (Luftstörungen, Störung durch Straßenbahnen usw.) unverhältnismäßig weniger empfindlich zu sein, so daß die Verstärkung viel weiter getrieben werden kann als bei der Hochantenne. Zudem hat sie den Vorteil der Richtwirkung, indem sie hauptsächlich die in Richtung ihrer Windungsebene liegenden Stationen empfängt, die dazu senkrecht liegenden nicht. Die Windungszahl und die Windungsfläche wird mit Rücksicht auf den in Betracht

kommenden Wellenbereich gewählt, am besten so, daß die Rahmenantenne als Induktivität mit einem entsprechenden Kondensator unmittelbar abgestimmt werden kann.

Aus den besonderen Antennenarten sei die Beverageantenne angeführt (Abb. 26). Sie wird bei nur wenigen Metern Höhe ungefähr zweimal so lang als die zu empfangende Welle gewählt und ist am Ende über eine Spule oder einen Schwingungskreis geerdet. Da sie auf diese Weise einer in ihrer Richtung ankommenden Welle auf eine größere Strecke hin Energie entziehen kann, nimmt sie mehr auf als eine gewöhnliche Antenne und besitzt eine ausgesprochene Richtwirkung. Das ist natürlich nicht immer ein Vorteil; außerdem arbeitet sie nur auf einem begrenzten Wellengebiet gut. Deshalb kann sie im allgemeinen nicht zum Bau empfohlen werden; die Kenntnis ihrer Wirkungsweise aber mag manche besonderen Erscheinungen an Behelfsantennen erklären.

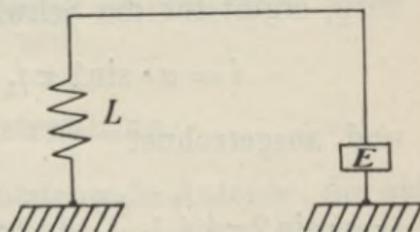


Abb. 26. Beverage-Antenne.

## 15. Die ausgesandten Wellen.

Die drahtlose Telegraphie arbeitet mit gedämpften und ungedämpften Wellen, die in kurzen und langen Intervallen, den Morsezeichen entsprechend, ausgesandt werden. Auf der Empfangsseite ist dann ein morsekundiger Hörer oder ein Morseschreiber notwendig. Im Verkehr der Großstationen werden mehr besondere Maschinengeber und Maschinenempfänger verwendet, die ein sehr viel schnelleres Arbeiten ermöglichen.

Die drahtlose Telephonie benutzt nur die ungedämpften Wellen, wie sie Lichtbogensender, Maschinensender und Röhrensender erzeugen. Die an sich gleichbleibenden Schwingungen werden im Rhythmus der Sprache verändert; sie werden „moduliert“. Die Sprech- und Musikschwingungen sind ungeheuer mannigfaltig, sie setzen sich aus Frequenzen verschiedenster Stärke (1 : 1000) im Gebiet von 40—10000 Schwingungen je Sekunde zusammen; durch die entsprechende Beeinflussung der Sender entsteht dann eine modulierte Schwingung. Für den einzeln herausgegriffenen Fall, daß eine Trägerhochfrequenz  $f_1$  mit nur einer Tonfrequenz  $f_2$  beeinflusst wird, ergibt für die Schwingung

$$i = a \cdot \sin 2\pi f_1 t (1 + b \cdot \cos 2\pi f_2 t)$$

und ausgerechnet

$$= a \cdot \sin 2\pi f_1 t + \frac{ab}{2} \sin 2\pi (f_1 - f_2)t + \frac{ab}{2} \sin 2\pi (f_1 + f_2)t,$$

das bedeutet, daß hierbei neben der unverändert bleibenden Trägerfrequenz eine etwas kleinere ( $f_1 - f_2$ ) und eine etwas größere ( $f_1 + f_2$ ) auftritt. Hat man mehrere verschiedene Tonfrequenzen  $f_2$ , so entstehen ganze Seitenbänder von Frequenzen, deren Breite von der tiefsten und höchsten Tonfrequenz abhängt. Bei den gewöhnlichen Rundfunkwellen ist  $f_1$  sehr groß gegen  $f_2$ , so daß die relative Frequenzbandbreite nicht sehr groß ist. Rechnet man mit Tonfrequenzen bis 10000 Hertz, so liegen für die Rundfunkwelle  $\lambda = 300$  m die Seitenbänder zwischen 297 und 303 m.

Wie durch die Modulation eine Schwingung aufgespalten erscheint, so kann man sich zwei wenig verschiedene Schwingungen verschiedener Sender zu einer einzigen mo-

dulierten zusammengesetzt denken. Sind die Schwingungen gleich stark, so ergibt sich

$$\sin 2\pi f_1 t + \sin 2\pi f_2 t = 2 \cdot \cos 2\pi \frac{f_1 - f_2}{2} \cdot \sin 2\pi \frac{f_1 + f_2}{2},$$

d. h. es entsteht eine Schwingung (Schwebung genannt), deren Frequenz der mittleren Frequenz entspricht  $\frac{1}{2}(f_1 + f_2)$  und deren Amplitude mit der Differenzfrequenz  $\frac{1}{2}(f_1 - f_2)$  schwankt. Beachtet man, daß sowohl beim positiven wie beim negativen Höchstwert der Differenzfrequenz positive und negative Höchstwerte der mittleren Frequenz auftreten, so erhält man die Schwebungsfrequenz, die nach der Gleichrichtung in Erscheinung tritt, zu  $f_1 - f_2$ .

## 16. Die Einstrahlung.

Auf eine einfache, senkrechtstehende Antenne, die auf Resonanz abgestimmt sei, wirkt auf der ganzen Länge das elektrische Feld der ankommenden Wellen und die in ihr erzeugte elektromotorische Kraft ist der Feldstärke und der wirksamen Antennenhöhe  $h$  proportional. Je nach der Gestaltung der Antenne, nach ihrer Umgebung und der Erdung verschieden, kann man im Mittel  $\frac{2}{3}$  der größten Antennenhöhe als wirksam annehmen. Die aufgenommene Leistung hängt aber nicht nur von der elektromotorischen Kraft, sondern auch noch vom Widerstand der Antenne ab, der sich aus Strahlungs-, Nutz- und Verlustwiderstand zusammensetzt.

Für den Strahlungswiderstand  $R_s$  findet sich\*) die Formel  $R_s = 160 \pi^2 \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2 \Omega$ ; es geht demnach durch Wieder-

\*) Siehe R. Rüdenberg, Aussendung und Empfang elektrischer Wellen; Springer, Berlin 1926.

ausstrahlung um so mehr verloren, je größer die wirksame Höhe  $h$  und je kleiner die Wellenlänge  $\lambda$  ist. Durch die Wiederausstrahlung wird das ursprüngliche elektromagnetische Feld in der Umgebung geändert; es macht sich in der Richtung der Wellen eine Schattenwirkung der auffangenden Antenne bemerkbar, so daß z. B. das Feld im Abstand einer Wellenlänge u. U. nur  $\frac{3}{4}$  seiner ungestörten Stärke besitzt. Schwingt die Antenne in ihrer Eigenwelle, d. h. beträgt ihre ganze Höhe  $\frac{1}{4}$  der Wellenlänge, so hat der Strahlungswiderstand seinen größten Wert von rund  $40 \Omega$ ; für größere Höhen gilt die angegebene Formel nicht mehr.

Den Nutzwiderstand stellt der Widerstand der Gleichrichteranordnung z. B. des Detektors dar; ist statt dessen der Gitterkreis einer Hochfrequenzverstärkeröhre angeschaltet, so ist sinngemäß der Widerstand dieses Kreises als der nutzbringende anzusehen. Der Verlustwiderstand (der Ohmsche Widerstand der Antenne und der Erdung) muß gegenüber dem nutzbringenden sehr klein gehalten werden.

Es gilt dann, daß die Empfangsleistung am größten wird, wenn der Detektorwiderstand gleich dem Strahlungswiderstand  $R$  wird (vgl. Anpassung S. 50). Es entspricht also jedem Detektorwiderstand eine bestimmte günstigste wirksame Höhe  $h$ , die sich aus der angeführten Formel für  $R_s$  errechnet, und umgekehrt. Man könnte danach mit beliebig kleinem Detektorwiderstand und dadurch mit beliebig kleiner Antenne die größte Empfangsleistung erzielen, wenn nicht der Verlustwiderstand, der linear mit der Verkleinerung der Antennenhöhe abnimmt, immer klein bleiben müßte gegenüber dem Strahlungswiderstand, der quadratisch abnimmt.

Eine ähnliche Betrachtung gilt für die Rahmenantenne mit der Fläche  $F$  und  $w$  Windungen; ihre wirksame Höhe

ist  $h = 2 \pi w \frac{F}{\lambda} \cdot \cos \alpha$ ; dabei bedeutet  $\alpha$  den Winkel zwischen der Wicklungsachse und den magnetischen Feldlinien. Demnach hat ein Rahmen von 2 qm Fläche und 25 Windungen bei einer Wellenlänge von  $\lambda = 314$  m eine wirksame Höhe von nur 1 m.

Für den Fall, daß die Antenne entdämpft wird (s. S. 54), werden die Empfangsverhältnisse günstiger. Die Empfangsleistung kann ein Vielfaches der bisher als größten angegebenen erreichen, wenn der Nutzwiderstand ein Vielfaches des Strahlungswiderstandes beträgt. Zugleich wächst auch die Wiederausstrahlung, so daß möglicherweise ein Empfänger einen sonst für ihn zu schwachen Sender aufnehmen kann, solange sein Nachbar den gleichen Sender mit Rückkopplung auf die Antenne empfängt.

Die Stärke der Wellen, die an einem Orte empfangen werden sollen, darf ein bestimmtes Maß nicht unterschreiten. Denn durch die jederzeit und an jedem Orte vorhandenen **Störungen** sind dem Empfänger Grenzen gesetzt. Es gelingt schließlich nicht mehr, die mit den schwachen, ankommenden Wellen eindringenden Störungen auszusieben, da besonders die atmosphärischen Störungen alle Wellenlängen enthalten. Jede angewandte Verstärkung kommt somit auch der Störung zugute, darum kann man auch so den Empfang nicht mehr verbessern. Es ist bis jetzt noch nicht gelungen, alle Arten von Störungen zu unterdrücken, die teils am Orte (Kraftnetz, Straßenbahn usw.), teils irgendwo in der Atmosphäre ihren Sitz haben. Nach dem heutigen Stande kann man, für den Rundfunk wenigstens, am Empfänger nicht mehr viel verbessern, sondern man muß durch Erhöhung der Sendeenergie die Störungen zu übertönen versuchen.

---

## II. Detektor und Röhre.

### 17. Der Detektor.

Eine Möglichkeit, aus den modulierten Hochfrequenzschwingungen die Tonfrequenzen zu gewinnen, liegt in der **Gleichrichtung**. Entsprechend seiner Trägheit könnte das Telephon diesen Schwingungen nicht folgen und

würde sich gemäß dem immer gleich Null bleibenden Mittelwert der Schwingungen nicht aus seiner Ruhelage bewegen.

Man verwandelt deshalb die hochfrequenten Schwingungen in Stromstöße nach nur einer Richtung, die dann zusammen einen tonfrequenten Stromstoß über das Telephon ergeben, wie es in Abb. 27 dargestellt ist. Nötig

ist es dabei, über einen Kontakt zu verfügen, der dem Strom in verschiede-

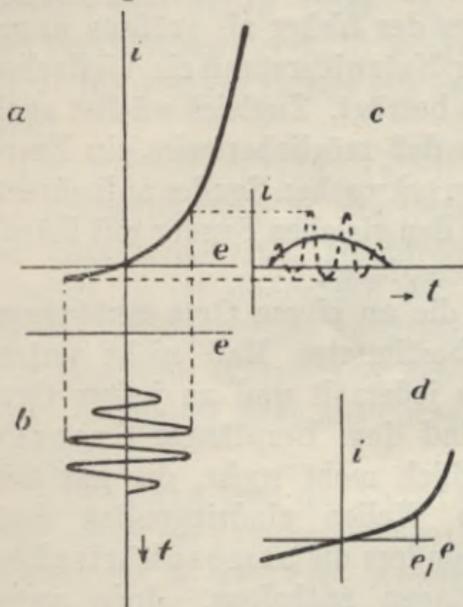


Abb. 27. Detektorcharakteristik und Gleichrichtung.

ner Richtung einen sehr verschiedenen Widerstand entgegengesetzt. Solche Kontakte bilden Mineralien, besonders Kristalle, gegeneinander oder gegen Metallspitzen; man nennt solche Zusammenstellungen Detektoren. Wie sie sich für die Gleichrichtung eignen, erkennt man aus ihrer „Charakteristik“, die die Abhängigkeit des Stromes von der Spannung angibt (Abb. 27a). Tritt z. B. an der Spule in Abb. 28 eine Spannung von der Form  $e$  auf, die von irgend-einem Empfangskreis herrühren mag, so fließt durch den

Detektor der Strom  $i$  (siehe  $b$  und  $c$  Abb. 27); an den Punkten  $y$  und  $z$  teilt sich der Strom gemäß den Wechselwiderständen. Der hochfrequente Anteil (— — — in  $c$ ) fließt über den Kondensator, der tonfrequente Anteil nimmt den für ihn günstigeren Weg über das Telephon, wo er eine entsprechende Membranbewegung hervorruft.

Für die Hochfrequenz (es sei  $f_1 = 1\,000\,000$ ) bedeutet der Kondensator, dessen Kapazität  $1000 \mu\mu F$  betragen möge, einen Widerstand von  $\frac{1}{2\pi f_1 C} = 160 \text{ Ohm}$ , der induktive Widerstand des Telephons bei seiner Induktivität von 1 Henry beträgt  $2\pi f_1 L = 6\,280\,000 \text{ Ohm}$ . Für eine Tonfrequenz von  $f_2 = 1000$  dagegen ist der kapazitative Widerstand des Kondensators  $160\,000 \text{ Ohm}$  und der induktive des Telephons  $6280 \Omega$ .

Der Kondensator parallel zum Telephon hat demnach den wichtigen Zweck, der Hochfrequenz einen Weg am Telephon vorbei zu geben.

Denn kann die Hochfrequenzspannung nicht am Detektor wirken, so entstehen natürlich auch keine Tonfrequenzströme. Oft genügt die Kapazität der Zuleitung und die Eigenkapazität der Telephonspule als Weg für

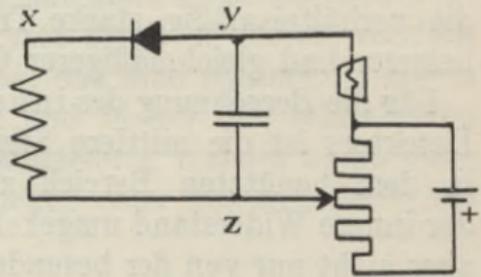


Abb. 28. Detektor mit Vorspannung.

die Hochfrequenz; in diesem Falle ist es nicht angebracht, das Telephon an die Punkte  $x$  und  $y$  zu legen, was sonst für die Wirkung ohne Bedeutung wäre.

Wie die Ab. 27 zeigt, ist die Gleichrichterwirkung eines Detektors nicht vollkommen. Je größer der Neigungsunterschied der beiden Kurvenäste ist, um so besser ist die Gleichrichtung. Liegt der Punkt der stärksten Änderung der Neigung nicht im Nullpunkt, so ist es besser, mit einer so großen Vorspannung zu arbeiten, daß der

Arbeitspunkt an jene Stelle kommt ( $e_1$  in Abb. 27d); zu diesem Zweck schaltet man eine kleine Trockenbatterie in den Detektorkreis, wie es Abb. 28 zeigt.

Der Detektor arbeitet nicht ganz verzerrungsfrei, da die auftreffende Hochfrequenz keinen genau proportionalen gleichgerichteten Strom hervorruft; für kleinere ankommende Schwingungen arbeitet der Detektor bedeutend schlechter als für die größeren. Er ist deshalb für Fernempfang nicht geeignet. Man schreibt ihm sogar eine Reizschwelle zu; das besagt, daß überhaupt keine Gleichrichtung mehr erfolgt, wenn die ankommenden Schwingungen eine bestimmte Größe unterschreiten.

Der Detektor gibt einen sehr klangreinen Empfang, da die Gleichrichterwirkung von der Frequenz unabhängig ist. Die Lautstärkenverzerrung empfindet das Ohr kaum, zumal sie bei Telephonie klein ist, da der Detektor durch die verhältnismäßig starke Trägerwelle in einem Gebiet besserer und gleichmäßigerer Gleichrichtung arbeitet.

Für die Berechnung des inneren Widerstandes eines Detektors ist die mittlere Steilheit seiner Charakteristik in dem benützten Bereich zugrunde zu legen; ihr ist der innere Widerstand umgekehrt proportional. Sie hängt aber nicht nur von der besonderen Art des Detektors und seiner Einstellung, sondern auch, wie vorher erwähnt, von der Stärke der ankommenden Schwingungen ab. Es schwankt demnach der Wert des inneren Widerstandes in weiten Grenzen, im Mittel kann man vielleicht 300 bis 3000  $\Omega$  annehmen.

Man hat auch mit einigem Erfolg versucht, mit dem Detektor **Schwingungen** zu erzeugen, um ihn auf diese Weise zum Überlagerungsempfang zu benutzen. Bei Rotzinkerz gegen Stahl z. B. gibt es Stellen, wo einer wachsenden Spannung ein abnehmender Strom entspricht. Die damit nach der Art eines Lichtbogensenders erzeugten

Schwingungen sind aber zu unbeständig, um zu einem befriedigenden Erfolg zu führen. Als Schaltung hatte sich die in Abb. 25 angeführte bewährt; an Stelle des Telephons kann ein rein Ohmscher Widerstand von einigen 100  $\Omega$  treten, wenn die Anordnung nur als Überlagerer arbeiten soll. Die Schwingungsenergie wird von der mit Hilfe des Spannungsteilers regelbaren Batterie (30—40 Volt) geliefert.

Schaltungen mit zwei Detektoren versprechen kaum Erfolg. Sind die Kopplungsverhältnisse günstig gewählt, so erhält der eine Detektor schon das verfügbare Maximum an Hochfrequenzenergie. Wird diese Energie auf 2 Detektoren verteilt, so arbeitet jeder schlechter; denn je größer die Spannung, um so besser die Gleichrichterwirkung. Es sei in diesem Zusammenhang darauf hingewiesen, daß es sehr vorteilhaft ist, zwei Detektoren wahlweise einschaltbar vorzusehen. Man hat dann nicht nur den Vorteil, einen Detektor als Ersatz bereit zu haben, sondern auch den viel wesentlicheren, daß man planmäßig, indem man die beiden vergleicht und immer den schlechteren nachstellt, eine sehr gute Einstellung erzielen kann, ohne zwischendrin durch das Suchen einer besseren Stelle die gute zu verlieren.

## 18. Die Eingitterröhre.

Die gebräuchlichsten Röhrenarten haben in der Mitte eines möglichst luftleer gepumpten Glasgefäßes einen Glühdraht; darum ist spiralen- oder gitterförmig das Gitter und noch weiter außen als Metallzylinder die Anode gelegt. Der Glühdraht besteht aus Wolfram und ist oft mit einem geeigneten Oxyd oder einer Thoriumschicht überzogen. Wenn er erhitzt wird, sendet er freie Elektronen aus; das sind die kleinsten Teile der Elektrizität,

und zwar sind sie negativ; man sagt also wohl: der (positive) Strom fließt von der Anode zur Glühkathode, physikalisch liegt aber die Anschauung zugrunde, daß ein (negativer) Elektronenstrom in umgekehrter Richtung fließt. Die ausgesandten freien Elektronen werden durch die elektrischen Kräfte zur positiv geladenen Anode getrieben.

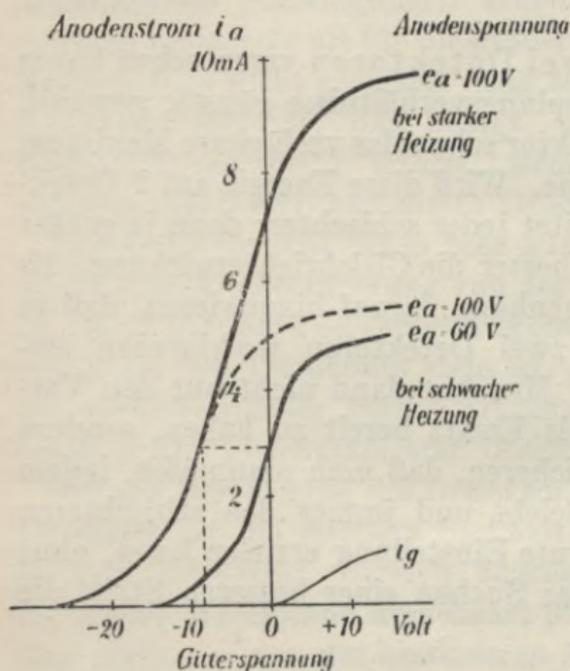


Abb. 29. Röhrenkennlinie

nung ( $e_g$ ) darstellen (Abb. 29). Im gezeichneten Beispiel ruft eine Änderung der Gitterspannung ( $de_a$ ) von 8 V eine Anodenstromänderung ( $di_a$ ) von 4 mA hervor; daraus kann man die **Steilheit**  $S$  der Röhre berechnen:

$$S = \frac{di_a}{de_g} = \frac{4 \cdot 10^{-3} \text{ A}}{8 \text{ V}} = 0,5 \cdot 10^{-3} \frac{1}{\Omega}.$$

Um die gleiche Änderung des Anodenstromes hervorzubringen, müssen sie durch das Gitter hindurch, das sie je nach seiner Ladung entweder beschleunigt oder verzögert.

Dabei müssen sie durch das Gitter hindurch, das sie je nach seiner Ladung entweder beschleunigt oder verzögert.

Die Wirkungsweise der Röhre kann man aus den **Kennlinien** ablesen, die für verschiedene Spannungen ( $e_a$ ) einer im Anodenkreis liegenden Batterie die Abhängigkeit des Anodenstromes ( $i_a$ ) von einer am Gitter wirkenden Spannung

rufen, muß die Anodenspannung um  $de_a = 40 V$  geändert werden, d. h. das Gitter wirkt fünfmal so stark und der Verstärkungsfaktor  $v$  beträgt somit

$$v = \frac{de_a}{de_g} = \frac{40 V}{8 V} = 5.$$

Den umgekehrten Wert, der zeigt, wie stark die Anode gleichsam durch das Gitter durchgreift, nennt man **Durchgriff**  $D$ , der gewöhnlich in Prozenten angegeben wird:

$$D = \frac{1}{v} = \frac{de_g}{de_a} = \frac{8 V}{40 V} = 20\%.$$

Es gibt also  $D$  mit andern Worten an, wieviel Prozent einer Spannung am Gitter die gleiche Wirkung auf den Anodenstrom haben, welche die Spannung selbst an der Anode ausübt.

Im Anodenkreis bietet die Röhre einen Widerstand, indem einer Anodenspannungsänderung  $de_a = 40 V$  eine Anodenstromänderung  $di_a = 4 mA$  entspricht, daraus errechnet sich der **innere Widerstand**  $R_i$  zu

$$R_i = \frac{de_a}{di_a} = \frac{40 V}{4 \cdot 10^{-3} A} = 10000 \Omega.$$

Außer diesen Größen, die übrigens nur auf dem „steilen“ oder „geraden Teil“ der Kennlinie eine eindeutige Größe haben, muß man noch den Sättigungsstrom (im angeführten Beispiel 5—10 mA je nach der Heizstromstärke) und die notwendige Heizleistung (z. B. 0,2 A bei 2,5 V) kennen, um die Röhre für einen bestimmten Verwendungszweck auswählen zu können. Ganz allgemein kann die Röhre auf Grund der angeführten Eigenschaften bei Empfängerschaltungen als Gleichrichter, Audion, Verstärker und Schwingungserzeuger Verwendung finden.



Es ist bei den später folgenden Schaltbildern grundsätzlich der Heizkreis und die Anodenbatterie weggelassen, da sie sich im wesentlichen bei allen Schaltungen gleichbleiben. Im Heizkreis (Abb. 30) liegt eine Stromquelle (z. B. Akkumulator oder Trockenelement) und in Reihe damit ein Widerstand, der zu Röhre und Heizbatterie passen muß (s. S. 59). Die richtige Heizung wird meistens durch Beobachtung der Glühfadentemperatur eingestellt; will man Meßinstrumente verwenden, so schaltet man entweder ein Amperemeter in Reihe mit dem Glühfaden oder ein

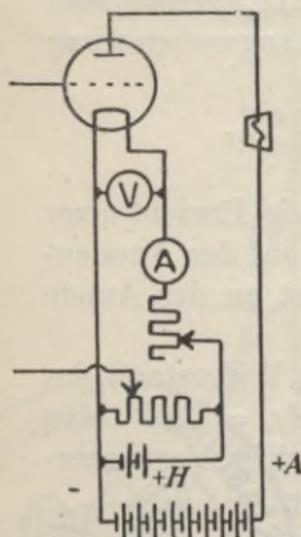


Abb. 30. Röhre mit Batterie und Spannungsteiler.

Voltmeter parallel zu ihm. Die zweite Art hat den Vorzug, daß man leicht das gleiche Instrument durch Umschaltung für verschiedene Röhren verwenden kann; beim Abschalten des Instrumentes steigt allerdings die Spannung etwas an, da dann der Spannungsverlust des Voltmeterstromes im Heizwiderstand wegfällt; das macht praktisch wenig, vielleicht 5—10% aus. Die Anodenspannung wird gewöhnlich veränderlich gemacht, z. B. durch Abgriffe an Trockenbatterien oder Akkumulatoren, welche die abgegriffene Spannung abzulesen gestatten. Ein gegebenenfalls verwendetes Voltmeter wird man ausschaltbar machen, um die Batterie nicht dauernd mit dem Voltmeterstrom zu belasten. Wenn nicht anders bemerkt, bedeutet + A immer den Anschluß des Pluspoles der Anodenspannung, + H den Anschluß des Heizwiderstandes und des Pluspoles der Heizspannung und — den

Anschluß des Minuspoles der Heizspannung; mit ihm ist gewöhnlich der Minuspol der Anodenspannung auch verbunden; es ist aber ebensogut möglich, diesen mit dem Pluspol der Heizspannung zu verbinden.

## 19. Die Doppelgitterröhre.

Die angeführten Größen  $S$ ,  $R_i$  und  $v$  ergeben sich aus der räumlichen Anordnung von Heizfaden, Gitter und Anode in der Röhre und lassen sich nicht beliebig verändern. Will man durch entsprechenden inneren Bau der Röhre den Ver-

stärkungsfaktor  $v$  möglichst groß machen, so wird dadurch der innere Widerstand und die notwendige Anodenspannung unerwünscht hoch. Hier hat sich nun die weitere Einschaltung eines Gitters als nützlich erwiesen.

Schaltet man es zwischen Heizdraht und Steuergitter und gibt man ihm eine geringe positive Spannung, so zerstreut es die hemmende Wirkung der ausströmenden Elektronen, welche diese auf sich selbst ausüben, indem sie die Umgebung des Glühdrahtes mit einer Raumladung erfüllen. Man nennt diese Schaltung darum die **Zerstreuungsgitterschaltung**.

Schaltet man das zweite Gitter zwischen Steuergitter und Anode und gibt man ihm eine fast so hohe Spannung wie der Anode, aber unmittelbar von der Batterie her, so wird es das Steuergitter vor der

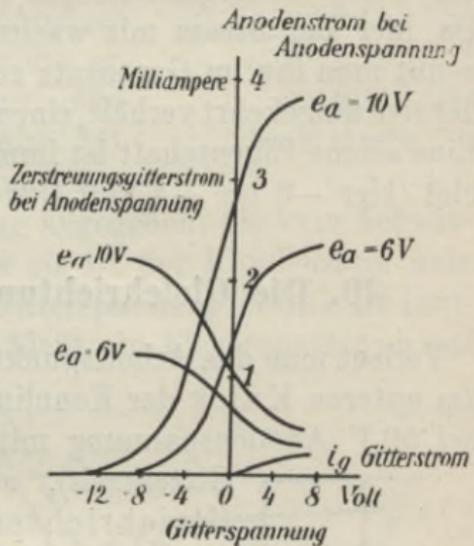


Abb. 31. Kennlinie der Doppelgitterröhre.

Rückwirkung der Anodenspannungsschwankung schützen; damit wird der Verstärkungsfaktor  $v = \frac{de_a}{de_g}$ ,

der ja das Verhältnis der Anoden zur Steuergitterspannung für die gleiche Änderung des Anodenstromes bedeutet, groß. Diese Schaltung heißt **Schutznetzschaltung**.

Die Doppelgitterröhren geben außer den genannten Vorteilen verschiedene schaltungstechnische Möglichkeiten, die erst zu einem Teil untersucht und ausgenutzt sind. Aber grundsätzlich kann an jeder Stelle, an der eine Eingitterröhre verwendet ist, auch eine Doppelgitterröhre

verwendet werden, und sie bietet immer einen Vorteil, den man je nach den Erfordernissen der Anordnung durch die Anwendung einer der zwei genannten Schaltungen erreichen kann.

Die Kennlinien einer Doppelgitterröhre in Zerstreungsgitterschaltung stellt Abb. 31 dar; die Spannung des Zerstreungsgitters (auch Raumladungsgitter genannt) ist gleich der Anodenspannung gewählt. Auf den Verlauf des Zerstreungsgitterstroms sei besonders hingewiesen. Da hier der Strom mit wachsender Spannung fällt, so nennt man ihn im Gegensatz zum Ohmschen Widerstand, der sich umgekehrt verhält, einen „fallenden“ Widerstand. Eine solche Eigenschaft ist immer auf ein bestimmtes Gebiet (hier  $-8$  bis  $+4$  Volt Gitterspannung) beschränkt.

## 20. Die Gleichrichtung mit der Röhre.

Verlegt man den Arbeitspunkt an der Röhre so, daß man am unteren Knick der Kennlinie arbeitet (in der Abb. 29 bei  $50$  V Anodenspannung mit  $-12$  V Vorspannung im Gitterkreis), so wirkt die Röhre als Gleichrichter: ihre Charakteristik hat fast den gleichen Verlauf wie die des Detektors (vgl. Abb. 27). Dementsprechend gilt die gleiche Erklärung wie dort. Ein Unterschied besteht insofern, als das Gitter der Röhre keine Leistung aufnimmt, sondern die Leistung im Telephon an der Anodenbatterie der Röhre aufgebracht wird und die Spannung am Gitter nur die

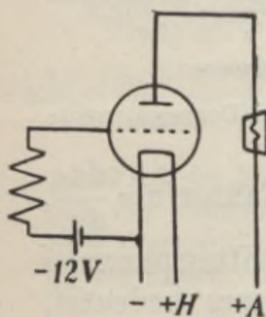


Abb. 32.  
Röhrengleichrichtung.

Steuerung besorgt (Abb. 32). Da jede Leistungsabgabe eine dämpfende Rückwirkung auf den Schwingungskreis hat, so ist dadurch die Röhrengleichrichtung der Detektorgleichrichtung überlegen.

## 21. Das Audion.

Bei der Gleichrichterschaltung wird nur die eine Hälfte einer Schwingung ausgenutzt; es gibt eine wirksamere Ausnutzung der Röhre, bei der nicht der Knick der Anodenstromkennlinie, sondern der der Gitterstromkennlinie benutzt wird. Die entsprechende Schaltung zeigt Abb. 33. Man nennt sie die Audionschaltung. Die Wirkungsweise erklärt die Zeichnung des Spannungsverlaufes im Gitterkreis (Abb. 34). Durch die gestrichelte Kurve sei die hochfrequente Spannung angegeben, die vom Schwingungskreis herkommt. Für sie ist der Kondensator kein Widerstand. Solange die Gitterspannung positiv ist (zwischen den Punkten 1 u. 2), fließt ein Elektronenstrom auf

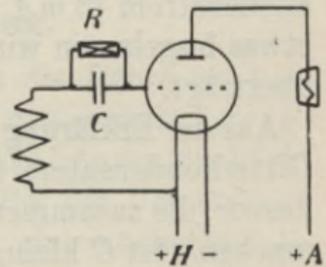


Abb. 33. Audion.

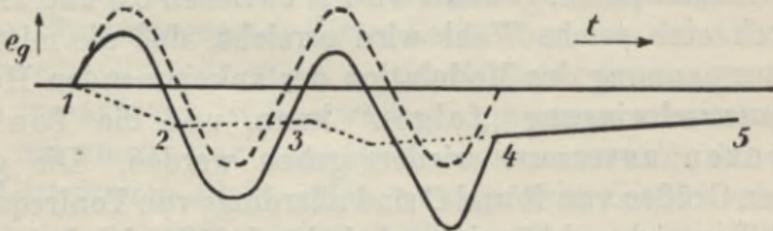


Abb. 34. Gitterspannungsverlauf beim Audion.

das Gitter entsprechend der Charakteristik (siehe Abb. 29, S. 42). Dadurch wird der Kondensator negativ, wie die punktierte Linie zeigt. Während der negativen Halbwelle (zwischen 2 und 3) fließt über den hochohmigen Widerstand ein geringer Teil der Ladung wieder ab. Die nächste positive Halbwelle wird nur auf einem kleinen Stück am Gitter eine positive Spannung erzeugen, was ein weiteres Absinken der Gitterspannung zur Folge hat. Hören die Schwingungen

auf (bei 4), so wird der Kondensator langsam über den Widerstand wieder auf seine normale Ausgangsspannung gebracht. Der Anodenstrom macht die gleiche Änderung wie die Gitterspannung, und im Telephon gelangt die Absenkung (. . . 1—5) zur Wirkung, indem die vom Daueranodenstrom ( $3 \text{ mA}$  nach Abb. 29) angezogene Membrane etwas losgelassen wird und so den Stromstoß auf die Luft überträgt.

Aus der Erklärung gehen die Richtlinien für die Wahl des Gitterkondensators  $C$  und des Ableitungswiderstandes  $R$  hervor, die zusammen das Wesen der Audionschaltung ausmachen. Ist  $C$  klein, so wird seine Spannung schon, wenn wenig Elektronen auf ihn kommen, stark negativ; er wird dann aber ebenso schnell seine Ladung während der längeren Zeit der negativen Gitterspannung über  $R$  verlieren. Ist er zu groß, so sinkt die Spannung zu langsam ab. Als richtiger Mittelwert gilt 100—300 cm. Ein zu kleines  $R$  leitet zu schnell ab und bildet schließlich auch einem Nebenweg für die Hochfrequenz: gewählt wird  $R$  zwischen 0,5 und  $2M\Omega$ . Durch eine solche Wahl wird erreicht, daß die mittlere Gitterspannung der Modulation der ankommenden Hochfrequenzschwingung „folgen“ kann, und die Tonfrequenzen unverzerrt wiedergegeben werden. Die günstigen Größen von  $R$  und  $C$  sind allerdings von Tonfrequenz und Tonstärke abhängig und dadurch läßt sich bei einer guten Ausnutzung der Audionwirkung eine ganz unverzerrte Wiedergabe nicht erreichen.

Der Widerstand  $R$  kann unter Umständen ganz wegbleiben, und doch ist noch eine Audionwirkung vorhanden. Das kann daran liegen, daß die nicht sehr gute Isolation des Kondensators oder des Röhrensockels einen Ableitungswiderstand darstellt. Es ist auch möglich, daß die dann auftretende hohe negative Ladung die Bedingung für das Arbeiten der Röhre als Gleichrichter gibt (s. S. 46).

Ein Telephonkondensator ist im allgemeinen nicht not-

wendig; seine gegebenenfalls günstige Wirkung beruht auf schwacher unbeabsichtigter Rückkopplung (s. S. 53) oder darin, daß er die zwar nur schwach ausgeprägte Tonfrequenzresonanzanlage des Telephons günstig verschiebt.

## 22. Die Verstärkung.

Die vielseitigste Anwendung findet die Röhre als Verstärker. Da die Spannung am Gitter den praktisch trägheitslosen Elektronenstrom steuert, so können die höchsten Frequenzen verstärkt werden. Bei der Verstärkung handelt es sich im allgemeinen darum, eine möglichst hohe Spannung ans Gitter zu bringen, und dann eine möglichst hohe Leistung dem Anodenkreis zu entnehmen.

Hierfür spielt zunächst der Arbeitspunkt eine große Rolle. Soll unverzerrt verstärkt werden, so muß man den geraden Teil der Charakteristik benutzen; z. B. bei 60 Volt Anodenspannung (siehe Abb. 29) kann man ohne besondere Vorspannung im Gitterkreis arbeiten. Zu den Zeiten der positiven Spannungen am Gitter fließt aber, wie die Abb. 29 zeigt, ein Gitterstrom, d. h. der Gitterkreis nimmt eine Leistung auf; das ist unerwünscht, und man arbeitet deshalb mit so großer negativer Vorspannung, daß nie ein Gitterstrom fließt. Hat man größere Gitterwechselspannung, so muß man auch eine größere negative Vorspannung anwenden und größere Anodenspannung, damit man in der Mitte des geraden Teiles der Charakteristik bleibt. Hätte man bei der Röhre von Abb. 29 schon eine Gitterwechselspannung von 10 V, so müßte man eine negative Vorspannung von 10 V wählen, die Röhre stärker heizen und 100 V Anodenspannung nehmen, um diese Spannung unverzerrt auszunutzen.

Welche Leistung eine Röhre bei gegebener Gitterspannung liefert, hängt von der Größe des eingeschalteten Ver-

brauchswiderstandes ab; es gilt hier die Regel von der **Anpassung**, die besagt, daß ein Generator mit konstanter Spannung dann die größte Leistung abgibt, wenn der äußere Widerstand gleich dem inneren Widerstand ist.

Dann ist die Gitterspannung am besten ausgenützt, indem sie die größtmögliche verstärkte Leistung steuert, worauf es ja bei der Röhre ankommt. Der Wirkungsgrad allerdings, den man den Gesichtspunkten der Starkstromtechnik entsprechend als das Verhältnis der nutzbar abgegebenen zu der gesamten von der Röhre gelieferten Leistung definiert, wäre für den Fall der Anpassung nur 50%; wollte man ihn z. B. auf 95% verbessern, so müßte der Nutzwiderstand  $R$  zehnmal so groß wie  $R_i$  sein; damit würde aber die Gesamtleistung auf weniger als ein Zehntel sinken und zugleich die Nutzleistung auf ungefähr ein Fünftel ihres größtmöglichen Wertes.

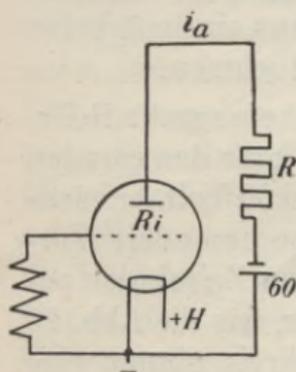


Abb. 35. Widerstand im Anodenkreis.

Bei der Wichtigkeit, welche die Forderung der Anpassung auch für Detektorkreise usw. besitzt, scheint eine kurze Ableitung zweckmäßig.

Die Röhre kann aufgefaßt werden als ein Generator mit der Spannung  $e_a = v \cdot e_g$  und dem inneren Widerstand  $R_i$ . Dann gilt (siehe Abb. 35)

$$e_a = i_a \cdot R + i_a \cdot R_i = i_a (R + R_i)$$

die abgegebene Leistung  $N_a = i_a^2 \cdot R$

$$= \frac{e_a^2}{(R + R_i)^2} \cdot R.$$

Der Höchstwert findet sich für das Verschwinden der Ableitung  $\frac{dN_a}{dR}$

$$\frac{dN_a}{dR} = e_a^2 \frac{(R + R_i)^2 - 2R(R + R_i)}{(R + R_i)^4} = 0,$$

daraus folgt  $R = R_i$ . Sehr genau ist diese Bedingung nicht einzuhalten; eine Abweichung um 50 % gibt erst eine um 10 % verminderte Leistung. Für den Fall, daß man keinen rein Ohmschen äußeren Widerstand hat, (z. B. bei einem Telephon) setzt sich der Gesamtwiderstand aus  $R + j\omega L$  zusammen, was einem Absolutwert von  $Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$  entspricht. Jetzt muß  $R_i = Z$  sein, wobei zwar  $Z$  von  $\omega$  abhängig ist und die Anpassung also nur für eine bestimmte Frequenz genau erreicht werden kann.

Ist der innere und äußere Widerstand,  $R_i$  und  $R$ , gegeben, so kann man der Regel der Anpassung durch den Einbau eines richtig gewählten Transformators entsprechen. Das Übersetzungsverhältnis  $n$  errechnet sich zu

$$n = \frac{n_2}{n_1} = \sqrt{\frac{R_i}{R}} \quad \text{oder} \quad n^2 R = R_i.$$

Für den Gitterkreis einer Röhre gelten die vorstehenden Betrachtungen nicht ohne weiteres. Da bei negativer Vorspannung (s. S. 42) kein Strom fließt, ist der Gitterwiderstand unendlich; es soll außerdem nur eine möglichst hohe Spannung erreicht und keine Leistung aufgenommen werden. Daraus würde für einen Gittertransformator ein beliebig hohes Übersetzungsverhältnis folgen. Bei der dann notwendigen hohen Windungszahl wird der Wicklungswiderstand groß. Da sich beim Transformator auch eine gewisse Eigenkapazität nicht vermeiden läßt, die noch durch die Zuleitungen und die geringe Gitterkapazität vergrößert wird, so sinkt durch den Ladestrom seine Spannung beträchtlich. Aus diesem Grunde geht man über ein Übersetzungsverhältnis von 1 : 6 bei der Kopplung zweier Röhren nicht hinaus. Die Spannungserhöhung geht also nicht verlustlos vor sich, im Gegenteil, die ganze zur Verfügung stehende Energie wird aufgewandt, um eine große Spannung am Gitter erzielen zu können.

Die Wicklung des Transformators mit Selbstinduktion und schwer vermeidbarer Eigenkapazität stellt einen Schwingungskreis dar; die daraus folgende Bevorzugung

einer Frequenz (s. S. 17) durch Resonanz im Tonbereich bedeutet eine Verzerrung der Sprache; durch sorgfältige Konstruktion läßt es sich jedoch erreichen, daß die Verstärkung in einem Gebiet von  $f = 100—5000$  einigermaßen gleich bleibt.

Sehr günstig kann man die Resonanz aber bei der Verstärkung von Hochfrequenz verwerten, wo es sich ja nur um ein schmales Frequenzband (s. S. 34) handelt. Beim Übergang auf verschiedene Wellen muß dann aber jeweils z. B. durch einen zugeschalteten Drehkondensator der Gitterkreis abgestimmt werden.

Verwendet man rein **Ohmsche Widerstände** zur Kopplung, so wird man weitgehend von der Frequenzabhängigkeit frei. Man verzichtet dabei allerdings auf eine volle Ausnutzung der Verstärkungsmöglichkeit. Man wählt üblicherweise einen Widerstand von 10000—100000 Ohm im Anodenkreis und läßt den Spannungsabfall, den der Anodenwechselstrom in ihm hervorruft, am Gitter der nächsten Röhre wirken. Zieht man aber in Betracht, daß ja nur die letzte Röhre Leistung abzugeben hat, und daß man bei der vorhergehenden Röhre nur eine Spannungsverstärkung wünscht, so kommt man auf viel höhere Widerstände als günstig, nämlich 3—6 Millionen Ohm, und erreicht dann durch Verwendung von Spezialröhren (großes  $v$ ) eine sehr gute Verstärkung.

Am Widerstand  $R$  (s. S. 50 Abb. 35) entsteht bei Änderung des Anodenstromes eine Änderung des Spannungsabfalles. Es wird hierbei von dem konstanten Wert der Anodenspannung und des Anodenstromes abgesehen und unter den Änderungen die überlagerten Wechselströme verstanden. Dann lautet die Gleichung

$$e_a = -i_a R.$$

Der Anodenwechselstrom  $i_a$  ist dabei selbst wieder von  $e_1$  und  $e_g$  abhängig, wie es die Kennlinien und die daraus für den geraden Teil abgeleiteten Größen  $S$  und  $R_i$  angeben.

$$\begin{aligned}
 i_a &= \frac{d i_a}{d e_a} \cdot e_a + \frac{d i_a}{d e_g} \cdot e_g \\
 &= \frac{1}{R_i} \cdot e_a + S \cdot e_g
 \end{aligned}$$

und unter Berücksichtigung der ersten Gleichung

$$-\frac{e_a}{R} = \frac{1}{R_i} e_a + S \cdot e_g.$$

Für die Spannungsverstärkung folgt daraus (s. S. 43)

$$\frac{e_a}{e_g} = \frac{S \cdot R_i}{1 + \frac{R_i}{R}} = \frac{v}{1 + \frac{R_i}{R}}.$$

Man sieht, daß für hohes  $R$  eine Spannungsverstärkung erreicht wird, die fast gleich dem Verstärkungsfaktor ist. Für transformatorisch gekoppelte Verstärker muß, wie früher abgeleitet wurde,  $R = R_i$  sein und damit wird nur  $\frac{e_a}{e_g} = \frac{1}{2} v$  erreicht; da aber dort die Spannung auch schon im Eingangstransformator erhöht wird, ist die Gesamtspannungsverstärkung  $\frac{e_a}{e_g} = n \cdot \frac{1}{2} v$ .

### 23. Die Schwingungserzeugung.

Der Schwingungskreis  $LC$  am Gitter in der Abb. 36 habe auf irgendeine Weise eine Energie zugeführt erhalten; er würde nun (s. S. 19) in gedämpften Schwingungen abklingen. Da nun der vom Gitter gesteuerte Anodenstrom die gleichen Schwingungen ausführt, kann man durch eine **Rückkopplung** einen Teil der Energie des Anoden-

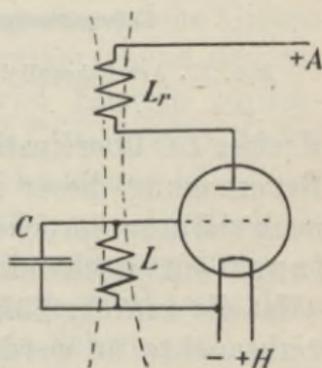


Abb. 36. Rückkopplung.

kreises wieder auf den Gitterkreis zurückführen. Trifft nämlich die Beeinflussung, die im gewählten Beispiel induktiv durch  $L_r$  erfolgt, auf den Gitterkreis so ein, daß die

vorhandenen Schwingungen unterstützt werden, so werden sie nicht wie sonst abklingen; sie würden ungeschwächt fortbestehen, wenn die zurückgeführte Energie die Verluste gerade ersetzt. Ersetzt sie diese nicht ganz, so werden die Schwingungen nur langsamer abklingen; es ist gerade so, als ob die Ursache der Verluste, der Widerstand, kleiner geworden wäre. Man sagt deshalb auch wohl, die Röhre wirke in dieser Anordnung wie ein „negativer“ Widerstand.

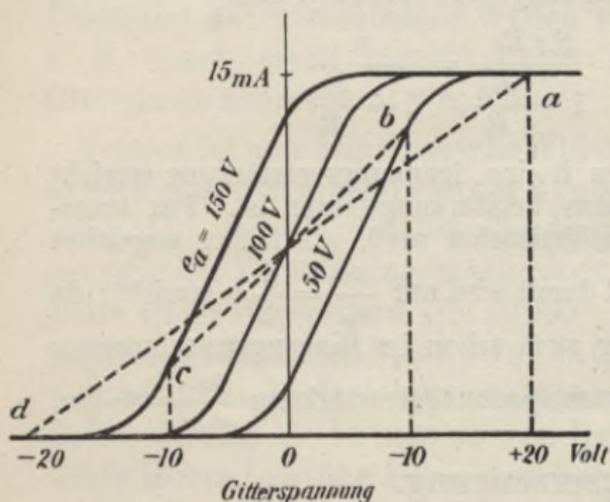


Abb. 37. Arbeitskennlinie der Röhre.

Rührt die anfangs vorausgesetzte Energiezufuhr zum Gitterkreis von einem fremden Sender her, so werden die von ihm im Gitterkreis erzeugten Schwingungen besonders dann auf die ausgeführte Art unterstützt werden, wenn sie mit der Eigenwelle dieses Kreises  $LC$  übereinstimmen. Die schon vorher vorhandene Bevorzugung dieser Frequenz durch Resonanz wird also noch viel ausgesprochener, indem man eine der „Entdämpfung“ entsprechende, spitzere Resonanzkurve erhält.

Ist die zurückgeführte Energie größer als die im Kreis verbrauchte, so werden auch die kleinsten Schwingungen anwachsen, bis die Gitterspannung die ganze Röhre ansteuert und der Sättigungsstrom ein weiteres Anwachsen verhindert, wie es weiter unten ausgeführt ist. Die Röhrenanordnung ist damit zum **Sender** oder Generator geworden.

Die Abb. 37 zeigt genauer, wie weit die Schwingungen anwachsen können. Da die Senderwirkung auf der Verstärkerwirkung beruht, so muß auch hier das günstigste Gebiet für das Einsetzen der Schwingungen am steilsten Teil der Kennlinien liegen, ungefähr in der Mitte des geraden Teiles. Besteht nun eine Schwingung am Gitter vom Höchstwert  $10 V$ , so schwingt der Anodenstrom zwischen den Werten  $b$  und  $c$ . Die Verkleinerung der Anodenspannung bei  $b$  rührt von größerem Spannungsabfall in der Rückkopplungsspule  $Lr$  her (Abb. 36), der in diesem Augenblick den größeren Wert  $b$  hat; umgekehrt ist es bei  $c$ . Es ist also an der Röhre bei großem Strom kleine Spannung und umgekehrt, also gerade das Gegenteil, wie bei einem Widerstand. Die vom Anodenstrom während der Schwingung durchlaufene Linie  $bc$ , die Arbeitskennlinie der Röhre, ist also sowohl von der Röhre als auch dem Widerstand im Anodenkreis abhängig. Steigt die Gitterspannung weiter bis  $\pm 20$  Volt, so wird die mittlere Steilheit ( $ad$ ) der Arbeitskennlinie kleiner; man sieht, eine weitere Gitterspannungserhöhung wird den Anodenstrom nicht mehr vergrößern können. Es wird sich also nur eine solche Gitterspannung erhalten können, bei der entsprechend der Arbeitskennlinie der Anodenstrom soviel Energie zurückliefert, daß er gerade die Verluste des Gitterkreises deckt.

Die Frequenz der entstehenden Schwingung hängt nur von den Wechselwiderständen im Gitter- und Anodenkreis ab. Ist z. B. nur der Gitterkreis ein Schwingungskreis, so wird nahezu seine Eigenfrequenz  $f_1$  erregt. Wirkt nun dazu noch von der Antenne her eine fremde Schwingung  $f_2$ , so tritt im Gitter- und Anodenkreis die Überlagerungsschwingung  $f_3$  auf (s. S. 35). Abb. 38 zeigt den Verlauf der drei Frequenzen in Abhängigkeit des Gitterkreiskondensators. Dabei zeigt sich manchmal, daß links und rechts vom Resonanzpunkt  $a$  ( $f_1 = f_2$ ) ein Mitnahmebereich  $bc$  be-

steht. Das rührt daher, daß bei der geringen Verstimmung des Gitterkreises gegenüber  $f_2$  die fremde Schwingung zu

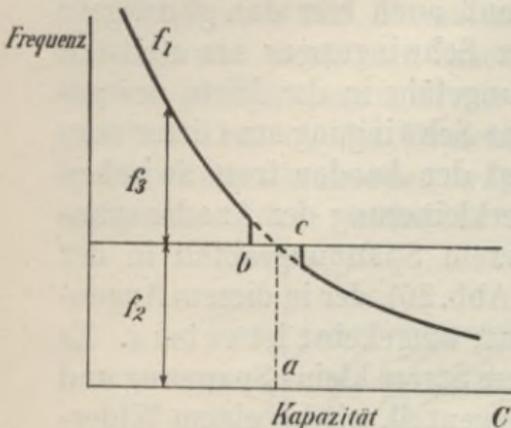


Abb. 38. Überlagerungsfrequenz in Abhängigkeit von der Abstimmung.

stark ist: durch die hohe Gitterspannung der fremden Frequenz wird die mittlere Steilheit der Arbeitskennlinie (s. S. 54, Abb. 37) so klein, daß die eigene Schwingung  $f_1$  nicht bestehen kann. Sonst aber stellt die Überlagerungsschwingung  $f_3$ , wenn die Differenz  $f_1 - f_2 = f_3$  so gewählt wird, daß sie im hörbaren Bereich

liegt, eine unwillkommene Störung bei Telephonieempfang und eine willkommene Möglichkeit beim Telegraphieempfang dar, die Zeichen mit dem Gehör aufzunehmen bzw. bequem weiter verstärken zu können.

### III. Zubehörteile.

#### 24. Das Telephon.

Zur Verwandlung der elektrischen Tonfrequenzschwingungen in hörbare, akustische Schwingungen benutzt man das Telephon, auch Hörer genannt. Es besteht aus einem permanenten Magneten mit einer Wicklung; vor seinen Polen liegt eine bewegliche Eisenmembran. Treten in der Wicklung Stromschwankungen auf, so wird der Magnetismus gestärkt und geschwächt, die Membran wird bald mehr, bald weniger stark angezogen und teilt ihre Bewegung der Luft mit. Für die Klangreinheit ist die Dicke, Größe und Lagerung der Membran von großer Bedeutung, da

davon ihre Eigenfrequenz abhängt, die sie dann infolge mechanischer Resonanzerscheinung viel stärker wiedergibt. Man legt deshalb die Eigenfrequenz über den hörbaren Bereich hinaus, so daß alle Frequenzen zwar etwas leiser, aber dafür gleichmäßiger wiedergegeben werden.

Gewöhnlich wird der Gleichstromwiderstand des Telephons zur Kennzeichnung angegeben. Wird das Telephon aber von Wechselstrom durchflossen, so treten in der Membran und im Magneten Hysteresee- und Wirbelstromverluste auf, die sich in einer Erhöhung des Widerstandes geltend machen; ebenso tritt durch die Membranbewegung eine Widerstandserhöhung auf, die dem einzigen nutzbaren Energieverbrauch entspricht, so daß nur ein sehr kleiner Wirkungsgrad erreicht wird. Durch die Angabe des Gleichstromwiderstandes hat man einen ungefähren Anhaltspunkt für die Anwendung der Anpassungsregel (s. S. 50). Entgegen einem üblichen Widerstand von 20 bis 200  $\Omega$  bei gewöhnlichen Fernsprechanlagen wird der Widerstand der Radiotelephone viel höher gewählt. Verwendet man einen 2000ohmigen Hörer, so kann die Widerstandserhöhung bei Tonfrequenz im gleichen Betrag angenommen werden; der induktive Widerstand wird ebenfalls ungefähr diese Größe haben, so daß mit einem  $Z$  von 5000—8000  $\Omega$  gerechnet werden kann. Da bei der Röhre der innere Widerstand 10 000—20 000  $\Omega$  beträgt, kann man auch noch Telephone mit höherem Gleichstromwiderstand als 2000  $\Omega$  verwenden, wenn sich solche mit dem gleichen Wirkungsgrad bauen lassen, oder aber man kann bis zu drei Telephone hintereinanderschalten und erreicht damit die bessere Angleichung.

Beim Anschluß des Telephons an einen Detektor (s. S. 40) liegen die Verhältnisse anders, so daß man da eher Telephone mit niederem Widerstand verwenden oder bei Benutzung von mehreren Parallelschaltung vorziehen wird.

## 25. Der Lautsprecher.

Hat man größere Energie zur Umwandlung in Schallenergie zur Verfügung, so benutzt man den Lauthörer oder Lautsprecher. Eine ganze Reihe von Konstruktionen verwendet das beim Telephon angewandte Prinzip und sucht durch besondere Bemessung der Membran, der Wicklung und der Tonführung große Schallenergien zu erreichen, ohne daß der Lautsprecher überschrien wird. Ein Überschreien tritt ein, wenn die Membranbewegung nicht mehr proportional den magnetischen Kräften erfolgt. Einen besonderen Bau weißt der Siemensbandlautsprecher auf; er beruht darauf, daß auf einem stromdurchflossenen Leiter in einem Magnetfeld Kräfte ausgeübt werden; als Leiter hängt ein papierdünnes Bändchen, dessen Eigenfrequenz sehr tief liegt, in einem kräftigen elektromagnetischen Feld, wird von dem Tonfrequenzstrom durchflossen und versetzt die Luft bei seiner Bewegung in mitsprechende Schwingungen.

Auch die elektrostatische Anziehung wird beim Bau der Lautsprecher ausgenutzt. Eine Anordnung wird von der Firma Huth nach den Entdeckungen von Johnsen und Rahbeck gebaut; ein auf einer sich drehenden Achatwalze liegendes Band überträgt die wechselnde Haftung, die von der Spannung des Bandes gegen die Walze abhängt, auf eine Membran. Eine neuere Anordnung bietet das Statorphon; die eine Platte eines Kondensators wird durch eine Membran dargestellt, die dann durch die bei wechselnder Spannung auftretenden Kräfte unmittelbar bewegt wird; die Gegenplatte darf nur einen sehr kleinen Abstand haben und muß durchlöchert sein, um die dazwischen eingeschlossene Luft nicht zu dämpfen.

Für mittlere Verhältnisse (Zimmerlautsprecher) hat sich trotz allem das elektromagnetische Prinzip am meisten be-

währt; die anderen Anordnungen bedingen einen Aufwand, der sich nur für besonders große Anforderungen lohnt. Was den inneren Widerstand der gebräuchlichen Lautsprecher anbelangt, so ist er wesentlich niedriger als der der Telephone; die für ihn benutzten Endverstärkungsröhren haben auch nur einen inneren Widerstand von 4000—8000  $\Omega$ .

## 26. Die Batterien.

Zum Betrieb der Röhren werden verhältnismäßig hohe Energien verbraucht; davon ist die Heizenergie, durch welche die Röhren erst in einen betriebsfähigen Zustand versetzt werden, als reiner Verlust anzusehen. Die durch die Verstärkung erhaltene Leistung wird von der Anodenbatterie geliefert, und es handelt sich dabei für den Kopfhörerempfang kaum um Tausendstel Watt, gegenüber der mindestens mehrere Zehntel Watt betragenden Heizleistung.

Die Heizung der Röhren erfolgt meistens aus Akkumulatoren, die bei sorgfältiger Wartung eine sehr lange Lebensdauer haben. Fehlt aber eine günstige Lademöglichkeit oder wünscht man eine einfache Bedienung, so sind Trockenbatterien vorzuziehen. Und je nach diesem Gesichtspunkt wird man auch die Röhren wählen, die ja für verschiedene Heizspannungen und Heizstromstärken geliefert werden, zu denen auch der Heizwiderstand passen muß.

Als Berechnungsbeispiel sei der Heizwiderstand für eine Telefunkenröhre RE 154 zu bestimmen. Wie aus der Nummer zu ersehen ist, braucht die Röhre 0,15 A Heizstrom und kann von einem 4 V Akkumulator gespeist werden; die Spannung am Glühfaden beträgt 3,6 V. Bei geladenem Akkumulator (4,4 V) sind demnach 0,8 V bei 0,15 A abzdrosseln; das gibt nach dem Ohmschen Gesetz ( $e = i \cdot R = 0,8 \text{ V} = 0,15 \text{ A} \cdot R \Omega$ ) einen Widerstand von  $R = 5,3 \Omega$ ; um auch eine schwächere Heizung einstellen zu können, wählt man den Höchstwert des Widerstandes zu 20  $\Omega$ .

Ein solcher Widerstand ist z. B. in Abb. 39 dargestellt. Bei ihm würde man ein Material von hohem spezifischem Widerstand (z. B. Konstanten mit  $\rho = 0,5$ ; vgl. S. 4) wählen; nimmt man einen solchen Draht von 0,3 mm Durchmesser ( $q = 0,07$  qmm Querschnitt), so ergibt sich die notwendige Länge

$$l = \frac{R \cdot q}{\rho} = \frac{20 \cdot 0,07}{0,5} = 2,8 \text{ m.}$$

Für die Anodenspannung kann man Trockenbatterien empfehlen. Ist für mehrere Röhren der Anodenstrom zu liefern und kann mit sachgemäß, sorgfältiger Wartung gerechnet werden, so bringen kleine Anodenakkumulatoren entschiedene Vorteile.

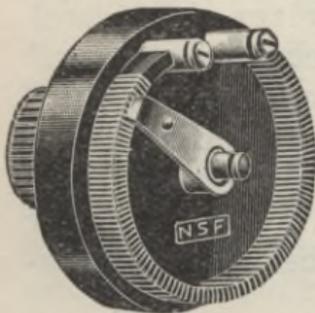


Abb. 39. Heizwiderstand der Nürnberger Schraubenfabrik.

Nur in selteneren Fällen kann zu einem Netzanschlußgerät geraten werden; bei guter Anpassung an die örtlichen Betriebsbedingungen kann man damit zwar den Vorteil einfachster Bedienung und steter Betriebsbereitschaft haben, doch muß man einige Nachteile in Kauf nehmen; es macht Schwierigkeiten, verschiedene Spannung beliebig abzunehmen und doch die Netzgeräusche in mehrstufigen Empfängern genügend abhalten zu können (s. S. 24); außerdem bringt die unmittelbare Verbindung mit dem Lichtnetz u. a. Gefahren für den Experimentierenden. Jedenfalls ist zu raten, in die Erdleitung des Empfängers einen Blockkondensator (größer als  $1000 \mu\mu F$  am besten) zu legen, da das Lichtnetz fast stets irgendwie Erdschluß hat.

## IV. Rundfunkempfangsschaltungen.

### 27. Grundsaltungen mit Detektor und Audion.

Die Grundsaltungen sind die einfachsten Anwendungen der Schwingungskreise; sehr zahlreich sind sie nicht, es ergeben sich aber schließlich dadurch, daß sie zusammengesetzt und wiederholt werden, viele Möglichkeiten. Die für das Verständnis und die Anwendung wichtigsten werden im folgenden angeführt. Der Entwicklung entsprechend kommen zuerst die **Detektorschaltungen**; sie finden sich, den Detektor durch die Röhre ersetzt, fast alle mit ihren Abarten bei den Röhrenschaltungen wieder.

Verzichtet man (z. B. in allernächster Nähe des Senders) ganz auf Abstimmung und legt damit auf größte Einfachheit Wert, so kann die Schal-

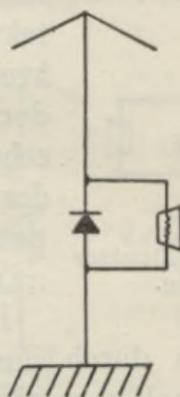


Abb. 40. Detektor im Antennenkreis.

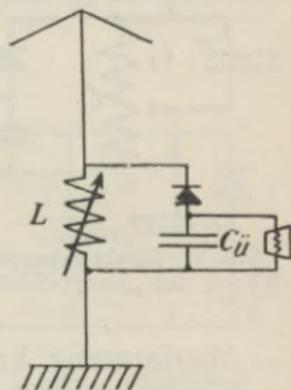


Abb. 41. Detektor am Variometer.

tung der Abb. 40 verwendet werden; der Detektor spricht dabei auf alle Wellen gleichmäßig an, da die Dämpfung durch den Detektor so groß ist, daß keine Resonanz entstehen kann.

Schaltet man in die Antenne eine Spule  $L$ , so bildet diese zusammen mit der Induktivität  $L_A$  und Kapazität  $C_A$  der Antenne einen Schwingungskreis (Abb. 41); für die Abstimmung ist die Spule irgendwie veränderlich: Schiebepule, Spule mit Anzapfungen oder Variometer (s. Abb. 4). Die Wellenlänge, auf die der Empfänger abgestimmt ist, ist

$$\lambda = 2\pi c \sqrt{(L + L_A)C_A};$$

es können also nur Wellen empfangen werden, die größer sind, als die Grundwelle der Antenne; außerdem ist die Kopplung des Detektors nicht unabhängig veränderlich, sondern durch die Abstimmung festgelegt  $K = \frac{L}{\sqrt{(L + L_A)L}}$   
 $= \sqrt{\frac{L}{L + L_A}}$ , das ist ein bedeutender Nachteil; denn es gibt

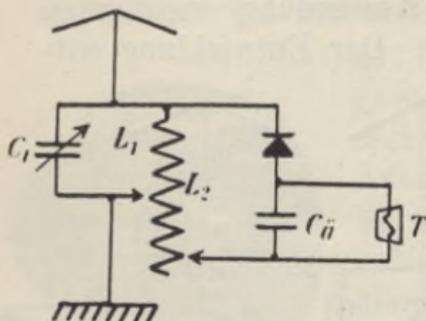


Abb. 42. Direkt gekoppelter Detektor bei „Lang“-Schaltung.

eine ausgesprochen günstige Kopplung, bei der die dämpfende Rückwirkung des Detektors auf den Schwingungskreis noch nicht zu stark und doch die übertragene Energie schon groß ist. Es muß sich also der Detektorwiderstand an den Antennenwiderstand „anpassen“ lassen.

Dem Nachteil der begrenzten Abstimmung kann durch die auf Seite 30 angegebenen Schaltungen abgeholfen werden. In der Schaltung der

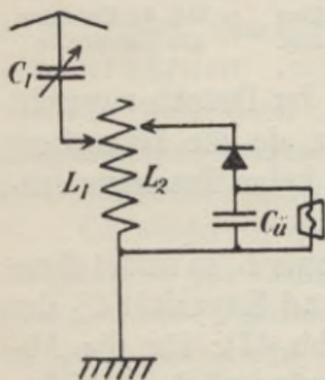


Abb. 43. Direkt gekoppelter Detektor bei „Kurz“-Schaltg.

Abb. 42 ist zugleich der Nachteil der unveränderlichen Kopplung behoben. Hier ist es nicht gleichgültig, wie Detektor und Telephon in den Kreis eingeschaltet sind; da das Telephon kapazitativ mit dem Hörenden gekoppelt ist, wird auf diese Weise ein Nebenschluß zur Erde gebildet. Liegt nun das Telephon an der Seite der Antenne und nicht wie in der Zeichnung an der Erdseite, so wird einmal die Abstimmung von der Lage des Telefons und des Hörenden abhängig; zum andern geht ein Teil der Energie auf diesem

Weg verloren.

Wege verloren. Aus dem gleichen Grunde soll ein Verkürzungskondensator (bei Anwendung der Schaltung „kurz“, Abb. 43) nicht in den Zweig zur Erde, sondern in den zur Antenne geschaltet werden, da sich ja nach der Gestaltung der Erde ein sehr starker Einfluß in der vorher besprochenen Art zeigt.

Ist der Antennenkreis nur induktiv mit dem Detektorkreis gekoppelt, so fällt diese Rücksicht weg und man hat noch weitere Vorteile (Ab. 44). Der Antennenkreis ist frei in der Wahl von Spule und Kondensator. Die Spule im Detektorkreis soll mit der Antennenspule veränderlich gekoppelt sein, indem sie entweder gegen jene irgendwie verdreht werden kann, oder indem ihre Windungszahl veränderlich gemacht wird. Die Windungszahl der Detektorspule be-

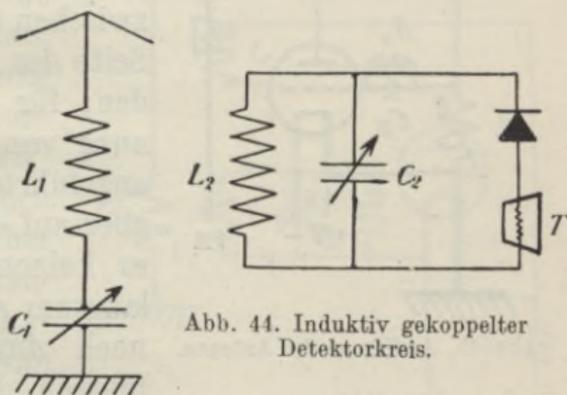


Abb. 44. Induktiv gekoppelter Detektorkreis.

trägt zweckmäßig das 5—10 fache der Antennenspule. Statt die Windungszahl so hoch zu wählen, kann man auch einen Drehkondensator parallel zur Detektorspule verwenden und so die Spannung durch Abstimmen erhöhen; man hat damit eine sogenannte **Sekundärschaltung** und erzielt eine bedeutend größere Abstimm-schärfe, die noch durch lose Kopplung auf Kosten der Lautstärke wesentlich erhöht werden kann.

Die bisherigen Schaltungen können auch statt des Detektors und Telephons den Gitterkreis einer Röhre erhalten, die als Gleichrichter oder als Audion geschaltet wird. Beim Gleichrichter wird eine solche negative Vor-

spannung gewählt, daß man an der unteren Krümmung der Kennlinie der Röhre arbeitet; dafür ist auch eine niedrigere Anodenspannung günstig. Die Vorspannung erreicht man durch Einschaltung von kleinen Trockenelementen oder durch einen entsprechenden Abgriff an der Anodenbatterie.

In Abb. 45 ist der Detektor der Abb. 41 durch ein Audion ersetzt, das durch den Gitterkondensator  $C_g$  (100—300 cm) und den Gitterableitungswiderstand  $R_g$  (0,5—2 Megohm) gekennzeichnet ist. Der Ableitungswiderstand kann auch unmittelbar zwischen Gitter und die positive Seite des Heizfadens gelegt werden; für die räumliche Anordnung von  $C_g$  und  $R_g$  ist oft die angeführte Art die günstigere; aber auf die Wirkungsweise hat es keinen Einfluß, wenn die langsam abfließenden Ladungen noch durch die Spule fließen müssen. Es könnte auch, wenn es aus zufälligen anderen Gründen erwünscht wäre, die Spule unmittelbar am Gitter liegen und  $C_g$  und parallel  $R_g$  in der Leitung von der Erdseite der Antennenspule zum Heizfaden liegen.

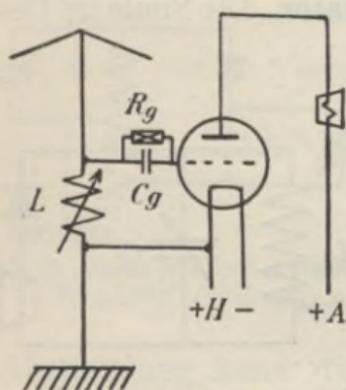


Abb. 45. Audion an der Antenne.

## 28. Rückkopplungsschaltungen.

Eine ganz wesentliche Verbesserung des Audions bringt die Einführung der Rückkopplung. Man versteht darunter eine Schaltung, durch die der Anodenkreis mit dem Gitterkreis in Verbindung gesetzt wird, um die vor dem Gitter liegenden Kreise mit den im Anodenkreis infolge der Gitterwirkung erzeugten verstärkten Schwingungen ebenfalls zu lebhafterem Schwingen zu veranlassen (s. S. 54).

Die einfachste Rückkopplungsschaltung zeigt Abb. 46. Die Rückwirkung des Anodenkreises auf den Gitterkreis erfolgt durch induktive Kopplung, die im gewöhnlichsten Fall durch Verändern der Spulenabstände beliebig einstellbar ist. Dadurch ist es möglich, die auf den Gitterkreis übertragene Energie größer oder kleiner zu machen und so dessen Dämpfung in jedem gewünschten Maße zu verringern; die Abstimmung wird um so schärfer und der Empfang um so lauter, je fester man die Rückkopplung macht.

Vergleicht man die Rückkopplungsschaltung der Abb. 46 mit der Senderschaltung (s. Abb. 36 S. 53), so entdeckt man, daß sie als die Vereinigung einer Sender- und Audionschaltung angesehen werden kann. Tatsächlich wird auch ein solcher rückgekoppelter Empfänger zum Schwingungserzeuger, sobald man die Kopplung eng genug macht und dadurch mehr Energie auf den vor der

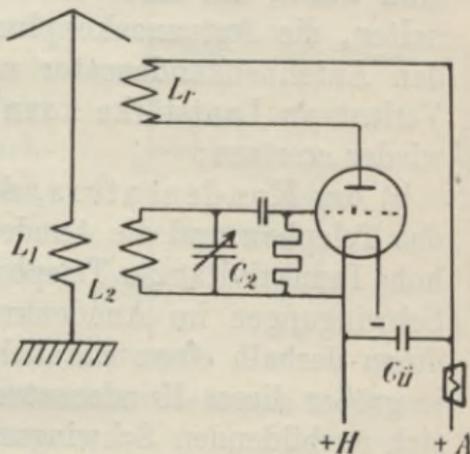


Abb. 46. Induktive Rückkopplung.

Röhre liegenden Schwingungskreis übertragen wird, als in ihm verzehrt wird. Setzen die Schwingungen wirklich ein, so wird durch die auftretende Überlagerungsschwingung (das sogenannte Pfeifen), die durch eine geringe Verstimmung der ankommenden gegen die selbsterzeugte Schwingung entsteht, der Empfang verzerrt und unrein und auch bei weiterer Vergrößerung der Rückkopplung wieder schwächer. Es ist demnach von der größten Wichtigkeit, die Rückwirkung des Anodenkreises sehr fein einstellen zu können, um gerade den Punkt größter Empfind-

#### IV. Rundfunkempfangsschaltungen.

lichkeit vor dem Einsetzen der Schwingungen wählen zu können. Man erreicht es, durch Verändern:

a) der Spulenabstände. Bei Verwendung eines dreifachen Spulenhalters nimmt man die feststehende mittlere Spule als Gitterkreisspule. Auf der einen Seite ist dann drehbar die Antennenspule, mit der man die Antennenkopplung verändert, auf der andern Seite drehbar die Anodenkreisspule, mit der man die Rückkopplung einstellt. Eine Vergrößerung der Antennenkopplung wirkt einer Vergrößerung der Rückkopplung entgegen. Man wählt, um einen abstimmscharfen Empfang zu erhalten, die Antennenkopplung lose und läßt u. a. auch den Antennenkondensator weg; den dadurch erlittenen Verlust an Lautstärke kann man ja durch Verstärkung wieder ersetzen;

b) des Kondensators, der das Telephon bzw. besser das Telephon und die Anodenbatterie überbrückt. Die hohe Induktivität des Telephons würde die hochfrequenten Schwingungen im Anodenkreis unterdrücken; man gibt ihnen deshalb einen Parallelweg über den Kondensator; je größer dieser Kondensator ist, um so stärker sind die sich ausbildenden Schwingungen im Anodenkreis, um so stärker wirken sie durch die Rückkopplungsspule auf den Gitterkreis zurück. Der Vorteil dieser Rückkopplungseinstellung ist der, daß die Wellenlänge des Gitterkreises dadurch nicht geändert wird und so Abstimmung und Rückkopplung fast unabhängig voneinander eingestellt werden können;

c) der Heizstromstärke. Die gewöhnlichen Heizwiderstände sind im allgemeinen hierzu nicht ausreichend und man sollte solche mit Feineinstellung verwenden. Diese Art der Einstellung bringt allerdings eine gewisse Gefahr für die Röhre mit sich, da man leicht dazu verführt werden kann, die Röhre zu überheizen;

d) der Anodenspannung. Da für das Einsetzen der Schwingungen und damit auch für die entdämpfende Wirkung der Rückkopplung der mittlere, steilste Teil der Kennlinie am günstigsten ist, so ist das Audion, das an der gleichen Stelle arbeitet, am besten für eine solche Schaltung geeignet, während die Gleichrichterschaltung viel schlechter arbeiten würde. Für das Arbeiten am richtigen Punkt der Kennlinien hat die Anodenspannung einen bestimmten Wert; zu hohe und zu niedere Spannung lassen die Schwingungen schwerer entstehen. Man kann indessen auf diese Weise nur sehr grob einstellen;

e) des Gitterableitungswiderstandes; die gebräuchlichen veränderlichen Hochohmwiderstände sind zwar ziemlich unzuverlässig, so daß diese Einstellung nicht sehr empfohlen werden kann;

f) des Gitterkondensators - die Wirksamkeit eines Drehkondensators an dieser Stelle ist allerdings im Vergleich zu seinen Anschaffungskosten zu gering;

g) der Gittervorspannung. Zu diesem Zwecke wird der Gitterschwingungskreis nicht unmittelbar mit seiner einen Seite an den Heizfaden angeschlossen, sondern an den veränderlichen Kontakt eines Widerstandes (200 bis 400  $\Omega$ ), der mit seinen beiden Enden unmittelbar an der Heizbatterie liegt, wie es Abb. 30 auf Seite 44 zeigt. Mit Hilfe eines solchen Spannungsteilers (auch ungenauerweise Potentiometer genannt) kann man in den Grenzen der Batteriespannung jeden Wert einstellen.

Die Abb. 47 zeigt die Anwendung der **kapazitiven** Rück-

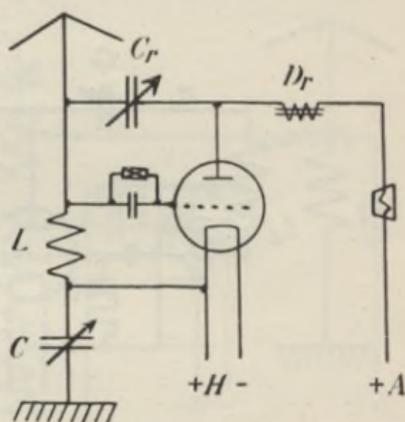


Abb. 47. Kapazitive Rückkopplung.

kopplung. Für das Verständnis der Wirkung ist besonders zu beachten, daß im Anodenkreis der Gleichstrom und die ihm überlagerte Tonfrequenz von der Hochfrequenz getrennt werden. Der Kondensator  $C_r$  läßt nur die hochfrequenten Schwingungen, die im Anodenkreis vom Antennen- und Gitterkreis her durch das Gitter hervorgerufen werden, wieder auf den Gitterkreis wirken. Dagegen werden die hochfrequenten Schwingungen durch die Drossel  $D$  (z. B. eine Honigwabeſpule von 1000 Windungen)

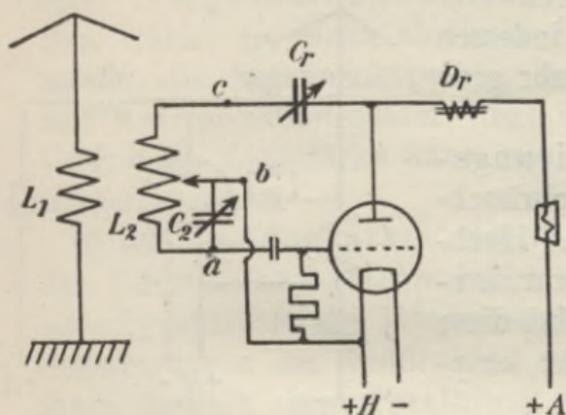


Abb. 48. Spannungsteilerschaltung.

gehindert über Telefon und Anodenbatterie abzufließen. Das Telefon allein ist trotz seiner hohen Induktivität bei kurzen Wellen nicht als Drossel geeignet, weil die Kapazität seiner Zuleitungen und seiner Wicklung zu groß ist.

Außerdem würde die Berührung des Telefons die zusätzliche Kapazität vergrößern und so die scharfe Abstimmung gefährden. Bei langen Wellen (über 1500 m) dagegen ist es zweckmäßig, die dann notwendige Drossel von sehr großer Windungszahl zu sparen und das Telefon als Drossel zu verwenden; es darf dann natürlich nicht durch einen Kondensator überbrückt werden. Zur Einstellung der Rückkopplung verwendet man am besten für  $C_r$  einen Drehkondensator; es ist aber selbstverständlich möglich, auch die auf Seite 66 unter c—f genannten Möglichkeiten dazu zu benutzen.

Durch Verbindung der induktiven und kapazitiven

Rückkopplung erhält man günstige Schaltungen, die sich besonders für kurze Wellen eignen. Abb. 48 zeigt die **Spannungsteilerschaltung** (auch Dreipunkt- und **Einkreisschaltung** genannt); sie hat ihren Namen davon, daß der Abgriff für die Kathode ( $b$ ) die Spannungsanteile festlegt, die an die Anode ( $bc$ ) bzw. an das Gitter ( $ab$ ) kommen. Der dadurch zugleich festgelegte Rückkopplungssinn (Anodenspannung entgegen der Gitterspannung) gestattet, auch bei ähnlichen Schaltungen den richtigen Rückkopplungssinn zu bestimmen, indem man sie auf diese Schaltung zurückführt. Der Abstimmkondensator kann beliebig zwischen  $ab$  oder  $bc$  oder  $ac$  liegen. Die Rückkopplung kann man durch Veränderung des Abgriffpunktes  $b$  grob und durch den Rückkopplungskondensator fein einstellen.

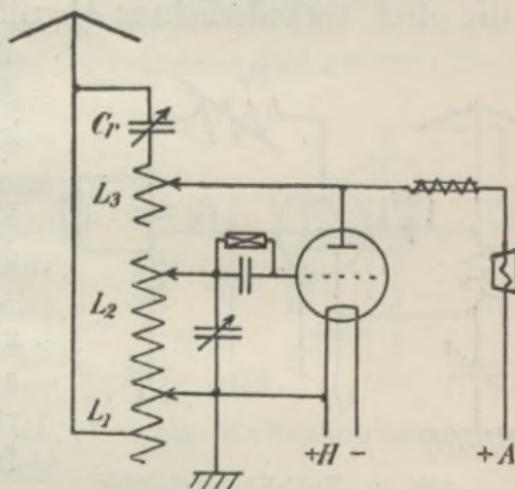


Abb. 49. Reinartzschaltung.

Will man die Schaltung für Rahmenempfang verwenden, wofür sie sehr geeignet ist, so legt man an  $ac$  den Rahmen und zapft für  $b$  den Rahmen an einer mittleren Windung an. Für die Rundfunkwellen wäre hier bei einem halben Quadratmeter Rahmenfläche mit 10—20 Windungen zu rechnen, die mit einem  $500 \mu F$  Kondensator die richtige Abstimmung ergeben.

Um den weiteren Ausbau der vorgenannten Schaltung hat sich **Reinartz** besondere Verdienste erworben, indem er durch richtige Wahl der Spulen günstige Verhältnisse sowohl für lautstarken als auch abstimmscharfen

Empfang erreicht. In der Abb. 49 ist eine kennzeichnende Anordnung angegeben. Für die Drossel gilt das bereits auf Seite 68 Gesagte. Die Rückkopplung wirkt einmal von  $L_3$  auf  $L_2$  im abgestimmten Gitterkreis und dann über  $C_r$  durch  $L_1$  auf den nur aus  $L_1$  bestehenden nicht abgestimmten Antennenkreis und noch einmal auf den Gitterkreis. Zur Verwendung gelangen abzapfbare Spulen, die besonders sorgfältig kapazitätsfrei gewickelt sind und so durch die drei veränderlichen Abgriffe sowohl einen weiten

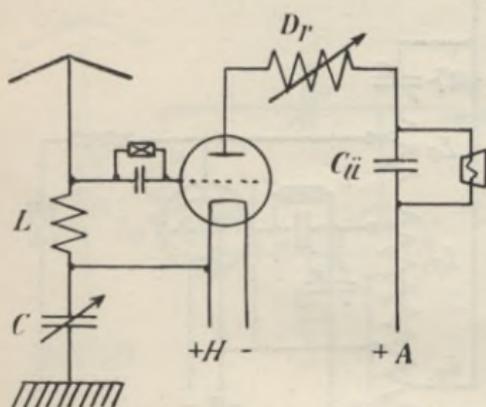


Abb. 50. Huth-Kühn-Schaltung.

Wellenbereich als auch die dazugehörige Rückkopplung einzustellengestatten.

Auch ohne besondere äußere Kopplung wirkt

der Anodenkreis über die Anoden-Gitterkapazität im Innern der Röhre auf den Gitterkreis zurück. Im allgemeinen führt diese Wirkung nicht

zur Schwingungserregung

oder Dämpfungsverminderung, da die Phasenverhältnisse nicht günstig liegen. Wird jedoch im Anodenkreis ein Schwingungskreis (Abb. 50) eingeschaltet, dessen Phasenwinkel sich ja gerade in der Nähe der Resonanz stark ändert (s. S. 18), so erhalten wir die **Huth-Kühnsehe** Rückkopplung. In der Abb. 50 ist statt des Schwingungskreises eine abstimmbare Drossel verwendet, deren Eigenfrequenz in dem gewünschten Gebiet liegt. In der Bedienung ist diese Schaltung nicht sehr einfach; weitere Möglichkeiten, aber auch weitere Bedienungsschwierigkeiten ergeben sich aus der zusätzlichen induktiven Kopplung der Spulen des Gitter- und des Anodenschwingungskreises, die mitunter angewendet wird.

Für die Doppelgitterröhre in Zerstreuschaltung ergibt sich noch eine besondere Art der Schwingungserzeugung. Die Abb. 51 stellt eine solche Schaltung (**Negadyn** genannt) dar. Es treten dabei ohne Anwendung einer Rückkopplung Schwingungen auf. Das erklärt sich aus dem Verhalten des Stromes am ersten Gitter. Im Ruhezustand fließt ein verhältnismäßig hoher Strom auf das erste Gitter, da es nahe am Glühdraht liegt und eine ebensolche Spannung wie die Anode hat. Wird nun beim Auftreffen irgendeiner Schwingung das zweite Gitter positiv, so fließt der größte Teil des Elektronenstromes zur Anode, und der Strom auf das erste Gitter wird trotz wachsender Spannung, die es wie das zweite Gitter vom Schwingungskreis her erhält, kleiner (siehe Kennlinie Abb. 31 S. 45). Damit verhält sich

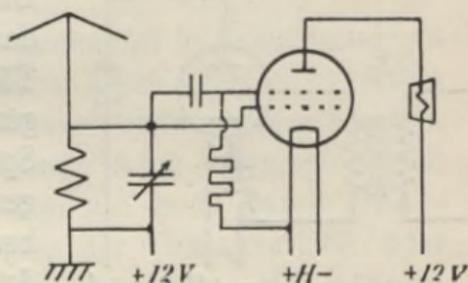


Abb. 51. Negadynschaltung.

also das erste Gitter, das am Schwingungskreis liegt, wie ein fallender Widerstand, indem einer kleinen Spannung ein großer Strom und einer großen Spannung ein kleiner Strom entspricht. Ist dieser fallende Widerstand größer als der positive des Kreises, so entstehen Schwingungen; durch Regelung der Heizung, die mit Feinregler versehen sein muß, läßt sich diese Schwingungsneigung beliebig einstellen. Die Schaltung hat den Vorteil großer Einfachheit in der Bedienung und hat sich gut bewährt.

## 29. Verstärkerschaltungen.

Ganz außerordentlich wachsen die Möglichkeiten der Anwendung der Röhren bei der Ausnutzung der Verstärkerwirkung, gleichgültig ob es sich um die Verstär-

kung der schwachen, ankommenden, hochfrequenten Antennenströme oder der aus der Gleichrichtung erhaltenen Niederfrequenzströme handelt. Dabei ist es ein ganz besonderer Vorteil, daß mehrere Verstärkerstufen in Reihe geschaltet werden können. Man kann so schließlich jede beliebige Verstärkung erhalten (vgl. dazu S. 37 über Störungen), wenn auch die Schwierigkeiten, unerwünschte Rückkopplungen zu vermeiden, immer größer werden. Für die Ausbildung der Gitter- und Anodenkreise ist in erster Linie die zu verstärkende Frequenz maßgebend.

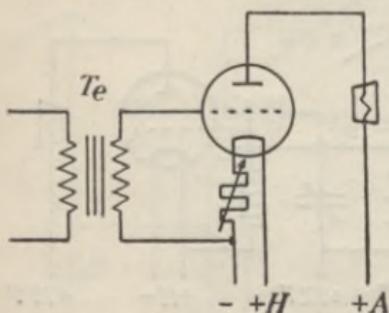


Abb. 52. Transformatorgekoppelter Niederfrequenzverstärker.

Die Niederfrequenz umfaßt das ganze Gebiet der hörbaren Töne von 40—10000 Schwingungen je Sekunde, aus denen Sprache und Musik zusammengesetzt sind. Man würde darum besser von Sprech- oder Tonfrequenzen reden. Die Hochfrequenz schließt sich fast unmittelbar daran an; die längste

für Telegraphie benützte Frequenz beträgt 17500 (17,15 km Wellenlänge) nach oben liegt die Grenze zur Zeit bei  $5 \cdot 10^7$ ; das sind die für das Richtsenden benutzten 6-m-Wellen. Für das gewöhnliche Rundfunkgebiet (2000 m ÷ 200 m) sind die Grenzen 150000 ÷ 1500000 Schwingungen in der Sekunde.

#### A. Die Niederfrequenzverstärkung.

Für die Niederfrequenz kommt am häufigsten die Verwendung eines Transformators in Frage, wie dies Abb. 52 zeigt. Wird der Verstärker im Anschluß an einen Detektorapparat verwendet, so wählt man ein Übersetzungsverhältnis von 1:10 bis 1:7 (vgl. S. 51); die Primärseite des Eingangstransformators wird dabei einfach an Stelle des Telephons (in den Abb. 40—47) eingeschaltet.

Das damit entstandene Gerät eignet sich besonders zum Empfang eines nahen Senders, der für Telephonempfang genügend laut ist, und mit dem nun ein Lautsprecher betrieben werden soll. Dementsprechend muß also eine Röhre mit genügendem Emissionsstrom gewählt werden. Die notwendige negative Gittervorspannung erreicht man durch den Anschluß des Transformators an das negative Glühfadenende; günstig ist es hierbei, noch den Spannungsabfall im Heizwiderstand auszunützen, um eine höhere negative Spannung zu erhalten, wie es in der Abbildung gezeigt ist.

Sind die Transformatoren genügend kapazitätsfrei gewickelt und bringt das verwendete Eisen keine allzu großen Verluste, so arbeitet das Gerät verhältnismäßig klangrein, da der Detektor in dieser Beziehung ja am einwandfreiesten ist, und Verzerrungen außerdem nur noch durch Überschreiten des geraden Teiles der Charakteristik oder durch den Lautsprecher hervorgerufen sein können. Schließt man die Niederfrequenzverstärkung an ein Audion oder eine Gleichrichterröhre an (also in den Abb. 45—51 an Stelle des Telephons), so genügt ein Übersetzungsverhältnis 1 : 6 bis 1 : 3. Damit entsteht ein Gerät, das schon für Fernempfang gut geeignet ist, besonders wenn die erste Röhre als Audion mit Rückkopplung geschaltet ist (Abb. 46—51).

Statt einer Niederfrequenzverstärkerstufe können auch mehrere verwendet werden, indem eben statt des Telephons im Anodenkreis der ersten Verstärkerröhre ein zweiter Gittertransformator eingeschaltet wird, dessen Übersetzungsverhältnis wieder 1 : 5 bis 1 : 3 ist. Man hat allerdings auf diese Weise im Anodenkreis und im Gitterkreis der ersten Röhre je einen Schwingungskreis, der aus der Transformatorwicklung und den nicht vermeidbaren Kapazitäten der Wicklung und der Zuleitung besteht.

Haben diese ungefähr die gleiche Resonanzlage, so erregen sich Eigenschwingungen der Röhrenanordnung (s. S. 70): der Verstärker pfeift. Man entgeht dem, indem man verschiedene Übersetzungsverhältnisse wählt, z. B. für die erste Röhre 1 : 3, für die zweite 1 : 4 usw. Man wird für Telephonieempfang wohl höchstens drei Niederfrequenzstufen wählen, denn es vervielfachen sich mit jeder Stufe die Verzerrungen.

Zudem wird es sehr schwierig, unerwünschte Rückkopplungen zu vermeiden. Dabei sind weniger die induktiven Kopplungen gefährlich, da die Transformatoren einen vollkommenen Eisenschluß haben und außerdem gewöhnlich

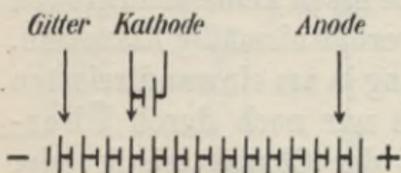


Abb. 53. Vorspannung von der Anodenbatterie.

noch gekapselt sind; dagegen sind die Röhren auf kapazitative Kopplung sehr empfindlich. Man hilft sich durch Verbinden der Transformator-eisenkörper mit dem negativen Glühfadenende bzw. mit der Erde und durch kapazitative

Überbrückung der Batterie. Nur in ganz besonderen Fällen wird man mehrere Anodenbatterien und mehrere Heizakkumulatoren getrennt verwenden, um eine weitere Unabhängigkeit der einzelnen Stufen voneinander zu erreichen. Häufig wählt man auch den Heizwiderstand für den ganzen Verstärkersatz (zwei und drei Röhren) aus Gründen der Einfachheit gemeinsam. Oft ist es von Vorteil, die zweite und mehr noch die dritte Röhre für sich, und zwar stärker zu heizen. Denn jede Stufe erhält ja eine wesentlich höhere Gitterwechselspannung als die vorhergehende. Arbeitet die letzte Röhre auf einem Lautsprecher, so muß man eine Röhre mit einer entsprechend hohen Emission wählen (Endverstärkungsrohre); dann ist auch eine größere negative Gittervorspannung notwendig.

Man schaltet deshalb einige kleine Trockenelemente in die Zuleitung zum Gittertransformator oder man macht einen entsprechenden Abgriff an der Anodenbatterie, wie es z. B. Abb. 53 darstellt.

Da die Charakteristik nicht ihrem ganzen Verlaufe nach eine Gerade ist, so kann eine Röhre nicht ganz voll ausgenutzt werden; dies ist aber besonders für eine Endröhre wichtig. In der **Gegentaktverstärkung** (Abb. 54) bietet sich eine Schaltungsmöglichkeit, in der die zwei verwendeten Röhren sehr günstig ausgenutzt sind. Die Wirkungsweise geht aus der Abb. 55 hervor. Zunächst sind nach oben die Kennlinien der einen Röhre eingezeichnet. 4 Volt negative Gittervorspannung und 60 Volt Anodenspannung würden für normale Verstärkerschaltung günstig sein. Verwendet man nun zwei solche Röhren in Gegentaktschaltung, so wählt man 12 Volt negative Gittervorspannung und 60 Volt Anodenspannung. Man hat dann den Vorteil, daß die Gitterwechselspannung fast dreimal so groß sein darf, ohne daß

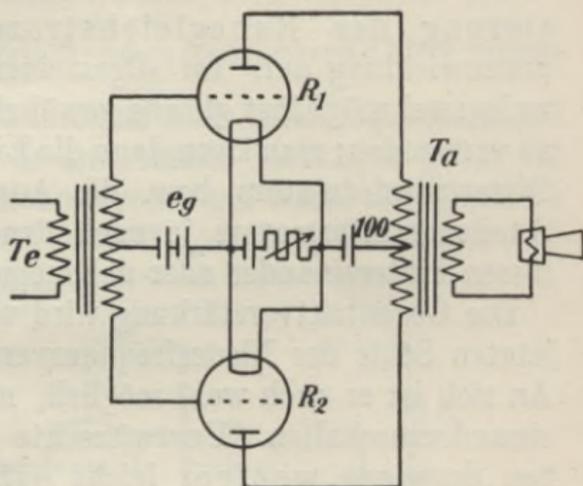


Abb. 54. Gegentaktverstärker.

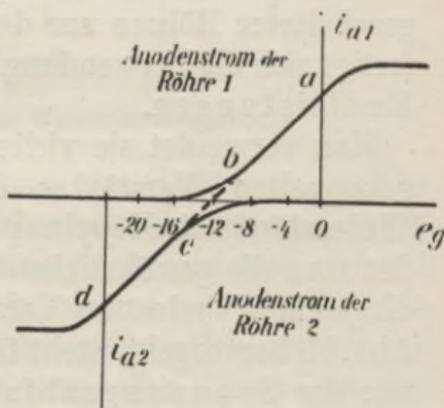


Abb. 55. Arbeitsgerade bei Gegentakt.

nun zwei solche Röhren in Gegentaktschaltung, so wählt man 12 Volt negative Gittervorspannung und 60 Volt Anodenspannung. Man hat dann den Vorteil, daß die Gitterwechselspannung fast dreimal so groß sein darf, ohne daß

der gerade Teil der Kennlinie (jetzt  $abcd$  statt nur  $ab$ ) überschritten wird. Im Gitter- und Anodenkreis verwendet man am besten symmetrisch in der Mitte angezapfte Transformatoren. Dadurch hebt sich die schädliche Vormagnetisierung des Ruhegleichstromes in der Transformatorwicklung auf. Im allgemeinen genügt es auch, jeweils zwei möglichst gleiche gewöhnliche Transformatoren zu verwenden; man kann dann die Eingangswicklungen des Gittertransformators bzw. die Ausgangswicklungen des Anodentransformators je nach den besonderen Verhältnissen hintereinander oder nebeneinanderschalten.

Die Gegentaktverstärkung wird wohl immer nur in der letzten Stufe der Niederfrequenzverstärkung angewendet. An sich ist es auch wohl möglich, mehrere Stufen hintereinanderzuschalten. Unerwünschte Rückkopplungen treten deswegen weniger leicht auf, weil sich z. B. Störungen der Anodenbatterie in beiden Röhren gegenseitig aufheben. Da aber die Verstärkung zweier in Gegentakt geschalteter Röhren nur der einen Stufe entspricht, rechtfertigt sich die Verwendung dieser Schaltung nur für große Endleistungen.

Man vermeidet sie vielen Nachteile der transformatorgekoppelten Verstärker durch Anwendung **Ohmscher Widerstände** als Kopplung zwischen den Röhren. Verwendet man die gewöhnlichen Röhren, so bedeutet das allerdings einen Verlust an Verstärkerwirkung. Denn, wie aus Abb. 56 hervorgeht, steht für das Gitter der zweiten Röhre nur der Spannungsabfall am Widerstand  $R_1$  zur Verfügung; wichtig für die Wirkung ist natürlich nur der Wechselstromanteil (eben die weiter zu verstärkende Niederfrequenz). Vor der hohen positiven Gleichspannung muß das Gitter der Röhre geschützt werden; man könnte dazu eine Gegenspannungsbatterie verwenden, wie es vor der letzten Röhre in der Abb. 56 gezeichnet ist. Meistens wird

der Blockierungskondensator  $C$  eingeschaltet; zum Gitter muß man dann wieder, um eine negative Aufladung zu verhindern, den Ableitungswiderstand  $R_2$  parallel schalten.  $C$  muß so gewählt sein, daß sein Wechselstromwiderstand  $\frac{1}{2\pi f C}$  für alle zu verstärkenden Frequenzen  $f$  klein gegenüber dem von Gitterkapazität und Ableitungswiderstand ist, und  $R_2$  so, daß es auftretende Ladungen genügend schnell ableitet. Man kommt somit auf Werte von 40 000 bis 80 000  $\Omega$  für  $R_1$ , 10 000—30 000  $\mu\mu F$  für  $C$  und 0,5—1  $M\Omega$  für  $R_2$  je nach der Röhre.

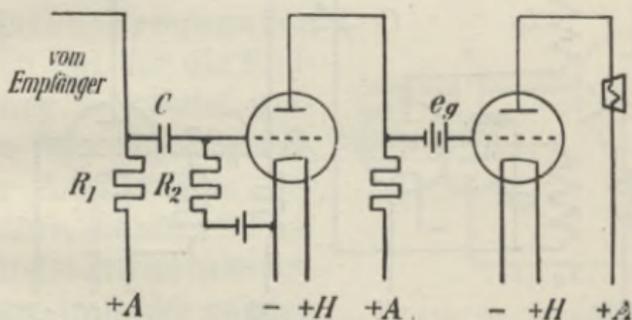


Abb. 56. Verstärker mit Widerstandskopplung.

Durch folgerichtige Anwendung des Gedankens, daß es sich darum handelt, eine möglichst hohe Spannung an die letzte Röhre zu bringen, die dann auch eine entsprechend große Endleistung abgeben kann, kommt man aber zu ganz anderen Werten. Da es zunächst gleichgültig ist, ob die Spannung  $e$  am Gitter durch einen großen Strom  $i$  am weniger hohen Widerstand  $r$  oder durch einen kleinen Strom am sehr hohen Widerstand hervorgerufen wird ( $e = i \cdot r$  nach dem Ohmschen Gesetz), kann man mit sehr kleinen Strömen auskommen, wenn man die Widerstände sehr hoch wählt; die Grenze nach oben ist dadurch gegeben, daß bei höheren Frequenzen die Wechselströme mehr über die unver-

meidbaren Zuleitungs- und Gitterkapazitäten gehen als über den Widerstand. Es lassen sich für  $R_1 = 3$  bis  $7 M\Omega$ ,  $C = 500 \mu\mu F$  und  $R_2 = 10$  bis  $50 M\Omega$  Verstärkungen erzielen, die der eines transformatorgekoppelten Verstärkers gleichkommen. Man muß dabei Röhren mit möglichst kleinem Durchgriff, d. h. hohem Verstärkungsfaktor  $v$  (s. S. 43) verwenden. Die Spannung beträgt 50 bis 90 und 200 Volt, die notwendige Anodenstromstärke nur  $0,03 mA$ ; man braucht also die Röhren nur sehr schwach zu heizen.

Diese Verstärkung ist in weitesten Grenzen frequenz-

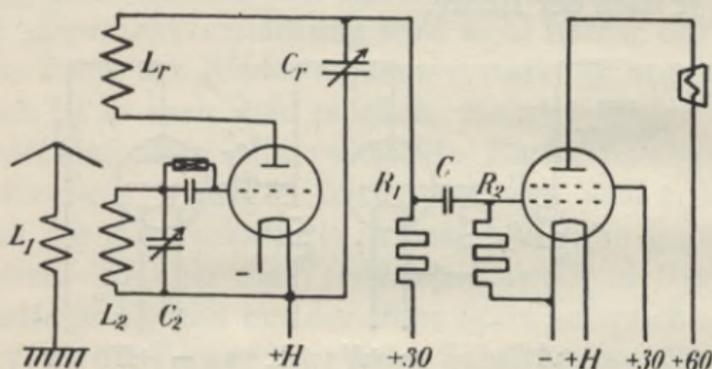


Abb. 57. Doppelgitterröhre in Verstärkerschaltung.

unabhängig, d. h. sie verzerrt nicht. Durch besondere Anordnung (z. B. Einbau der ganzen Kopplung in das Glasgefäß der Röhre) läßt sich die Widerstandsverstärkung noch bis  $f = 1 \div 2$  Millionen Schwingungen in der Sekunde ( $300 \div 150 m$ ) verwenden, während mit gewöhnlichen Mitteln die Grenze bei  $f = 150\,000$  liegt ( $2000 m$ ).

Für die **Doppelgitterröhren** läßt sich sehr leicht ein sehr großer Verstärkungsfaktor  $v$  erreichen, wenn man sie in Schutznetzschaltung verwendet. Darum eignen sie sich ganz besonders für die Widerstandsverstärkung. Für die gewöhnlichen Röhren wählt man die Anodenspannung zu  $60-90$  Volt, die Schutznetzspannung zu  $30$  Volt. Abb. 57

zeigt eine entsprechende Schaltung. Dabei ist zugleich gezeigt, wie an das Audion mit Rückkopplung ohne Transformator angeschlossen werden kann.

Die Abhaltung der unerwünschten Anodengleichspannung vom Gitter der folgenden Röhre wurde bisher durch den Transformator bzw. durch Blockierungskondensator erreicht. Um die auftretenden Nachteile zu vermeiden, kann man auch für jede Röhre eigene Batterien verwenden oder eine Gegenspannungsbatterie vor dem Gitter einschalten, was aber einen ungünstig hohen Aufwand verlangt. In dieser Richtung hat die **Stromkopplung** Vorteile, die sich

besonders zur Verstärkung der tiefsten Frequenzen eignet und gut für die Endverstärkung verwendet werden kann. Wie Abb. 58 zeigt, wird der Anodenstrom der ersten Röhre, die nur eine besondere Heizbatterie braucht, zum Gitterstrom der zweiten Röhre gemacht. Diese muß

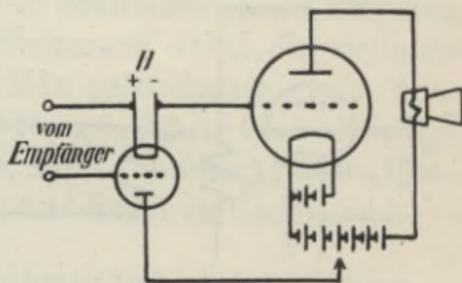


Abb. 58. Stromkopplung.

demgemäß größer sein und eine entsprechende Gitterkennlinie besitzen: Der Anodenstrom der ersten und der Gitterstrom der zweiten Röhre müssen den gleichen Mittelwert und den gleichen Verlauf besitzen (z. B. RE 11 u. RE 87).

### B. Hochfrequenzverstärkung

Es wurde bereits bei der Betrachtung der Gleichmehrwirkung darauf hingewiesen, daß der Detektor um so wirksamer gleichrichtet, je größer die ankommende Schwingung ist. Darum ist die **Hochfrequenzverstärkung** vor einem Detektor, wie es in Abb. 59 dargestellt ist, äußerst günstig. Anodenspule und Detektorkreisspule wählt man ungefähr von gleicher Windungszahl, z. B. für den Rundfunkbereich



bei Verwendung eines Drehkondensators von  $500 \mu\mu F$  eine Honigwabenspule von 50 oder 75 Windungen. Die Kopplung macht man veränderlich, um den richtigen Mittelweg zwischen großer Abstimmsschärfe, die in dieser Schaltung bei loser Kopplung zu erreichen ist, und großer Lautstärke einstellen zu können. Statt des Detektors kann auch eine Röhre in Audion- oder Gleichrichterschaltung eingeschaltet sein.

Für mehrfache Hochfrequenzverstärkung kommt unter den erwähnten Einschränkungen nur der widerstandsgekoppelte Verstärker von den bisher genannten Möglichkeiten in Betracht.

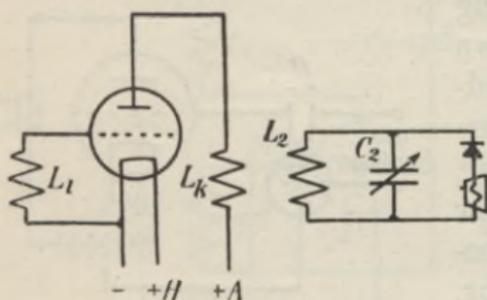


Abb. 59. Schwingungskreis-kopplung.

In dem Bereich bis 150 000 Hertz (über 2000 m Wellenlänge) verwendet man statt des Widerstandes ( $R_1$  in Abb. 56) eine **Drossel** mit oder ohne Eisen. Infolge ihrer Eigenkapazität hat eine solche Drossel eine gewisse Eigenschwingungs-

zahl, die so gewählt werden muß, daß sie in den zu verstärkenden Bereich fällt. Gewöhnlich handelt es sich hierbei um mehrstufige Verstärker, und man erreicht dann durch Wahl von Drossel mit verschiedenen Eigenschwingungszahlen eine genügend gleichmäßige Verstärkung über einen weiten Bereich, die Abstimmung auf die gewünschte Welle erfolgt dabei nur vor der ersten Röhre, die noch mit einer Rückkopplung versehen sein kann.

Für noch höhere Frequenzen versagt diese Kopplung auch, und man muß dazu übergehen, scharf **abgestimmte Kreise** zur Kopplung zu verwenden, die man Sperrkreise nennt, da gerade für ihre Eigenschwingungszahl die höchste Spannung an ihnen entsteht und der durchfließende Wech-

selbststrom fast ganz gesperrt wird. Es ist aber günstig, um die Schwierigkeit der Abhaltung der Anodenspannung vom Gitter der folgenden Röhre zu umgehen, den Gitterkreis induktiv anzukoppeln; die Kopplung wird dabei ziemlich fest gewählt und der Abstimmungskondensator gewöhnlich in den Gitterkreis gelegt, wie es Abb. 59 zeigt, in der man sich an Stelle des Detektors und des Telefons das Gitter einer weiteren Röhre angeschlossen denken muß; infolge der festen Kopplung wirken beide Spulen zusammen wie ein Schwingungskreis. Es ist ein besonderer Vorteil bei der Verwendung solcher abgestimmter Hochfrequenztransformatoren, daß man einen sehr abstimmscharfen Empfang erzielt; allerdings wird die Bedienung durch die vielfache Abstimmung unbequem. Man geht darum kaum über zwei Stufen hinaus und sorgt für möglichste Gleichheit von Spulen und Kondensatoren, damit immer gleiche Einstellungen zusammengehören und leicht zu finden sind.

### 30. Schaltungen für Schwingungsvermeidung.

Für den eigentlichen Rundfunkbereich 500 000—1 500 000 Hertz (600—200 m) bleibt nach den bisherigen Ausführungen als Hochfrequenzverstärker nur der Widerstandsverstärker, der noch in der Entwicklung steht, und der Hochfrequenzverstärker mit abgestimmten Transformatoren. Bei den hohen Frequenzen zeigt der letztere aber weitere Nachteile: es genügen die geringsten kapazitiven Kopplungen (z. B. innere Röhrenkapazität), um wilde Eigenschwingungen zu erregen, da ja Anoden- und Gitterkreis abgestimmt sind (Huth-Kühnsche Schwingungserzeugung s. S. 70). Je günstiger eine Anordnung hinsichtlich Abstimmbarkeit und Verstärkung ist, um so mehr zeigt sie diesen Nachteil.

Eine Abhilfe bietet die **TAT-Schaltung**; dabei ist der erste Gitterkreis abgestimmt (tuned); die erste und zweite Röhre

sind durch einen Hochfrequenztransformator oder eine Drossel gekoppelt, die nicht abgestimmt ist (aperiodic), und die Kopplung zur dritten Röhre ist wieder abgestimmt (tuned). Das bedeutet immerhin einen Verzicht auf die höchste Ausnutzung der Verstärkung. Nach diesem Grundsatz kann man auch das Selbstschwingen durch die Wahl niederer Anodenspannung, durch geringere Heizung, durch positive Vorspannung des Gitters mit Hilfe eines Potentiometers oder durch Verwendung von Spulen aus

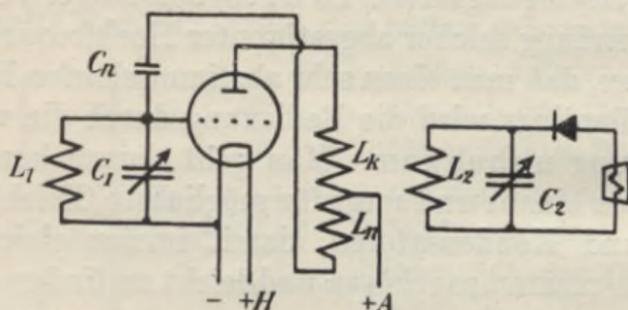


Abb. 60. Neutralisierung durch Abgriff an der Anodenspule.

Widerstandsdraht verhindern. Man begrenzt eben durch solche Mittel die Verstärkung so, daß gerade noch keine Selbsterregung eintritt.

Wichtiger sind die Schaltungen, die mit einer ausgesprochenen **Gegenkopplung** (Neutralisation) arbeiten: die sogenannten Neutrodynschaltungen.

Man wählt in der Rückkopplungsschaltung (Abb. 41) den Sinn der Rückkopplungsspule umgekehrt, so daß sie einer entstehenden Schwingung entgegenwirkt. Doch lohnt sich der Aufwand an besonderen Kopplungsvorrichtungen usw. für diesen Zweck nicht. Man verwendet mit Vorteil eine kapazitative Gegenkopplung, wie es Abb. 60 zeigt. Notwendig ist dabei, daß die rückgekoppelte Spannung die gleiche Größe, aber umgekehrte Phase hat wie die, welche schädlicherweise über die Anodengitterkapazität kommt.

Deshalb muß die Kopplungskapazität  $C$  so groß wie die Anodengitterkapazität (10—20 cm) gewählt werden; die um  $180^\circ$  verschobene Spannung nimmt man von der Anodenspule des Kopplungstransformators ab, die dann in der gezeichneten Weise den Anschluß an die Anoden-

batterie in der Mitte haben muß. Ebenso gut kann man die Spannung von der Gitterspule abgreifen, was besonders bei der Neutralisation von mehreren Stufen zu

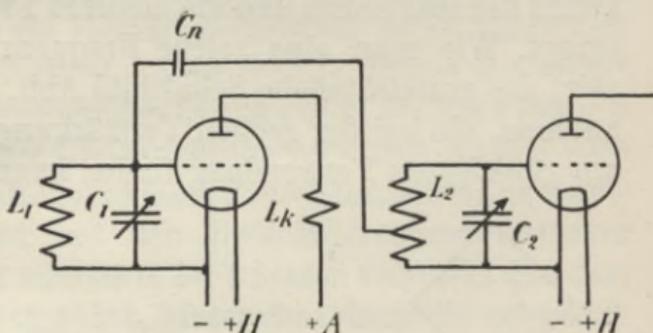


Abb. 61. Neutralisierung durch Abgriff an der Gitterspule.

einer einfachen Schaltung führt (Abb. 61). Der Abzweigpunkt  $a$  an der Spule wird oft nicht an das Ende der Gitterspule gelegt, da unter Umständen die Spannung zu groß wäre, sondern es wird in der Mitte ein Abgriff gemacht. Als äußere Vorsicht, um auch die Rückkopplungen an Spulen aufeinanderfolgender Transformatoren zu vermeiden, werden die Spulen gegeneinander möglichst um  $90^\circ$  verdreht.

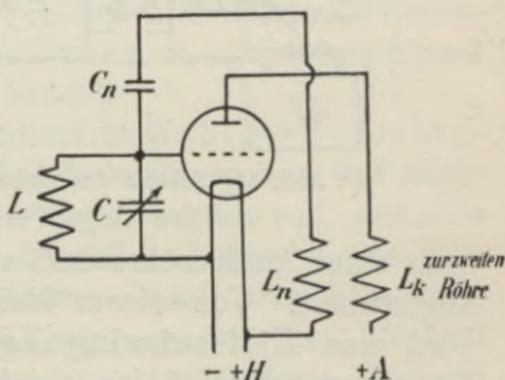


Abb. 62. Neutralisierung durch besondere Spule.

Statt eines Abgriffes am Transformator kann man auch eine besondere Spule  $L_n$  nehmen, welche die Gegenspannung liefert, wie es die Abb. 62 zeigt.

### 31. Die Zwischenfrequenzverstärkung.

Die Beschränkung, der die hochfrequente und niederfrequente mehrstufige Verstärkung unterliegt, hat auf den Ausweg geführt, eine besondere Zwischenfrequenz zu verwenden, die bei der Verstärkung nicht die Schwierigkeiten der sehr hohen und die niederen Frequenzen mit sich bringt. Wie man eine solche Frequenz einführen kann, zeigt das grundsätzliche Schaltbild Abb. 63. Die Rahmenantenne, die bei der großen Verstärkung des Gerätes hier am günstigsten Verwendung finden kann, liegt im Gitter-

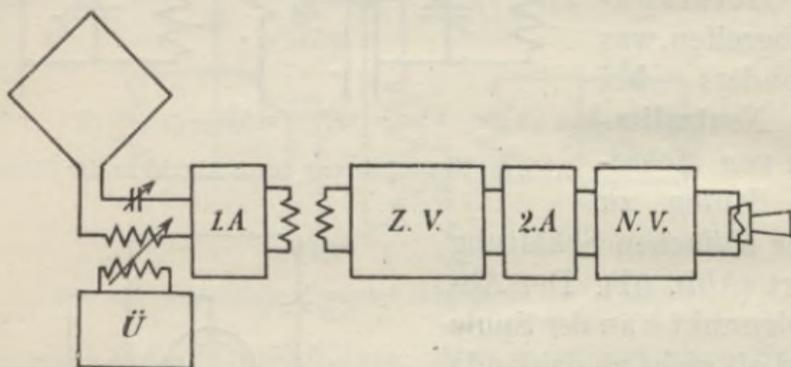


Abb. 63. Schema des Zwischenfrequenzverstärkers.

kreis einer Audionröhre und wird auf die Empfangswelle abgestimmt. Von einem kleinen Sender (Überlagerer) wird eine Hilfsschwingung erzeugt und durch eine Kopplungsspule auf den gleichen Kreis übertragen. Dort wirken nun die beiden Schwingungen zu gleicher Zeit, und wie aus der Betrachtung S. 35 hervorgeht, entsteht eine Schwebung, deren Frequenz gleich der Differenz der Empfangs- und der Hilfsfrequenz ist. In diesem besonderen Falle wählt man nun die entstehende Differenzfrequenz zwischen der Hochfrequenz und der Niederfrequenz. Da nun die Empfangsfrequenz gemäß ihrer Modulation in der Stärke schwankt, so ist auch die Schwebungsfre-

quenz moduliert. Diese modulierten Schwebungsschwingungen sind nun keine Schwingungen von Strom und Spannung, sondern nur solche der Amplituden von Strom und Spannung einer zwischen beiden erzeugenden Hochfrequenz liegenden Hochfrequenz (s. S. 35); um also die richtigen Schwingungen zu erhalten, muß man zur Gleichrichtung greifen; die Hochfrequenzstöße, deren Mittelwert jetzt nicht mehr Null ist, geben eben in diesem Mittelwert die Strom- und Spannungsschwankung in der Schwebungsfrequenz. Nach der Gleichrichtung im ersten Audion wird diese Schwebungsfrequenz (auch Zwischenfrequenz genannt) herausgesiebt und auf den Zwischenfrequenzverstärker übertragen. Dort wird sie in 3—4 Stufen verstärkt und dem zweiten Audion zugeführt, hinter dem dann die ursprünglich überlagerten Tonschwingungen wieder auftreten. Es kann nun noch ein Niederfrequenzverstärker mit zwei Stufen angeführt werden, von denen die letzte als Gegenaktverstärker geschaltet sein kann, da es sich fast immer um Lautsprecherempfang handelt.

Besondere Beachtung verdient die Wahl der Zwischenfrequenz. Die Grenzen sind dadurch gegeben, daß einerseits die Sprache rein übertragen werden soll, was eine hohe Frequenz verlangt, und daß andererseits eine gute Verstärkung und große Abstimmshärfe erreicht werden muß, was möglichst niedere Frequenzen erfordert. Rechnet man mit Sprachschwingungen von 10 000 Hertz, die noch deutlich übertragen werden sollen, so muß die Zwischenfrequenz als Trägerfrequenz mindestens 4—5 mal so groß, d. h. ungefähr 50 000 Hertz sein. Für eine günstige Verstärkung soll die Frequenz unter 100 000 Hertz (d. h. über 3000 m Wellenlänge) betragen; zudem muß die Frequenz genügend weit von der zu verstärkenden ursprünglichen Trägerfrequenz (Telephoniewelle) entfernt sein, so daß sich  $f_z = 50\,000$  Hertz als günstiger Wert ergibt, da dann, wie

die angefügte Tabelle zeigt, eine erwünschte Abstimm-  
schärfe gewährleistet ist.

Die Sendewelle sei 300 m ( $f = 1\,000\,000$  Hertz); es stehen zwei  
Zwischenfrequenzverstärker zur Verfügung, die eine um 20% von  
ihrer Frequenz abweichende gerade noch merklich verstärken;  
der eine arbeitet mit  $f_{z1} = 200\,000$ , der andere mit  $f_{z2} = 50\,000$ .  
Es gibt für jeden zwei Überlagererfrequenzen 800 000 und 1 200 000  
bzw. 950 000 und 1 050 000, die zusammen mit der Sendefrequenz  
1 000 000 die gewünschte Differenzfrequenz ergeben. Daraus folgt  
umgekehrt, daß immer auch zwei Stationen ( $a$  und  $b$ ) mit einer  
Überlagerungsfrequenz zusammen die richtige Differenzfrequenz  
ergeben, was sich manchmal sehr störend bemerkbar machen kann.  
Für einen bestimmten Fall ergibt sich dann:

Zwischenfrequenzverstärker	I	II
Überlagerungsfrequenz	1 200 000	1 050 000 Hertz
entspricht einer Welle von	250	284 m
Zwischenfrequenz	200 000	50 000 Hertz
verstärkt d. Wellen d. Stationen $a$	300	300 m
und $b$	214	273 m
Da die Zwischenfrequenz aber		
um $\pm 20\%$ schwanken darf, von	160 000	40 000 Hertz
bis	240 000	60 000 Hertz
so werden auch die Wellen verstärkt	288—312	297—303 m
und	208—220	270—275 m

Das zeigt, daß man bei der Wahl einer hohen Zwischenfrequenz  
bei gewöhnlicher Abstimmung ein viel zu breites Wellenband ver-  
stärken würde.

Im Gitterkreis der ersten Verstärkerröhre und zur Kopp-  
lung der einzelnen Röhren verwendet man **abgestimmte**  
**Transformatoren**. Es sind dies gewöhnlich Lufttransforma-  
toren mit einigen tausend Windungen, deren Eigenwellen-  
länge ungefähr den richtigen Wert hat. Durch kleine Kon-  
densatoren (100 cm) auf der Sekundärseite können die  
einzelnen Transformatoren genauer aufeinander abge-  
glichen werden. Zu scharf darf die Abstimmung nicht ge-  
macht werden, denn man könnte es schließlich durch die  
in jeder Stufe verschärfte Abstimmung erreichen, daß nur

ein Band von 1000 Hertz Breite am Ende verstärkt herauskäme. In Wirklichkeit sind ja die Seitenbänder bis 10000 Hertz Abweichung von der Trägerwelle für die Sprachübertragung notwendig (vgl. S. 34). Es genügt deshalb im allgemeinen auch, nur die erste Stufe abzustimmen und sonst zur Kopplung Transformatoren mit Eisen zu verwenden, die eine viel breitere Resonanzkurve haben. Das Eisen muß sorgfältig unterteilt sein (z. B. Lackdraht von 0,03 mm Durchmesser aus Siliziumeisen oder Eisenfeilspäne in Paraffin gebettet); denn sonst wirkt der Eisenkern selbst als kurzgeschlossener Transformator und verursacht bei den hohen Frequenzen beträchtliche Wirbelstromverluste.

Der **Überlagerer** ist ein kleiner Sender; es kommen somit für seinen Aufbau außer Abb. 32 auch die üblichen Rückkopplungsschaltungen in Betracht, wie sie in den Abb. 46 bis 48 schon gezeigt sind; es hat darin nur Telephon und Gitterkondensator wegzubleiben. Die Kopplung auf den Eingangskreis des ersten Audions ist veränderlich zu wählen. Es wäre an sich sehr günstig, die Kopplung möglichst fest zu wählen, da die Gleichrichterwirkung ja um so günstiger ist, je größer die Schwingungsamplituden sind.

Bei der engen Kopplung verstimmen sich aber der Gitterkreis der ersten Audionröhre, die auf die ankommende Welle abgestimmt wird, und der Schwingungskreis des Überlagerers gegenseitig so stark, daß es fast unmöglich wird, eine gewünschte Einstellung zu erzielen. Darum muß man die Kopplung lose wählen und dafür einen sehr starken Überlagerer verwenden.

Viel geringer ist die Rückwirkung zweier Abstimmkreise aufeinander, wenn sie stark gegeneinander verstimmt sind. Das macht man sich zunutze, indem man nicht die Grundwelle des Überlagerers, sondern seine **zweite Harmonische** zur Überlagerung verwendet, die gewöhnlich noch

sehr stark neben der Grundwelle auftritt. Der Schwingungskreis des Überlagerers ist dann ja ungefähr auf die halbe Frequenz der Empfangsschwingungen abgestimmt und die Rückwirkung bleibt in mäßigen Grenzen. Störend aber kann es wirken, wenn ein stärkerer Sender mit der Grundwelle des Überlagerers die Zwischenfrequenz ergibt; er kann dann trotz des stark verstimmtten Gitterkreises infolge der günstigen Audionwirkung bei der großen Stärke des Überlagerers hörbar werden.

Eine andere Möglichkeit ist die, den Gitterkreis auf eine außerhalb des Empfangsbereiches liegende Welle abzustimmen bzw. ihn unabgestimmt zu lassen. Der Empfang wird dadurch zwar etwas schwächer; man hat aber eine äußerst einfache Bedienung: es wird die Station empfangen, für welche die entstehende Schwebungsfrequenz gleich der Zwischenfrequenz des Verstärkers ist; man braucht also nur den Überlagerer abzustimmen.

Es zeigt sich aber dann ein neuer Nachteil. Indem höhere Harmonische der Sender oder des Überlagerers die richtige Zwischenfrequenz ergeben, werden die Störungsmöglichkeiten außerordentlich erhöht. Zudem gibt es ja zu jeder Überlagererfrequenz zwei Telephoniefrequenzen, eine höhere und eine tiefere, die vom Zwischenverstärker verstärkt wird (*a* und *b* auf S. 86). Die nachfolgend angeführten Schaltungen, die eine unabhängige Einstellung des Überlagerers und des ersten Gitterkreises gestatten, vermeiden diese neuen Schwierigkeiten und zugleich auch, daß die Überlagerungsschwingung vom Gitterkreis auch auf den Antennenkreis übertragen und von dort, besonders bei Verwendung einer Hochantenne, störend ausgestrahlt wird.

Man kann die Überlagerungsfrequenz (*f<sub>ü</sub>*) auch erst im Anodenkreis der ersten Röhre einführen, die dann als Hochfrequenzverstärker und Gleichrichter arbeitet; ihre Anodenspannung erhält sie als Wechselfspannung von der

Überlagerungsröhre und von dem auf die Zwischenfrequenz ( $f_z$ ) abgestimmten Kreis geht es zum Zwischenfrequenzverstärker. Man nennt diese Schaltung **Ultradyn** (Abb. 64).

Obwohl es bei der großen Gesamtzahl der im ganzen Gerät verwendeten Röhren nicht viel bedeutet, eine davon zu sparen, so ist es doch naheliegend, die erste Röhre als Audion und Überlagerer zugleich arbeiten zu lassen; man muß nur den Gitterkreis unabhängig auf Empfangsfrequenz  $f_e$  und auf  $f_{\ddot{u}}$  zugleich abstimmen können und

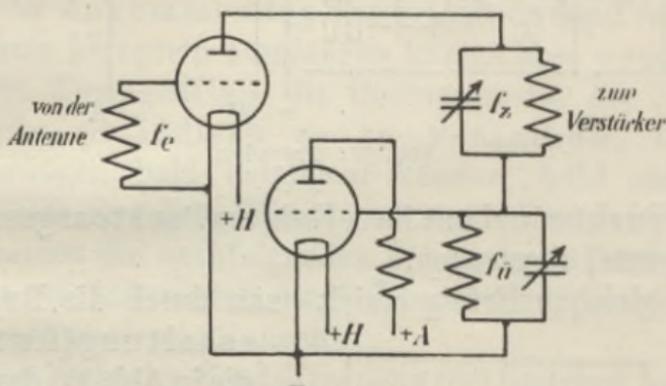


Abb. 64. Ultradyn.

außerdem verhüten, daß die erzeugte Frequenz  $f_{\ddot{u}}$  auf die Antenne übertragen wird.

Man verwendet deshalb im Gitterkreis eine Ausgleichschaltung (s. S. 28). In Abb. 65 (**Tropadyn**) ist die Differentialschaltung benutzt. Der Rahmen ist durch den Drehkondensator auf die Empfangswelle abgestimmt, die nun über  $a$  zur Hälfte zum Gitter und an den Widerstand  $R$ , der so groß wie der innere Widerstand des Gitters, also  $0,5\text{--}2 M\Omega$  gewählt werden muß. Dann teilt sich der Strom in  $a$  ganz gleichmäßig und der Kondensator  $C_2$  hat keinen Einfluß. Ebenso wenig entsteht an den Punkten  $a$  und  $c$  ein Spannungsunterschied, wenn durch die Rückkopplung in

$L_2 C_2$  Schwingungen erregt werden; es wird also keine Schwingungsenergie auf den Rahmen bzw. auf die Antenne,

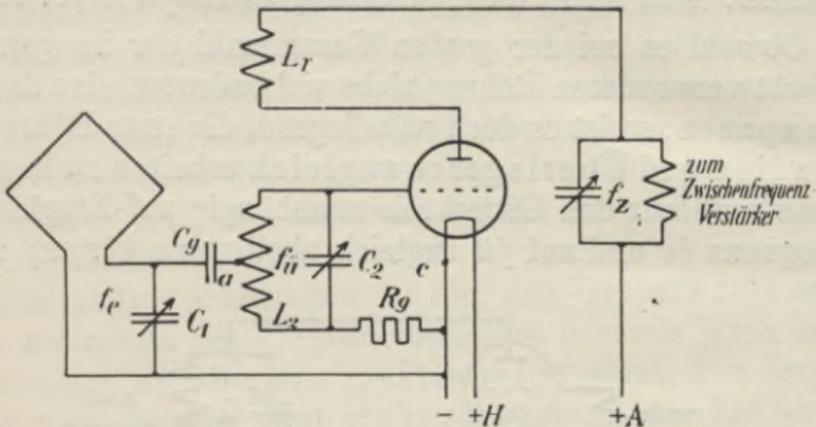


Abb. 65. Tropadyn.

die am Punkt  $a$  und mit ihrer Erde am Punkt  $e$  angeschlossen sein könnte, übertragen.

Den gleichen Erfolg erzielt man durch die Brückenschaltung (Autodyn), die in Abb. 66 dargestellt

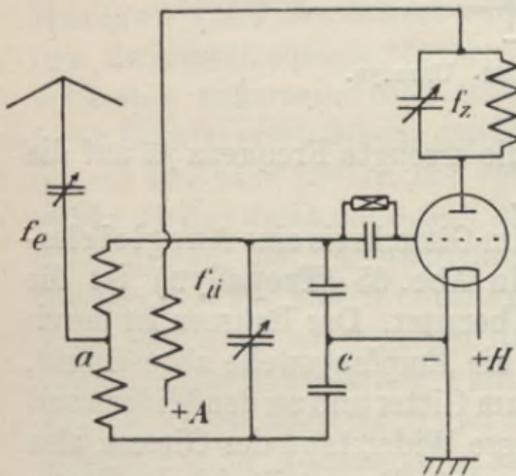


Abb. 66. Autodyn.

ist. Mit den Punkten  $a, c$ , an denen hier eine abgestimmte Antenne angeschlossen ist, könnte wieder ein Rahmen mit Parallelkondensator verbunden sein.

### 32. Pendelrückkopplungsschaltungen.

Bei dem schon sehr empfindlichen rückgekoppelten Audion arbeitet man unmittelbar vor der Selbsterregung der Schwingungen aber immerhin noch so

weit entfernt, daß nicht kleine zufällige Einflüsse (Erschütterungen, Heizstromschwankungen usw.) diese Einstellung stören können. Will man die Rückkopplung ganz ausnützen, so muß man im Selbsterregungspunkt arbeiten. Dort hat man eine geradezu beliebige Empfindlichkeit, da auch der kleinste Anstoß zu einer starken elektrischen Aufschaukelung führt.

Die einmal entstandene Schwingung muß aber wieder zum Erlöschen gebracht werden, und es muß erreicht werden, daß die jeweils erreichte Schwingung in ihrer Größe der ankommenden entspricht, da man nur dann Telephonie klangrein empfangen kann. Man wendet deshalb den Kunstgriff an, die Bedingung für die Selbsterregung periodisch so zu verändern, daß die Schwingungen bald entstehen können, bald abklingen müssen. Da man diese Wirkungsweise ein Pendeln nennen kann, heißen die nachfolgenden Schaltungen **Pendelrückkopplungsschaltungen** (auch Übrückkopplungs- oder Superregenerativschaltungen).

Für die Wahl der Pendelfrequenz ( $fp$ ) bestehen zwei sich entgegenarbeitende Bedingungen: je langsamer  $fp$  ist, um so stärker können sich jeweils die Schwingungen aufschaukeln, um so undeutlicher aber wird die Telephonie empfangen. Man kommt auf diese Weise zur gleichen Frequenz, wie man sie im Zwischenfrequenzverstärker gewählt hat; da es sich hier aber um Höchstausnutzungsschaltungen handelt, ist man geneigt, eine leichte Rauheit der Sprache in Kauf zu nehmen und geht mit  $fp = 10\,000\text{--}15\,000$  Hertz gerade an die Hörgrenze.

Da das Einsetzen der Schwingungen unter anderem von der Gittervorspannung und der Anodenspannung abhängt, so kann man die Pendelung durch elektrisches Ändern einer oder beider Größen erreichen. Die Abb. 67 zeigt eine Schaltung, in der die Anodenspannung der ersten

Röhre dadurch verändert wird, daß die zweite Röhre in Rückkopplungsschaltung in dem Kreis  $LC$  die Schwingung  $f_p$  erregt, und die Spannung der Batterie und des Kreises  $LC$  geben zusammen die Anodenspannung für die erste Röhre. Um die richtige Pendelfrequenz zu erhalten, nimmt man für  $L$  eine Honigwabenspule von 1000—1500 Windungen und für  $C$  einen Drehkondensator bis 2000 oder 1000 cm. Die mittlere Anodenspannung der ersten Röhre und die negative Vorspannung ihres Gitters muß man so

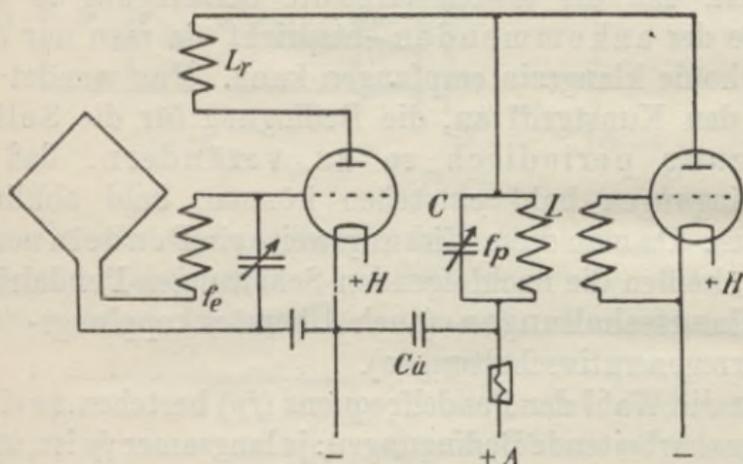


Abb. 67. Pendelrückkopplung mit zwei Röhren.

wählen, daß erst durch die zusätzliche Spannung von Kreis  $LC$  her Schwingungen entstehen, das heißt, man arbeitet am unteren Knick der Kennlinie. Es tritt somit auch im Anodenkreis eine Gleichrichterwirkung auf und die aufgenommenen Tonfrequenzen wirken auf das Telephon, das für die Empfangs- und die Pendelfrequenz durch den Kondensator  $C_{\ddot{u}}$  überbrückt ist. Zweckmäßig verwendet man als erste Röhre eine solche von hohem Emissionsstrom, da im wesentlichen nur der untere Teil der Kennlinie in dieser Schaltung ausgenützt wird und doch eine große Gitterspannung zu erwarten ist.

Es ist möglich, mit der gleichen Röhre Überlagerung, Gleichrichterwirkung und Pendelung zu erzielen; die dafür als Beispiel angeführte Schaltung zeigt zugleich, wie beide, Gitterkreis und Anodenkreis, gemäß der Pendelung verändert werden. Würde diese Einwirkung von einer besonderen Röhre herrühren, so müßte man besonders darauf bedacht sein, daß sich beide Wirkungen nicht aufheben, sondern einer Erhöhung der Anodenspannung muß auch eine Erhöhung der Gitterspannung entsprechen und umgekehrt. In der

Abb. 68 sind also  $L_2C_2$  und  $L_3C_3$  auf die Pendelfrequenz abgestimmt; die Koppelung wählt man sehr eng, sie braucht auch nicht veränderlich zu sein. Daß die Röhre die zwei Frequenzen  $f_e$  und  $f_p$  zugleich erzeugt, ist nur da-

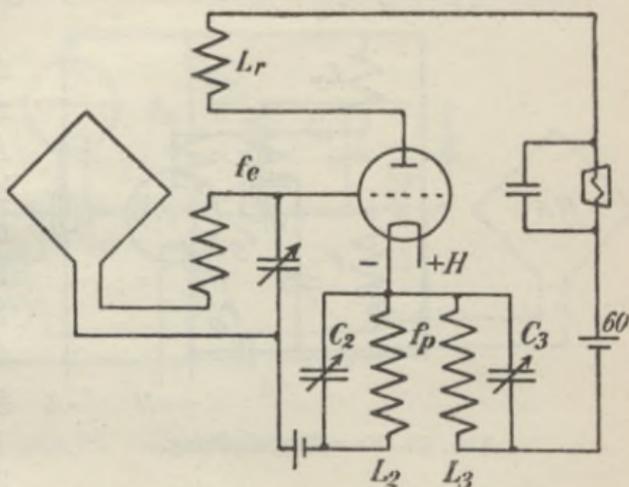


Abb. 68. Pendelrückkopplung mit einer Röhre.

durch möglich, daß die eine immer wieder abklingt; wird der Arbeitspunkt nicht richtig gewählt, so kann es geschehen, daß bei schwach negativer Vorspannung nur  $f_e$  und bei stark negativer nur  $f_p$  entsteht; um den richtigen Punkt leicht einstellen zu können, wendet man außer der Vorspannungsbatterie noch ein Potentiometer an (s. Abb. 30 S. 44).

Abb. 69 zeigt eine besondere Art, die Pendelfrequenz zu erzeugen (Flewelling). Der Gitterableitungswiderstand ist an die hohe Gleichspannung der Anode geführt,

und zwar führt der Weg über die Schwingungskreissspule  $L$ , den Rahmen  $RA$  und das Telephon  $T$ , wobei die da auftretenden Spannungsabfälle, abgesehen von dem in  $Rg$ , vernachlässigt werden können. Das Gitter erhält dadurch eine positive Spannung, deren Größe vom Verhältnis des Gitterableitwiderstandes  $Rg$  zum inneren Gitterwiderstand abhängt. Es muß erreicht werden, daß sich eine solche Spannung einstellt, daß der Arbeitspunkt der Röhre nun auf den steilsten Teil der Kennlinie fällt und durch die Wirkung der Rückkopplungsspule  $Lr$  Selbsterregung eintritt. Die hohen

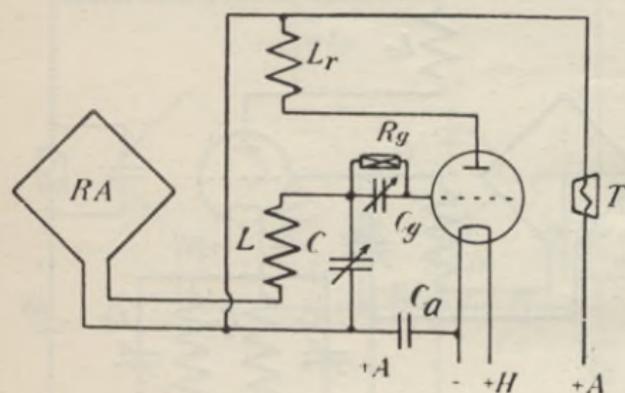


Abb. 69. Flewellingschaltung.

Gitterspannungen, die dann auftreten, rufen, wie beim Audion, einen starken Elektronenstrom auf das Gitter hervor, so daß die Spannung so sinkt, daß die Schwingungen wieder abklingen; dann lädt der positive Strom wieder

über den Widerstand das Gitter auf, und das Spiel beginnt von neuem. Durch richtige Wahl von  $Cg$  (ungefähr bis 500 cm veränderlich),  $Ca$  (5000 cm fest) und  $Rg$  (von 0,5 bis 2  $M\Omega$  veränderlich) erreicht man, daß die Pendelfrequenz die gewünschte Höhe ( $f_p = 10\,000$ — $15\,000$  Hertz) erreicht.

### 33. Doppelverstärkungsschaltungen.

In den Schaltungen für Doppelverstärkung (Reflexschaltungen) benützt man die Möglichkeit, die so außerordentlich verschiedenen Schwingungen der Hochfrequenz (100 000—1 500 000 Hertz) und der Tonfrequenz (50 bis

10000) leicht voneinander trennen zu können. Da in diesen Bereichen die Röhre jede Spannungsänderung am Gitter unverzerrt in eine Anodenstromänderung umwandelt, sofern nur der geradlinige Teil der Kennlinien nicht überschritten wird, so wird sie auch die Summe einer hochfrequenten und tonfrequenten Schwingung richtig verstärken, und man muß nur geeignete Maßnahmen treffen, die verschiedenen Schwingungen im Gitter zusammenwirken zu lassen und im Anodenkreis wieder zu trennen.

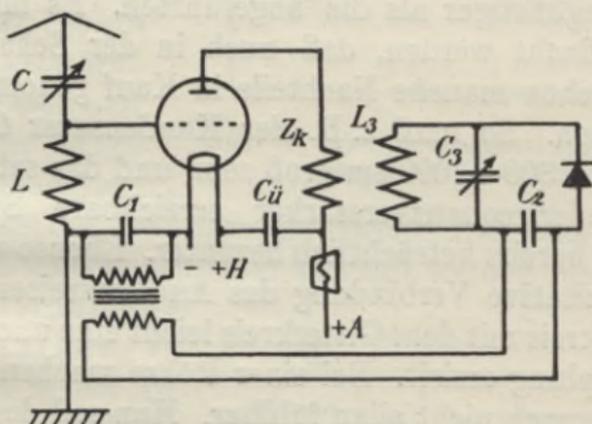


Abb. 70. Doppelverstärkung.

Zur Trennung verwendet man Spulen und Kondensatoren, deren Wechselstromwiderstand in entgegengesetzter Weise von der Frequenz abhängt.

Eine einfache Schaltung zeigt Abb. 70. Die von der Antenne kommenden Schwingungen wirken auf das Gitter, wobei der Transformator durch  $C_1$  für sie überbrückt ist.

Im Anodenkreis fließt demnach ein verstärkter Hochfrequenzstrom durch die Spule und wird durch  $C_{\dot{u}}$  am Telephon vorbeigeleitet. Die Spule ist die Primärseite eines Hochfrequenztransformators, dessen Sekundärseite (und bei der engen Kopplung damit auch die Primärseite) auf die Schwingungen abgestimmt ist. Im Detektor ent-

steht durch die Gleichrichtung die übertragene Tonfrequenz, die durch die Primärseite des Niederfrequenztransformators fließt. Auf der Sekundärseite bietet ihr der Kondensator  $C_1$  keinen Weg und sie wirkt somit auch auf das Gitter; im Anodenkreis kann sie nicht über  $C_u$  gehen, sondern fließt über das Telephon und kommt dort zur Wirkung.

Es gibt noch einige andere Möglichkeiten, die beiden Schwingungen zusammenzusetzen und zu trennen; sie sind jedoch ungünstiger als die angeführten. Es muß immer daran gedacht werden, daß auch in der Schaltung der Abb. 70 schon manche Nachteile in Kauf genommen werden müssen. So muß z. B. der Kondensator  $C_1$  und  $C_2$  mindestens 300—1000 cm groß sein, und das setzt die mit dem Niederfrequenzverstärker erreichbare Spannungserhöhung bereits beträchtlich herunter. Ebenso wird durch die kapazitative Verbindung des Anodenkreises über den Detektorkreis mit dem Gitterkreis leicht eine unerwünschte Rückkopplung erzielt. Bei einer Röhre machen sich diese Nachteile noch nicht allzu fühlbar. Man soll deswegen die Doppelverstärkung nicht auf mehr als zwei Röhren anwenden.

Es steht nichts im Wege, außerdem noch Rückkopplung anzuwenden. Auch kann der Detektor durch eine Röhre in Audionschaltung ersetzt werden. Doch wird man es bei der in Abb. 70 angeführten Schaltung nicht tun, da sich der Röhrenmehraufwand nicht recht lohnt. Bei Geräten, die sowieso schon mehrere Röhren verwenden und worin ganz oder teilweise Doppelverstärkung angewandt wird, ist der Einfachheit wegen ein Audion vorzuziehen.

Will man mehrfache Doppelverstärkung anwenden, dann gibt es zwei Möglichkeiten; man kann die Hochfrequenz in der gleichen Reihenfolge durch die Röhren

verstärken, wie die Niederfrequenz oder umgekehrt; Abb. 71 zeigt dies für zwei Röhren in symbolischer Darstellung. Die Schaltung hat den Vorteil einfacherer Leitungsführung; die Kopplung der beiden Röhren zeigt Abb. 72. Ein Nachteil ist es, daß die verstärkten Schwingungen ( $H_2$  und  $N_2$ ) beide in der gleichen Röhre nochmals verstärkt werden müssen und sich zu sehr hohen Gitterspannungen zusammensetzen, so daß als zweite Röhre eine solche mit hohem Sättigungsstrom gewählt werden muß. Eine bessere, gleichmäßigere Ausnutzung erreicht man in der Anordnung nach Abb. 73, wobei aber die Leitungsführung etwas umständlicher wird.

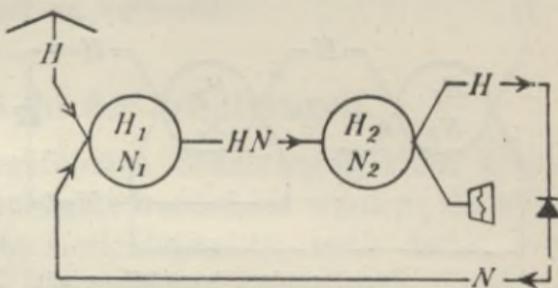


Abb. 71. Zweiröhrendoppelverstärkung mit ungekreuzter Kopplung.

Die Abb. 74 zeigt die Anwendung der Doppelverstärkung auf eine Gegentakt-schaltung. Durch die Hochfrequenz werden die Röhren im Gegentakt erregt; es braucht demnach die Sekundärseite des Transformators und Telefons nicht überbrückt zu werden. Auch die kapazitive Kopplung kann hier nicht mehr so ungünstig wirken, so daß diese Schaltung vor den bisher genannten

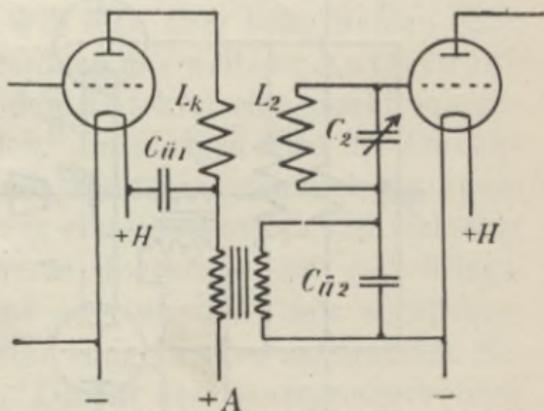


Abb. 72. Kopplung bei Doppelverstärkung.

Saaeke, Radiotechnik III.

etwas voraus hat. Allerdings geht man des eigentlichen Vorteils der Gegentaktschaltung, eine recht lange, gerade Arbeitskennlinie zu haben, verlustig, da ja durch die

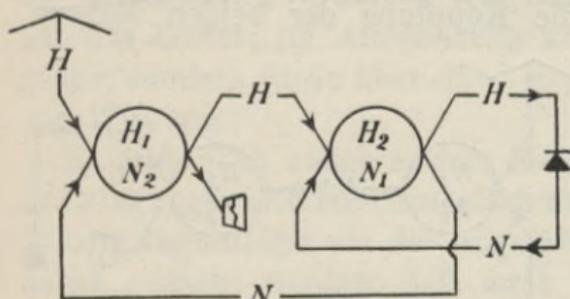


Abb. 73. Zweiröhrendoppelverstärkung mit gekreuzter Kopplung.

Zusammensetzung beider Schwingungen schon hohe Gitterspannungen entstehen und der für jede ausnutzbare Teil kleiner wird.

Die angegebene Schaltung gehört aber nicht im eigentlichen

Sinne zu den Doppelverstärkungsschaltungen; denn es könnten auch beide Erregungen (Gleichtakt und Gegen-

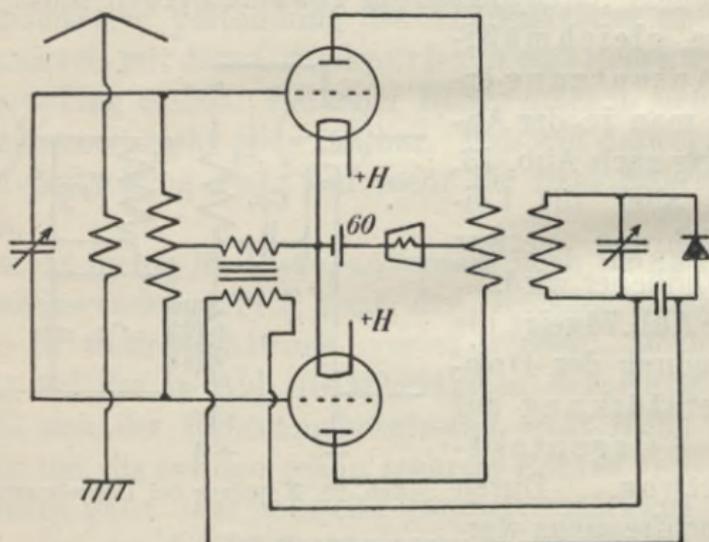


Abb. 74. Doppelverstärkung in Gegentakt und Gleichtakt.

takt) z. B. niederfrequent sein und es würde doch noch keine gegenseitige Beeinflussung auftreten; dagegen wäre es möglich, sowohl im Gleichtakt hoch- und niederfrequent

zu verstärken als auch im Gegentakt; doch muß das zu schaltungstechnischen Spielereien gerechnet werden, da es kaum möglich sein wird, die gewünschte Höchstaussnutzung zu erreichen und alle unerwünschten gegenseitigen Beeinflussungen genügend zu vermeiden.

### 34. Auswahl der Schaltungen.

Von allen den angeführten Schaltungen kann keine schlechthin als die günstigste bezeichnet werden; denn es sind sehr verschiedene Gesichtspunkte, nach denen ein Gerät gewertet werden kann: leichte Bedienung, Reichweite, Lautstärke, Abstimmstärke und Billigkeit.

Will man z. B. bei einem Detektorapparat die Empfangslautstärke eines nahen Senders so erhöhen, daß mit Lautsprecher empfangen werden kann, so sind 1—2 Stufen Niederfrequenzverstärkung im Anschluß an den Detektorapparat notwendig. Will man aber beim Fehlen eines Ortssenders Kopfhörerempfang aus weiterer Entfernung haben, so wird man vor dem Detektor eine Hochfrequenzverstärkerstufe verwenden. Im übrigen wird der Detektor im Zusammenbau mit Mehrrohrschaltungen kaum benutzt, da die Einstellung eines Audions ja viel einfacher ist und kaum nennenswerte Mehrkosten mit sich bringt.

Rückkopplung wird man nur dort mit wirklichem Vorteil verwenden, wo eine einigermaßen sachgemäße Bedienung zu erwarten ist. Die für den Lautsprecherbetrieb notwendige Verstärkung wird man wieder mit 1—3 Stufen Niederfrequenzverstärkung zu erreichen suchen. Aus Gründen der Abstimmstärke wird man aber doch gern zur Hochfrequenzverstärkung greifen, zumal man ja bei Fernempfang immer damit zu rechnen hat, daß einzelne Stationen eine um nur sehr wenig verschiedene Wellenlängen haben. Wer darum die umständliche Einstellung

der drei Abstimmkreise eines 2-Stufen-Hochfrequenzverstärkers mit Rückkopplungsvermeidung nicht scheut, hat zusammen mit einigen Stufen Niederfrequenzverstärkung ein Gerät, mit dem er ganz Europa auch bei ungünstiger Antenne befriedigend im Lautsprecher hören kann.

Hohe Abstimmstärke bei leichter Bedienung ist das Kennzeichen des Zwischenfrequenzverstärkers. Er wird einerseits beim Selbstbau bevorzugt und ist andererseits auch als Handelsgerät schon sehr gut durchgebildet, so daß er wirklich als wertvolles Gerät gelten kann. Der Mehraufwand an Röhren wird damit in Kauf genommen.

Als ausgesprochene Experimentierschaltungen müssen die Pendelfrequenzempfänger gelten. Man kann hierbei mit einer Röhre den größten Erfolg erzielen und braucht höchstens noch eine oder zwei Stufen Niederfrequenz zu verwenden. Der Nachteil der Betriebsunsicherheit ist noch nicht überwunden.

### 35. Zusammenbau der Schaltungen.

Eine große Bedeutung gewinnt bei Mehrrohrgeräten die Möglichkeit, Heizbatterien und Anodenbatterien gemeinsam für alle Röhren zu verwenden. Davon wird man weitgehend Gebrauch machen und nur ganz besondere Anforderungen, wie sie vielleicht bei großer Endverstärkung gestellt werden, rechtfertigen den Gebrauch besonderer Batterien. So können in den angeführten Schaltungen alle mit  $+A$  endigenden Leitungen zur gleichen Anodenbatterie bzw. zu verschiedenen Abgriffen an ihr geführt werden. Ebenso wird man bei der Wahl der Röhrenart damit rechnen, daß auch die in Arbeitszweck und Leistung sehr verschiedenen Röhren alle von der gleichen Heizbatterie betrieben werden sollen. Dabei sind

jedoch für die einzelnen Röhren eigene Heizwiderstände vorzusehen; als Ausnahme mag ein Niederfrequenzverstärker mit zwei oder ein Zwischenfrequenzverstärker mit drei Stufen gelten. Zweckmäßig allerdings muß die gemeinsame Heizung der beiden Röhren eines Gegentaktverstärkers genannt werden; man wird hierbei sowieso besonders sorgfältig darauf bedacht sein müssen, zwei möglichst gleiche Röhren zu benutzen. Immer jedoch bleibt es ein Nachteil eines gemeinsamen Heizwiderstandes, daß beim zufälligen Durchbrennen einer Röhre sofort dadurch in der andern der Strom ansteigt und auch diese gefährdet ist. Um den Nachteil der Einstellung des Heizstromes jeder Röhre nicht jedesmal zu haben, ist es vorteilhaft, einen Schalter in die Leitung zur Batterie zu legen, so daß bei einmal richtiger Einstellung der Heizwiderstände nur die Bedienung dieses Schalters nötig ist, solange die Batterie nicht frisch aufgeladen oder durch eine neue ersetzt wurde.

Ähnliches gilt auch für die Spannungsteiler, sofern überhaupt welche notwendig sind, um eine günstige Gitterspannung einzustellen. Auch hier darf nur gemeinsam angeschlossen sein, was in gleicher Weise bedient werden muß. Da ein Spannungsteiler gewöhnlich der Heizbatterie unmittelbar parallel liegt, so bedarf es eines besonderen Schalters, um ihn bei Nichtgebrauch des Gerätes auch auszuschalten. Es gibt einige Bauarten von Spannungsteilern, bei denen dies auf der Nullstellung selbsttätig erfolgt. Günstiger aber ist es, den bei der Heizung genannten Schalter einzubauen, der dann alle Röhren und alle Spannungsteiler zugleich ein- und ausschaltet.

Es ist nicht immer erwünscht, die ganze Verstärkungsmöglichkeit eines Gerätes auszunutzen, wenn es sich um den Empfang von Sendern handelt, die sehr verschieden stark sind. Man sieht deshalb Schaltungen vor, um einen

Teil des Gerätes außer Gebrauch zu setzen; am besten verwendet man hierfür Klinken und Stöpsel. Die Abb. 75 stellt einen Ausschnitt eines mehrstufigen Niederfrequenzverstärkers dar. Im gezeichneten Falle werden die Schwingungen im Anodenkreis der ersten Röhre durch den Transformator auf das Gitter der zweiten Röhre zur Weiterverstärkung übertragen. Wird der Stöpsel  $s$  in die Büchse  $b$  der Klinke eingestellt, so kommt die Spitze  $s$  in Berührung mit der Feder  $f$ , drückt sie in die Höhe und unterbricht dabei den Kontakt  $k$ . So muß also der Anodenstrom statt über den Transformator über die Spitze  $s$

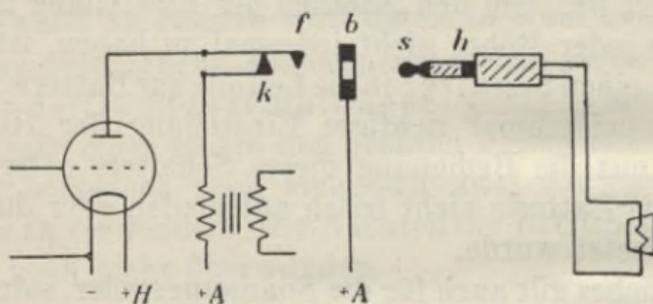


Abb. 75. Klinkenumschaltung für Verstärker.

gehen. An diese ist die eine Zuleitung am Telephon, an die Hülse  $h$  die andere angeschlossen; so daß  $+A$  jetzt über Büchse  $b$  und die in sie gesteckte Hülse  $h$  zugeführt wird.

Indem man weitere Kontakte hinzufügt, kann man auch erreichen, daß z. B. die Heizung der außer Betrieb gesetzten Röhren abgeschaltet wird usw. Doch wird dadurch die Schaltung sehr viel unübersichtlicher, und man läuft Gefahr, daß durch die kleine Kapazität der Kontaktfedern gegeneinander unerwünschte Rückwirkungen entstehen und die Wirksamkeit des Gerätes herabgesetzt wird. Immerhin sind die Leitungsführungen hier wesentlich einfacher, als wenn man die betreffende Umschaltung durch einen Schalter allein bewerkstelligen wollte.

### 36. Industrieempfänger.

Die Radioindustrie hat vor den Selbstbauenden keinen solchen Vorsprung, um sie an Preiswürdigkeit und Sauberkeit der Ausführung in einem Maße zu übertreffen, daß man den Selbstbau als eine wirtschaftliche Verschwendung und Spielerei bezeichnen könnte; daß nicht allein der Wunsch, selbst zu bauen, sondern der, auf billige Weise zu erwerben, eine Rolle spielt, zeigt die Tatsache, daß sich neben der Industrie noch ein Stand von Radiohandwerkern halten kann, der Empfänger als Einzelarbeit herstellt und verkauft. Man darf deshalb auch in den fertigen Apparaten keinen allzu großen Unterschied erwarten.

Für die Selbstbauenden gibt es keine Schaltung, die nicht versuchsweise gebaut worden wäre; und auf diese Weise werden manche Schaltungen durchgebildet, deren Ausprobieren eben Lust und Geduld erfordert. Für den Handwerker kommen hauptsächlich die bewährten Zwischenfrequenzverstärker (Superheterodyn) und Hochfrequenzverstärker mit Rückkopplungsvermeidung (Neutrodyn) in Frage. Die Industrie muß, den dauernden Verbesserungen und den Ansprüchen des Marktes folgend, eine ungeheure Zahl von Typen herausbringen. Die äußere Form hat dabei sehr bald eine gewisse Vollendung erfahren; die innere Ausführung hielt damit nicht immer Schritt. Der weitgehenden Anwendung aller Möglichkeiten stand der Widerstand des technisch nicht gebildeten Publikums im Wege.

Als Beispiel sei ein 2-Lampen-Reflexempfänger der Firma Huth in Abb. 76 und 77 angeführt; man sieht, daß der Hauptwert innen auf engen Zusammenbau gelegt ist, was eine große Entwicklungsarbeit fordert; außen dagegen handelt es sich um übersichtliche Anordnung.

In dem in der Abb. 78 aufgeführten 2stufigen Nieder-

frequenzverstärker von Siemens & Halske zeigt sich ein Erzeugnis, das für Massenherstellung und Massenvertrieb bestimmt ist; einfache Herstellungsart und einfache Bedienung (z. B. durch Regulierung der Heizung durch Eisen-Wasserstoff-Widerstände) lassen sich daraus erkennen. Es

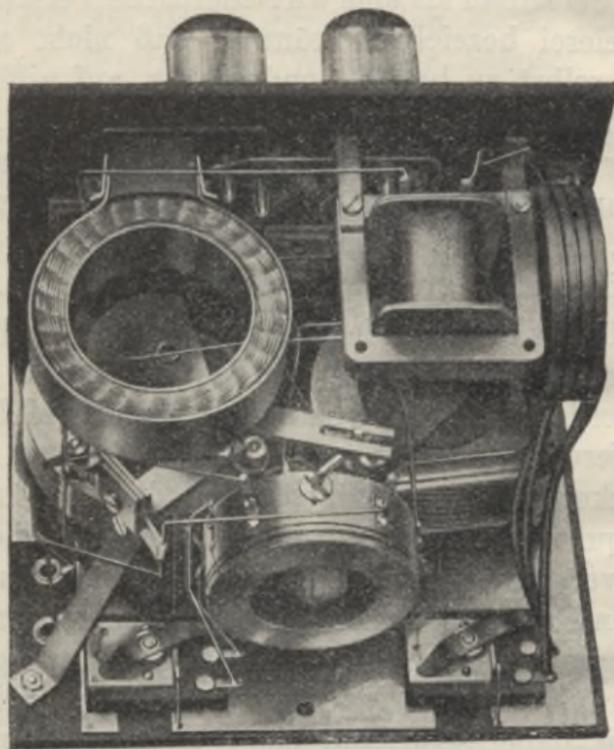


Abb. 76. Innenansicht des 2-Lampen-Reflexempfängers der Firma Huth.

sind die für die zwei Stufen in der Größe verschiedenen Röhren zu sehen.

Schließlich sei noch in Abb. 79 die Innenansicht eines „Superhutes“ der Firma Huth angeführt. Dieser Zwischenfrequenzverstärker läßt saubere Innenausführung und einfache Bedienung erkennen als das Ergebnis einer fabrikatorischen Entwicklung.

## V. Der Telegraphieempfang.

### 37. Anwendungsgebiet.

Der größte Teil des drahtlosen Verkehrs, der für die Allgemeinheit bestimmt ist, benützt die Telephonie. Diese

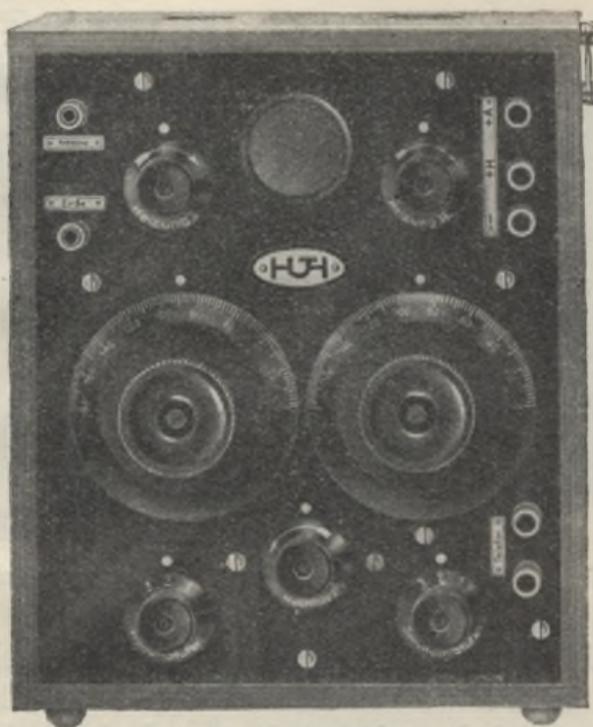


Abb. 77. Außenansicht des 2-Röhren-Reflexempfängers der Firma Huth.

Art der Verbreitung ist dann günstig, wenn es sich um Nachrichten handelt, die für ein räumlich nicht allzu großes Gebiet und für solche Leute bestimmt sind, die keine besondere Fachausbildung haben und einfache Geräte verwenden wollen. Dies trifft vor allem für den Rundfunk, dann aber

auch für die besonderen Handels- und Pressemeldungen des nationalen Gebietes zu.

Die telephonische drahtlose Verbreitung erfordert aber einen viel höheren Aufwand an Sendeleistung als die **telegraphische**, deshalb wickelt sich fast der ganze internationale Verkehr, bei dem schließlich die ganze Erde als Empfangsgebiet in Frage kommt, telegraphisch ab: so z. B. Zeit-

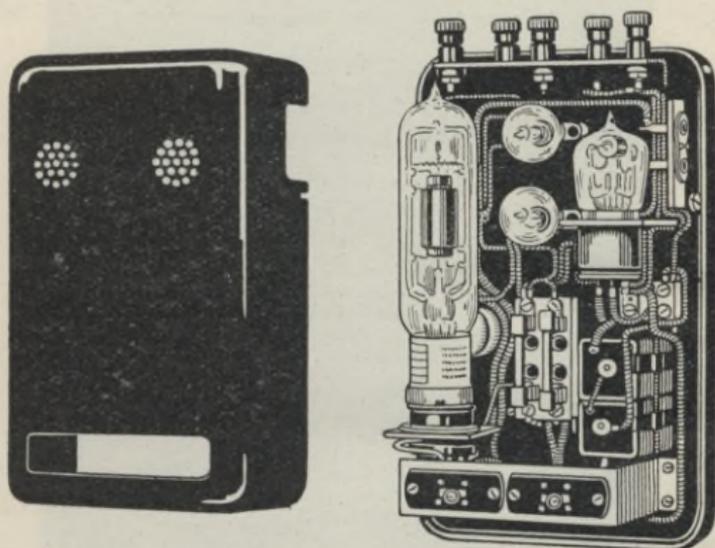


Abb. 78. Niederfrequenzverstärker von Siemens & Halske.

angabe, Wettermeldungen, Presse- und Privattelegramme. Dabei ist es sehr wesentlich, daß man durch Chiffrierverfahren den Inhalt geheimhalten und durch Maschinenschreiber eine hohe Übertragungsgeschwindigkeit erreichen kann, so daß die telegraphische Übermittlung der telephonischen an Sicherheit und Leistungsfähigkeit überlegen ist.

### 38. Empfang gedämpfter und ungedämpfter Sender.

Zum Telegraphieempfang gedämpfter Sender eignen sich alle Telephonieschaltungen. Benutzt man eine Rück-

kopplungsschaltung, so wird man auch kurz vor der Schwinggrenze arbeiten. Denn wenn das Empfangsgerät selbst Schwingungen erzeugt, so wird der die gedämpften Sender kennzeichnende Ton, der leicht aus Luftstörungen und störenden Sendern herauszuhören ist, in ein Rauschen verwandelt. Es kann nämlich ein reiner Überlagerungston nicht entstehen, weil die Frequenz nicht so gleich bleibt

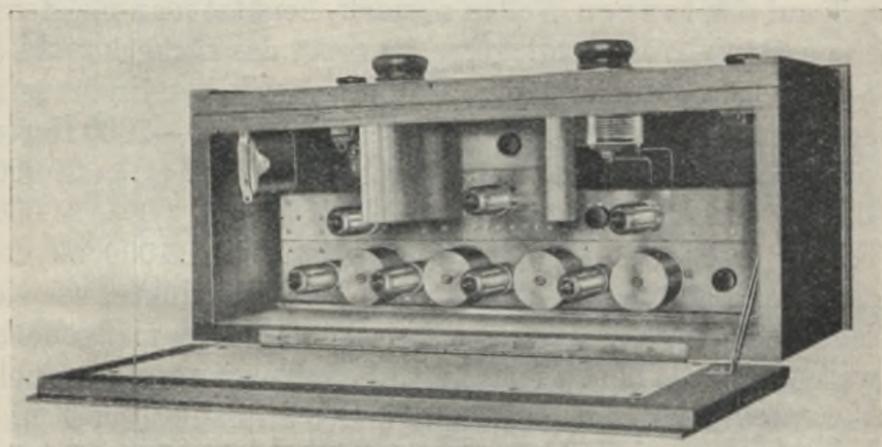


Abb. 79. Der „Superhuth II“, Inneres.

wie beim ungedämpften Sender, und die Schwingungszüge nicht in der richtigen Phase einsetzen.

Die ungedämpften Sender werden mit Überlagerung empfangen. Man kann auch hierbei alle die angeführten Telephonieschaltungen verwenden, wenn man noch einen besonderen Überlagerer anwendet, oder den Empfänger in Rückkopplungsschaltung selbst schwingen läßt. Durch eine geringe Verstimmung der selbsterregten Frequenz  $f_{\bar{u}}$  gegen die ankommende  $f_e$  erhält man eine Schwebungsfrequenz  $f_{\bar{u}} - f_e$  (s. S. 35), die man gewöhnlich im Bereich der hörbaren Töne wählt, wie es für das Aufnehmen der

Zeichen am günstigsten ist. Daneben hat man noch den Vorteil, daß durch die selbsterregten Schwingungen, die groß sind gegenüber den ankommenden, die Gleichrichterwirkung ganz bedeutend verbessert wird (s. S. 40).

### 39. Großstationsempfang.

Im Großstationsverkehr, der sich z. Z. noch hauptsächlich auf den langen Wellen abspielt, benützt man meistens einen besonderen Überlagerer, da sonst das rückgekoppelte Audion sehr stark gegen die Empfangswelle verstimmt sein müßte, um einen gewünschten Ton von 500—1000 Hertz zu ergeben. So muß z. B. bei der 15-km-Welle ( $f_c = 20\,000$  Hertz) der Überlagerer die Welle 14,3 km ( $f_{\ddot{u}} = 21\,000$  Hertz) erzeugen, um den Überlagerungston 1000 zu erzielen. Es gelten hier die gleichen Gesichtspunkte, wie sie schon für die Erzeugung der Zwischenfrequenz maßgebend waren, und die dort angeführten Schaltungen werden auch hier verwendet, um gegenseitige Beeinflussung der Empfangsabstimmung und der Überlagererabstimmung zu verhindern.

Bei der Wichtigkeit des Verkehrs muß man besonders in der Ausschaltung der Störungen viel weiter gehen als beim Rundfunkempfang. Dies wird dadurch erleichtert, daß es sich gewöhnlich nur um den Empfang einer ganz bestimmten Welle handelt; man kann darum mehrfach abgestimmte Kreise und Kettenschaltung zur Aussiebung der Hoch-, Zwischen- und Tonfrequenz anwenden. Statt der Hochantenne verwendet man mehr die Beverageantenne oder die Rahmenantenne, die sich beide durch Richtwirkung und größere Störungsfreiheit auszeichnen. Bei den sehr großen Abmessungen der Rahmen ist es schließlich nicht mehr einfach, sie drehbar aufzustellen. Man verwendet deshalb zwei zueinander senkrecht stehende Rah-

men; z. B. so, daß die Windungsfläche des einen in der Nord-Süd-, die des andern in der Ost-West-Richtung liegt.

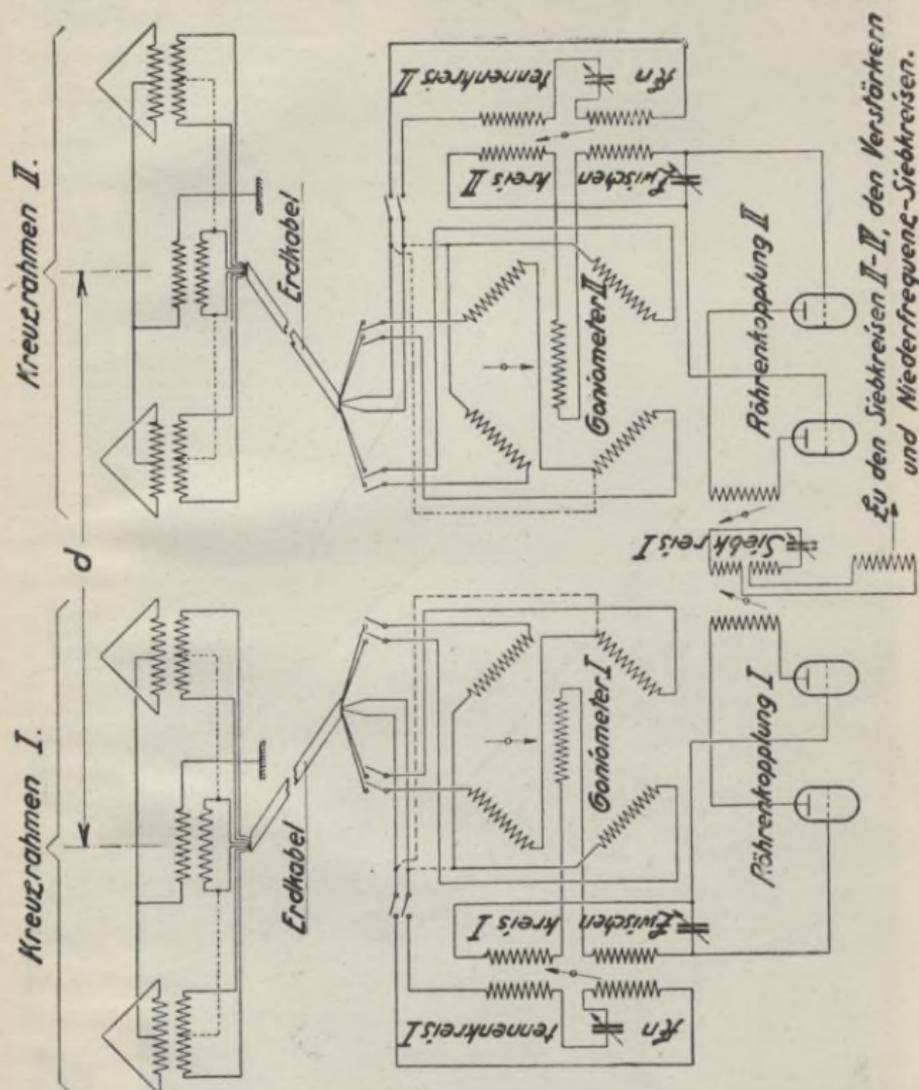


Abb. 80. Grundsätzliches Schaltbild einer Doppelkreuzrahmen-Empfangsanlage.

Je nach der Richtung, aus der dann die Empfangswellen kommen, nimmt der eine oder der andere mehr auf, und dementsprechend wird auch eine Kopplungsspule, die innerhalb der ebenfalls aufeinander senkrecht stehenden

Abstimmspulen der Rahmen drehbar angeordnet ist, in einer ganz bestimmten Stellung die größte Energie auf-

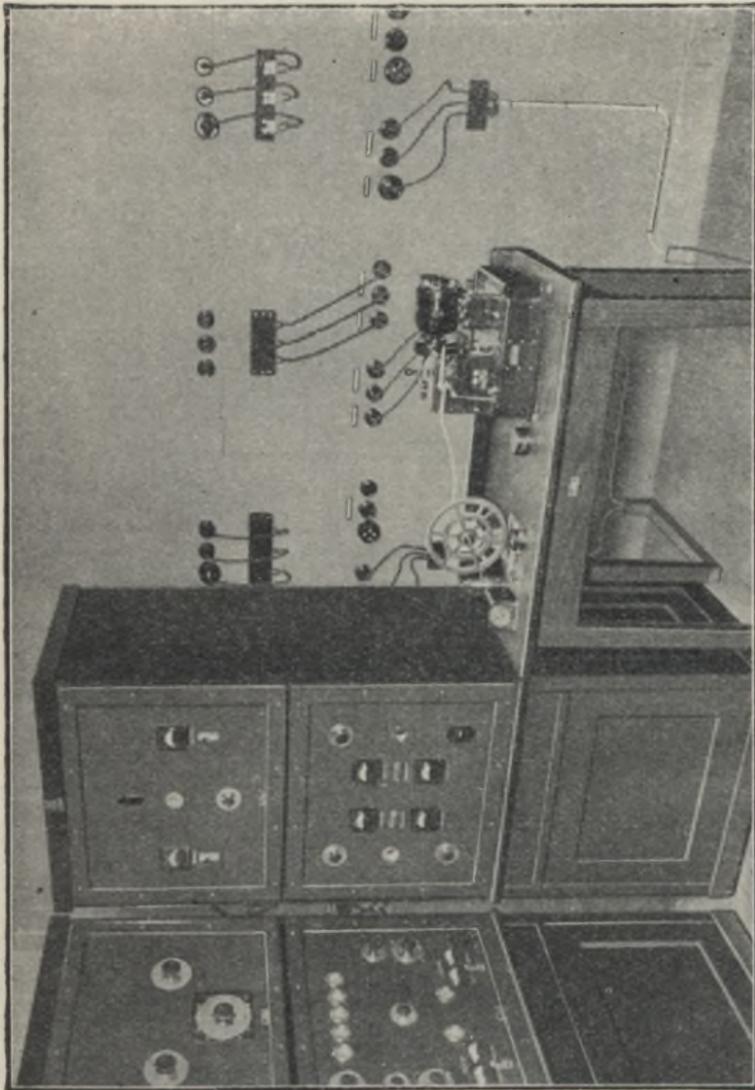


Abb. 81. Schnellschreiber mit Schalttafel.

nehmen. Bei den modernsten Anlagen benützt man zwei solche über 50 m hohe Kreuzrahmen, die einige Kilometer auseinanderliegen und erhöht noch die Möglichkeiten

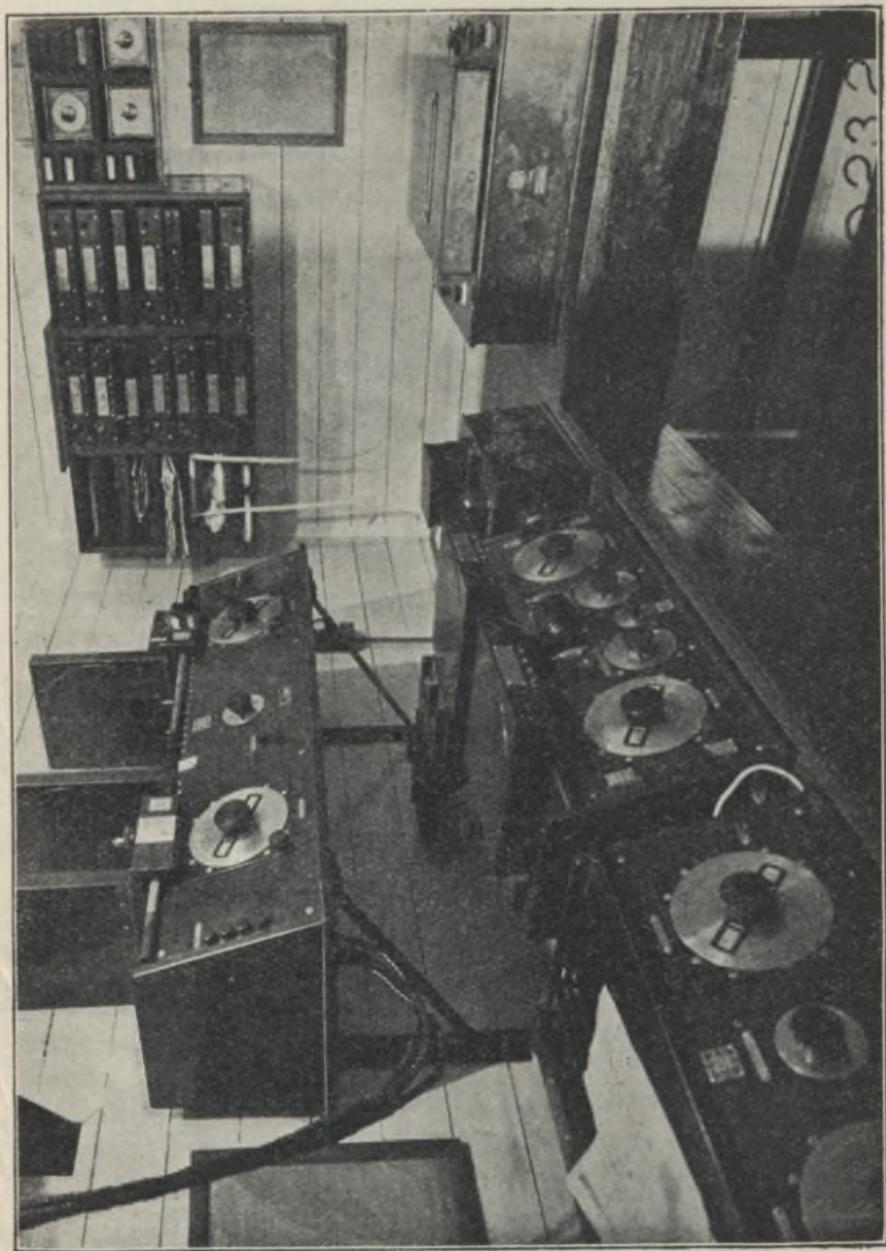


Abb. S2. Empfangsabstimmung der „Villa Elisa“.

der Störfreiung dadurch, daß man die einzelnen Rahmen einmal in der eben beschriebenen Art, dann aber auch mit Hilfe einer Anzapfung in der Mitte als Hochantenne verwendet und durch zweckmäßige Kopplung einen sehr scharfen, gerichteten Empfang (d.h. Empfang nur aus einer Richtung) erhält (Abb. 80). Auf diese Weise läßt sich zwar auch keine absolute Störungsfreiheit erzielen, aber doch immerhin eine solche, daß auch die sehr empfindlichen Schnellschreiber ungestört arbeiten können. Auf der Abb. 81 ist ein solcher Schnellempfänger ohne die eigentliche Hochfrequenzseite, wie sie die Abb. 82 darstellt, aus einer der modernsten Empfangsstationen Villa Elisa zu sehen.

#### 40. Kurzwellenempfang.

In dem Bereich der kurzen Wellen ( $\lambda = 100 \div 10$  m bzw.  $f = 3 \div 30$  Millionen Hertz) spielen die kleinen Kapazitäten und Induktivitäten eine große Rolle. So stellt z. B. die kleine Kapazität zweier Buchsen schon einen zu beachtenden kapazitiven Nebenschluß dar, während umgekehrt die geringe Induktivität einer Drahtschleife einen hohen induktiven Widerstand zur Folge hat. Daraus folgt die Notwendigkeit beim Aufbau der Schaltungen die Leitungen, in denen Hochfrequenz fließt, so kurz wie möglich zu machen. Diesen Bedingungen lassen sich alle die Rückkopplungsschaltungen (Abb. 41 ff.) anpassen. Am meisten hat sich die induktive Rückkopplung mit veränderlichem Überbrückungskondensator (Abb. 41) bewährt. Der Antennenkreis wird meist nicht abgestimmt, der Erdanschluß oft ganz fortgelassen; die wenigen Windungen der Antennenspule wirken dann mehr kapazitativ auf den Empfänger, und diese lose Kopplung hat den Vorteil, daß die Schwingungen leicht einsetzen. Für das 40-m-Band genügen normale kapazitätsarme Spulen von  $4 \div 5$  Windungen im Gitterkreis

und  $6 \div 8$  Windungen als Rückkopplungsspule, wenn man als Kondensatoren solche von  $200\text{--}500 \mu\mu F$  wählt; Freieinstellung ist besonders beim Gitterkreiskondensator unbedingt erforderlich. Unter  $20\text{ m}$  Wellenlänge nimmt man noch weniger Windungen und Kondensatoren von höchstens  $100 \mu\mu F$ , außerdem wird man besondere Röhren wählen, bei denen die Kapazitäten im Sockel möglichst klein sind.

Eine wichtige Forderung ist es, daß beim Überlagerungsempfang die Frequenz unbedingt gleichbleibt und gegen jede Beeinflussung geschützt ist. Bedeutet doch bei der  $10\text{-m}$ -Welle eine Schwankung der Frequenz um  $0,1 \text{ ‰}$  schon ein Schwanken der Tonfrequenz um  $3000$  Hertz, was einen Empfang unmöglich macht. Deswegen müssen die Spulen, Leitungen, Kondensatoren usw. mechanisch sehr fest sein, so daß kleine Erschütterungen keine Formveränderungen (Zittern der Spule oder der Kondensatorplatten) hervorrufen können. Die Wirkung der Handkapazität bei der Bedienung des Gerätes sucht man durch Abschirmung (z. B. Verbindung von Gestell und Achse des Drehkondensators mit dem Minuspol) und durch die Verwendung langer Griffe abzuschwächen.

Gewöhnlich verbindet man das rückgekoppelte Audion noch mit  $1 \div 2$  Stufen Niederfrequenzverstärkung; hierbei ist es zweckmäßig, daß die verwendeten Transformatoren ihre Eigenfrequenz in der Nähe von  $1000$  Hertz haben, da es sich ja bei Telegraphie nur um den einen zu verstärkenden Ton handelt. Je nach den besonderen Verhältnissen (Tageszeit, Witterung usw.), die bei den kurzen Wellen eine sehr große Rolle spielen, kann man mit einer solchen Schaltung auch Sender von nur wenigen hundert Watt Leistung aus den größten Entfernungen des Erdballes hören.

Hochfrequenzverstärkung lohnt sich bei den kurzen Wellen nicht, eher Zwischenfrequenzverstärkung,

womit man eine sehr hohe Abstimmsschärfe erreichen kann, die man bei den heutigen Sendern noch gar nicht ausnützen kann, da die Frequenz nicht so genau konstant bleibt. Die Schaltung unterscheidet sich von denen der Abb. 62ff. nur dadurch, daß das zweite Audion mit Rückkopplung als Schwingaudion arbeitet oder mit einem zweiten Überlagerer gekoppelt ist, der eine in der Nähe der Zwischenfrequenz liegende Überlagerungsschwingung erzeugt.

BIBLIOTEKA POLITECHNICZNA  
KRAKÓW

# Sachverzeichnis.

- Ableitungszweig 26.  
Anpassung 50, 57, 62.  
Antenne 29.  
Antennenhöhe, wirksame 35, 37.  
— -verkürzung 31.  
— -verlängerung 30.  
Arbeitskennlinie 55.  
Audion 47, 63.  
Autodyn 90.
- Batterien 59.  
Beverage-Antenne 33, 108.  
Brückenschaltung 28, 90.
- Charakteristik 38.  
„cm“ 13.
- Dämpfung 19, 21.  
Detektor 38, 61.  
Dielektrizitätskonstante 14.  
Differentialschaltung 28, 89.  
Doppelverstärkung 94, 103.  
Durchgriff 43.
- Eigenkapazität 12, 39, 51.  
Eigenwelle 30.  
Einstrahlung 35.  
Elektronen 41.  
Entdämpfung 54.  
Entziehungskreis 25.  
Erdung 29.
- Farad 13.  
Flewelling 93.  
Frequenz 7.
- Gegengewicht 29.  
Gegenkopplung 82.  
Gegentakt 75, 97.  
Gleichrichtung 38, 46.
- Handkapazität 112.  
Harmonische = Vielfache der Grundfrequenz 8, 88.  
Hertz 8.  
Hochantenne 29.  
Huth-Kühn 70.
- Induktivität 10.
- Kapazität 13.  
Kennlinien 42, 45.  
Kettenleiter 26.  
Klinkenschaltung 102.  
Kopplung 23.  
Kreuzrahmen 108.  
Kurzschaltung 31, 62.
- Langschaltung 30, 62.  
Lautsprecher 58.
- Mikromikrofarad =  $\mu\mu\text{F}13$ .  
Mitnahme 55.  
Modulation 34.
- Neyadyn 71.  
Netzanschluß 27, 60.  
Neutralisation 82.  
Neutrodyn 82, 103.
- Parallelschaltung 15, 17.  
Phase 15.  
Pendelrückkopplung 91, 100.
- Rahmenantenne 32, 36.  
Raumladung 45.  
Reflexschaltung 94, 103.  
Reihenschaltung 15.  
Reinartz 69.  
Reizschwelle des Detektors 40.  
Resonanz 16.  
Resonanzkurve 21.  
Röhre 41.  
Rückkopplung 53, 64.
- Sättigungsstrom 43.  
Schattenwirkung der Antenne 36.  
Schutznetzschaltung 45.  
Schwebung 35.  
Schwingung 7.  
Schwingungsvermeidung 81.  
Seitenbänder 34.  
Sekundärschaltung 63.
- Skinneffekt 10.  
Sperrkreis 18, 25.  
Spulenleitung 26.  
Steilheit 40, 43.  
Störungen 37.  
Strahlungswiderstand 35.  
Stromkopplung 79.  
Superheterodyn = Zwischenfrequenzverstärker 84, 100, 103.  
Superhut 104.  
Superregenerativ = Pendelrückkopplung 91, 100.
- TAT-Schaltung 81.  
Telegraphie 33, 105.  
Telephonie 34.  
Tonfrequenz 8, 72.  
Transformator 72.  
Tropadyn 89.
- Überlagerer 87.  
Überlagerung 55.  
Überrückkopplung 91, 100.  
Übersetzungsverhältnis 51, 72.  
Ultradyn 89.
- Variometer 12.  
Verstärkung 49, 71.  
Verstärkungsfaktor 43, 53.  
Verzerrung 40, 51.
- Wechselstrom 7.  
Wechselwiderstand 16.  
Wellenlänge 20.  
Widerstand 9.  
— induktiver 11.  
— innerer 40, 43.  
— kapazitiver 13.  
— Ohmscher 9, 59.  
— spezifischer 9.  
— wirksamer 9.  
Widerstandskopplung 76.  
Wirkungsgrad 50.
- Zerstreuungsgitter 45.  
Zwischenfrequenzverstärker 84, 100, 103.

# JAROSLAW'S

ERSTE GLIMMERWARENFABRIK IN BERLIN

SO 36

## GLIMMER UND MIKANIT

Glimmerplatten für Kondensatoren

## TURBONIT UND TURBAX

Rundrohre für Spulen

Deckplatten für Kondensatoren

Radiofrontplatten braun und schwarz  
auch mit Hochglanz

## ÖLTEXTILIEN

Leinen :: Seide :: Papier :: Ölschläuche



# HOVA RÖHREN

Die Marke des fortge-  
schrittenen Amateurs

M i k r o	Garantie	K l u b
<i>ef-4<sup>v</sup></i>	4 V	4 V
<i>if-c,06 A</i>	0,18 A	0,35 A
<i>D-15<sup>0</sup></i>	15 <sup>0</sup> / <sub>0</sub>	15 <sup>0</sup> / <sub>0</sub>
<i>S-c,6 ma/V</i>	1,2 ma/V	2 ma/V

Größte Steilheit / Höchste Güteziffer

# Guter Rundfunkempfang

erfordert nicht nur ein tadelloses Empfangsgerät, sondern auch einen erstklassigen Lautsprecher. Eine bisher unerreicht naturgetreue Wiedergabe bietet Ihnen der neue trichterlose

## PROTOS- Lautsprecher

Er bringt alle Tonlagen gleichmäßig stark zu Gehör und ist frei von Grammophonklang. In seiner vornehmen, einfachen Ausführung bildet er einen Schmuck für jedes Zimmer.

Lassen Sie sich den Protos-Lautsprecher und die bewährten Siemens-Rundfunk-Empfangsgeräte in den einschlägigen Geschäften kostenlos und unverbindlich vorführen, oder wenden Sie sich an unsere in allen größeren Städten ansässigen Technischen Büros.

**SIEMENS & HALSKE A.-G.**

Wernerwerk,

Berlin-Siemensstadt



Walter de Gruyter & Co.  
Postscheckkonto:



Berlin W 10 und Leipzig  
Berlin NW 7 Nr. 595 33

## Siemens-Handbücher.

I. Bd.: Allgemeine Grundlagen der Elektrotechnik. Bearbeitet von Dr. **C. Michalke**, Oberingenieur der Siemens-Schuckert-Werke. Oktav. Mit 153 Abbildungen. XII, 167 Seiten. 1925. Geb. M. 5.—

V. Bd.: Das Kraftwerk Fortuna II. Bearbeitet von **Alb. Schreiber**, Direktor des Rhein. Elektrizitätswerks im Braunkohlenrevier, Köln. Oktav. Mit 141 Abbildungen. XVI, 175 Seiten. Geb. M. 6.50

XIII. Bd.: Elektrizität im Bergbau. Bearbeitet von Prof. Dr.-Ing. e. h. **W. Philippi**, Direktor in der Abteilung Industrie der Siemens-Schuckert-Werke. Oktav. Mit 335 Abbildungen und 3 Tafeln. XII, 390 Seiten. 1926. Geb. M. 11.50

## Elektrische Installation für Licht und Kraft.

(Siemens-Handbuch.) Bearbeitet von Dipl.-Ing. **P. Stern**, Oberingenieur der Siemens-Schuckert-Werke. Oktav. Mit 365 Abbildungen. XVI, 224 Seiten. 1922. Geb. M. 4.—

## Lehrbuch der Elektrotechnik.

Von Prof. **E. Stöckhardt**, Dipl.-Ing. und Studienrat. 3. Auflage. Oktav. Mit 165 Abbildungen. VIII, 327 Seiten. 1925. Geb. M. 13.—

## Einführung in die Elektrotechnik.

Hochschulvorlesungen von Dr. **E. Heinke**, o. Prof. an der Techn. Hochschule München, Geh. Reg.-Rat. 2. Auflage. Oktav. Mit 560 Abbildungen. 490 Seiten. 1924. Geb. M. 18.—

## Elektrische Stromerzeugungsmaschinen und Motoren.

Leichtfaßlich dargestellt von Prof. **Richard Vater**. Herausgegeben von Dr. **Fritz Schmidt**. Oktav. Mit 116 Abbildungen. 128 Seiten. 1920. M. 3.—, geb. 3.60

# „SILIT“

Widerstände für Radiozwecke  
in allen Größen bis 50 Megohm  
werden nur hergestellt von



**GEBRÜDER  
SIEMENS & CO.**

Berlin-Lichtenberg  
Herzbergstraße 128/37

Unberechtigte Benutzung der Bezeichnung  
„SILIT“ wird strafrechtlich verfolgt!

Walter de Gruyter & Co.

Postscheckkonto:



Berlin W 10 und Leipzig

Berlin NW 7 Nr. 595 33

## Sammlung Götschen

*Jeder Band geb. M. 1,50*

**Experimentalphysik** von Prof.  
Robert Lang. I: Mechanik der  
festen, flüssigen und gasigen  
Körper. Mit 12 Fig. Nr. 611.

— — II: Wellenlehre und Akustik.  
Mit 69 Fig. Nr. 612.

— — III: Wärmelehre. Mit 56 Fig.  
Nr. 613.

— — IV: Lehre vom Licht. Mit  
90 Fig. Nr. 614.

**Theoretische Physik** von Prof.  
Dr. Gustav Jäger. I: Mechanik  
und Akustik. Mit 24 Abb. Nr. 76.

— — II: Licht und Wärme. Mit  
47 Abb. Nr. 77.

— — III: Elektrizität u. Magnetis-  
mus. Mit 33 Abb. Nr. 78.

**Theoretische Physik IV:** Elektro-  
magnet. Lichttheorie und Elek-  
tronik. Mit 17 Fig. Nr. 374.

**Geschichte der Physik** von Prof.  
A. Kistner. I: Bis Newton. Mit  
13 Fig. Nr. 293.

— — II: Die Physik von Newton  
bis zur Gegenwart. Mit 3 Fig.  
Nr. 294.

**Einführung in die Kristalloptik**  
von Dr. Eberhard Buch-  
wald. Mit 124 Abb. Nr. 619.

**Luftelektrizität** von Dr. Karl  
Kähler. Mit 18 Abb. Nr. 649.

**Radioaktivität** von Prof. Dr.  
P. Ludewig. Mit 37 Abb.  
Nr. 317.



Sie können  
Ihren Empfang  
verbessern . . . . .

*wenn Sie nur*

*Telefunken-*

*Röhren benutzen,  
die stets Höchst-  
leistungen geben.  
Für jeden Zweck  
hält Ihr Radio-  
händler eine pas-  
sende Röhre vor-  
rätig.*

# NORA RUNDFUNK



## **Vier- u. Fünfröhrenempfänger**

in Neutrodyn-Schaltung

mit geeichten Stationsskalen · Wellenbereich 200-2000 m

**Ein-,**

## **Zwei- u. Dreiröhrenempfänger Ein- und Zweiröhrenverstärker**

in Qualitätsausführung

in hochglanzpolierten, pultförmigen Holzgehäusen sowie  
auch in schwarzen Metallgehäusen mit Nickelrand

## **Einzelteile zum Selbstbau**

wie Frequenzdrehkondensatoren, Transformatoren,  
Spulen, Koppler usw.

## **Doppelkopfhörer**

FORMKUND „NORA-BABY“ FORMKB

wirklich dauerhaft lautstark und klangschön

Verwenden Sie zu unseren Apparaten Telefunkeröhren  
Nach eigenen und Telefunker-Patenten

Drucksachen auf Wunsch

## **ARON-Elektrizitätsgesellschaft m. b. H.**

CHARLOTTE NBURG 4

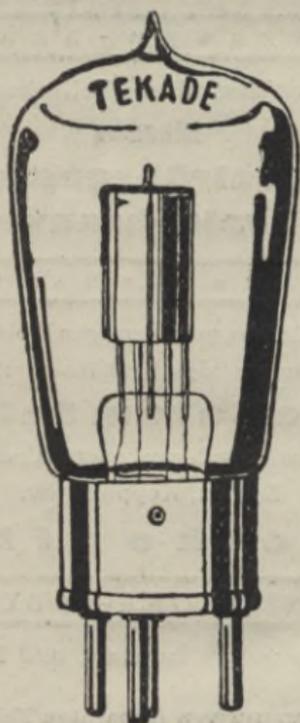
2,00

Eingetragene

**KTD**

Fabrikmarke

**TeKaDe**



**Rundfunkröhren  
die Besten**

SÜDDEUTSCHE TELEFON-APPARATE-,  
KABEL- U. DRAHTWERKE A.-G., NÜRNBERG

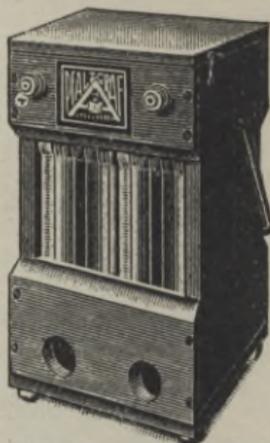
S - 96



# AKKUMULATOREN FÜR ALLE ZWECKE

SPEZIALITÄT:

**RADIO-HEIZ-  
UND  
ANODEN-  
BATTERIEN**



---

**AKKUMULATORENFABRIK  
SYSTEM PFALZGRAF GMBH  
BERLIN 4, CHAUSSEESTRASSE 36**

TEL.: NORDEN 8818, 8820, 7679 / DRAHTW.: AUTOBATTERIE

Biblioteka Politechniki Krakowskiej



I-301378



Biblioteka Politechniki Krakowskiej



100000295800