

HAGEN JAKUBASCHK



Radio- und Elektronikbasteln- leicht gemacht



Hagen Jakubasch
Radio- und Elektronikbasteln –
leicht gemacht

Hagen
Jakubaschk

Radio- und Elektronikbasteln- leicht gemacht

Der Kinderbuchverlag Berlin



Einband: Fred Westphal
Illustrationen: Heinz-Karl Bogdanski
Schaltzeichnungen:
Heinz Grothmann, Günter Reimann

Vorwort

Während ich am Schreibtisch sitze und mir Gedanken mache, wie ich mein Buch beginnen soll, spielt neben mir ein Radio. Es spielt nicht gut; einmal wird es leiser und dann wieder lauter, und manchmal setzt es ganz aus.

Das Radio neben mir ist kein gekauftes Gerät; ich habe es selbst gebaut, um eine neue Schaltung auszuprobieren. Wenn sie sich bewährt, will ich eine Bauanleitung für Bastler schreiben.

Aber die neue Schaltung bewährt sich noch nicht. Es liegt wohl am Oszillator. Ich schalte den Apparat ab und denke an die Zeit zurück, als ich mit der Radiobasterei begann. Damals hatte ich nicht die geringste Ahnung davon, was ein Oszillator ist oder wie ein Transistor funktioniert; ich wußte nichts vom Schwingkreis oder von der Berechnung eines Widerstandes. Ich war nur begeistert von der Radiotechnik, und ich besaß eine Bauanleitung, die ich aus einer Zeitung ausgeschnitten hatte.

Die Bauanleitung war nicht sehr ausführlich. Sie beschrieb nur, wie die einzelnen Teile zusammenzusetzen waren, und eine Stückliste zählte die Teile auf. Ich kaufte sie mir, und mein gespartes Geld ging zu Ende. Das Gerät aber gab, als es fertig war, keinen Ton von sich. Dabei hatte ich mich genau an die Bauanleitung gehalten.

Ich dachte damals, man braucht nur alle Einzelteile richtig miteinander zu verbinden. Daß man auch verstehen muß, was in dem Gewirr von Drähten und Bauteilen vor sich geht, wußte ich nicht. In der Bauanleitung war davon nichts zu lesen. Inzwischen habe ich gelernt, wie man Radios baut. Man kann nicht gleich mit einem großen Radio anfangen, sondern muß sich erst einmal Grundkenntnisse und Erfahrungen aneignen. Sie verhel-

fen dann später bei größeren Bastelobjekten zum Erfolg. Sie sind notwendig, damit man eine Bauanleitung nicht nur einfach nachbauen, sondern auch verstehen kann.

Als Bastler braucht man nicht genau zu wissen, was im Atomgefüge eines Transistors im einzelnen vor sich geht, und man muß diese Vorgänge nicht unbedingt berechnen können. Aber man muß wissen, wie ein Transistor arbeitet, wie er in ein Gerät einzusetzen ist und wie die einzelnen Teile dort zusammenwirken.

Mein Buch ist für die Anfänger im Radiobasteln bestimmt, und deshalb kann es kein Lehrbuch mit viel Theorie und zahlreichen Formeln sein. Es soll all denen, die ernsthaft lernen und systematisch basteln wollen, als praktische Experimentieranleitung dienen.

Wir untersuchen nicht alle Zusammenhänge, sondern beschränken uns auf die Dinge, die der Bastler unbedingt wissen muß. Vieles vereinfachen wir, damit es leichter zu verstehen ist.

Im ersten Teil des Buches werden die wichtigsten Grundlagen beschrieben. Die dort aufgeführten Experimente ermöglichen uns die wichtige praktische Übung für unsere späteren Basteleien.

Im zweiten Teil lernen wir das Zusammenwirken aller Erscheinungen und Einzelteile kennen. Es ist wichtig, daß wir den ersten Teil verstanden haben, bevor wir mit dem zweiten beginnen, denn dort wollen wir uns schon ein wenig an die knappe, sachliche Schreibweise der technischen Literatur gewöhnen, damit wir später auch andere Fachbücher, solche für fortgeschrittene Bastler und Amateure, zur Hand nehmen können. In solchen Büchern, von denen im Anhang einige für uns gut geeignete zusammengestellt sind, können wir später auch Antwort auf zunächst nebensächliche Einzelfragen finden.

Im dritten Teil des Buches finden wir einfache Bauanleitungen, an denen wir

unser inzwischen erworbenes Wissen erproben können. Dann wird es uns nicht mehr schwerfallen, auch anspruchsvollere Bauanleitungen zu verstehen oder sogar diese oder jene Schaltung selbst auszuknobeln.

Worin besteht der Unterschied zwischen Radiobasteln und Elektronikbasteln? Einen grundsätzlichen Unterschied gibt es nicht. Die moderne Elektronik ist ein weitverzweigtes Fachgebiet mit vielen Spezialzweigen (Datenverarbeitung und Computertechnik, Medizinelektronik, industrielle Steuer- und Regeltechnik in Stahlwerken, im Verkehrswesen oder auch in modernen Wäschereibetrieben, Kraftfahrzeug-, Raumfahrtelektronik, Haushalt- und Konsumgüterelektronik – es sind zu viele Gebiete, um sie hier vollständig aufzuzählen). „Elektronik“ ist also ein Oberbegriff, der alle diese Spezialgebiete und Anwendungen umfaßt. Eines dieser Gebiete – das älteste – ist die Radiotechnik. Sie eignet sich besonders gut für Bastelanfänger, um sich in die allgemein gültigen Grundlagen einzuarbeiten. Der Weg der Elektronikbastler führt auch heute noch meistens über die Radiobastelei zur „allgemeinen“ Elektronik mit ihren vielen anderen Anwendungsmöglichkeiten. Deshalb beschreibt dieses Buch zunächst die Radiotechnik. Die Grundlagen für andere Elektronik-Anwendungen ergeben sich dabei nebenher. Erst im dritten Teil des Buches nehmen wir eine Unterteilung in Schaltungen für Radiobastler und andere Elektronikschaltungen vor. Moderne rundfunktechnische und elektronische Geräte sind heute fast immer mit Halbleitern aufgebaut (Transistoren und die aus ihnen „entstandenen“ integrierten Schaltkreise der Mikroelektronik). Deshalb erscheint es vielleicht etwas verwunderlich, wenn wir uns in einem Teil des Buches auch mit der Wir-

kungsweise der (für bestimmte Spezialgebiete noch keineswegs veralteten) Radioröhre befassen. Das hat seinen Grund. Verschiedene physikalische Zusammenhänge lassen sich an der Röhre anschaulicher erläutern als am Transistor.

Die so gewonnenen Erkenntnisse machen uns danach die Transistortechnik leichter verständlich, als es ohne den „Umweg“ über die Röhre möglich wäre. Bei unseren Basteleien verwenden wir – entsprechend dem heutigen technischen Stand – keine Röhren mehr. Trotzdem wird uns das Wissen um ihre Funktion das Verständnis für die Wirkungsweise von Transistorschaltungen erleichtern; denn ein Vergleich zwischen dem Aufbau einer Röhrenschaltung und dem einer Transistorschaltung zeigt deutlich den Unterschied zwischen Funktionsprinzip (dem Grundgedanken) und Funktionsweise (den Mitteln, mit denen der Grundgedanke verwirklicht wird). Diese beiden Dinge klar auseinanderhalten zu können ist für den Bastler wie für den Techniker sehr wichtig.

Ein Hinweis noch zu den Versuchen: Alle beschriebenen Experimente und Bauanleitungen wurden gründlich erprobt. Wenn es trotzdem einmal nicht gleich funktionieren sollte, so wollen wir nicht den Mut verlieren. Wir kontrollieren erst einmal, ob wir alles richtig gemacht haben, und überlegen uns, worauf es bei dem Versuch ankommt. Meist sind dann kleine, scheinbar nebensächliche Änderungen für das Gelingen des Versuches entscheidend. Wollen wir uns nachsagen lassen, daß wir nicht bemerkten, daß vielleicht ein Draht unter der Umhüllung gebrochen oder eine Lampe durchgebrannt war? Nein! In solchen Fällen können wir beweisen, daß wir denken können. Auf das selbständige Denken kommt es in der modernen Technik vor allem an.

TEIL I

Wir gehen den Dingen auf den Grund

Die Wärmewirkung des elektrischen Stromes

Wir brauchen eine Taschenlampenbatterie (Flachbatterie 4,5 V), die völlig frisch sein muß, und ein dünnes Kupfer- oder Eisendrähtchen von 2 bis 3 cm Länge. Das Drähtchen können wir aus einem alten Stück Litze (Netzkabel von elektrischen Geräten) herausziehen; auch Blumenbindendraht eignet sich dazu.

Mit einer Pinzette oder Wäscheklammer halten wir das Drähtchen quer über beide Anschlüsse der Batterie (Abb. 1). Der Draht glüht auf. Wenn die Batterie frisch ist, schmilzt er sogar.

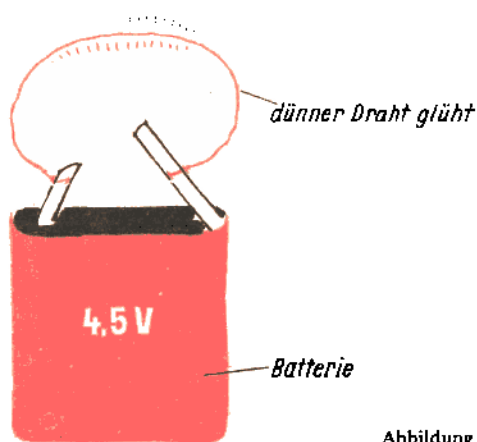


Abbildung 1

Diese Erkenntnis wird bei der Wärmeplatte angewendet, auch beim Bügeleisen, dem Tauchsieder und der Glühlampe.

In der Glühlampe wird der Glühdraht bis zur hellen Weißglut erhitzt. Damit er

dabei nicht verbrennt, ist er durch einen luftleeren oder mit chemisch unwirksamem Edelgas gefüllten Glaskolben gegen die Außenluft abgeschlossen.

Eine andere Anwendung der Wärmewirkung des elektrischen Stromes stellt die elektrische Schmelzsicherung dar. Sie enthält ein dünnes Drähtchen, das in den zu schützenden Stromkreis eingeschaltet ist. Wird der Strom darin zu stark, dann schmilzt das Drähtchen und unterbricht den Stromkreis. Das können wir leicht mit einer kleinen Radiosicherung ausprobieren. Halten wir sie an beide Anschlüsse einer Batterie, dann glüht das Drähtchen kurz auf; es schmilzt sofort und unterbricht den Stromkreis. Da nun kein Strom mehr fließen kann, erkalten die Drahtenden wieder.

Wir wollen uns hier gleich einige Schaltsymbole einprägen. Diese Symbole werden benutzt, um Stromläufe übersichtlich darzustellen. Abb. 2 zeigt die soeben von uns benutzten Gegenstände und darüber ihre Schaltsymbole oder Schaltzeichen.

Die Lichterzeugung bei den Glühlampen beruht also auch auf der Wärmewirkung des elektrischen Stromes. Zum großen Kummer der Techniker, denn die Wärme der Glühlampe ist hier eine unerwünschte Nebenwirkung, die sehr viel Energie nutzlos vergeudet. Es gibt bessere Verfahren, um Elektrizität in Licht umzuwandeln. Die Nebenwirkungen, wie die Wärme, sind dabei geringer. Hierzu gehören beispielsweise die bekannten Leuchtröhren und die Glimmlampen. Sie haben keinen Glühdraht; bei ihnen leuchtet die Gasfüllung selbst. Doch mit diesen Verfahren wollen wir uns hier nicht näher beschäftigen.

Der Versuch mit dem Schmelzdrähtchen hat uns noch etwas anderes, sehr Wichtiges gezeigt: Ein Stromkreis muß stets geschlossen sein, wenn der Strom wirken soll.

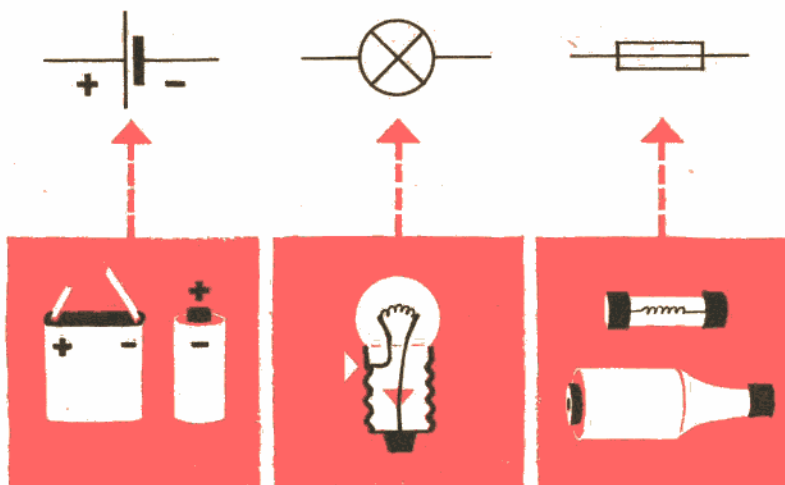


Abbildung 2

Batterie

Glühlampe

Sicherung



Abbildung 3

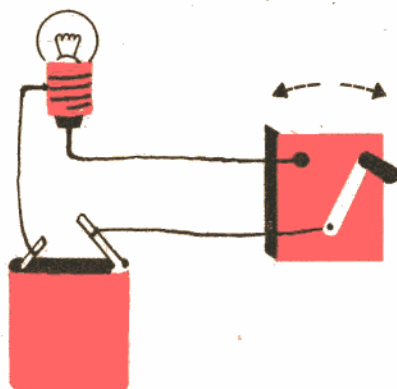


Abbildung 4



Abb. 3 zeigt einen einfachen Stromkreis. Wir benötigen dafür nur eine Flachbatterie und eine dazu passende Glühlampe, die wir über zwei Drähte mit der Batterie verbinden. In Abb. 3 ist außer der Versuchsanordnung noch der gleiche Stromlauf unter Benutzung der Schaltsymbole dargestellt. Der Strom fließt von einem Batteriepol zur Lampe, über deren Gewinde zum Glühdraht und zum Fußkontakt der Lampe, von da zurück zur Batterie. Wird dieser Kreislauf an beliebiger Stelle unterbrochen, so kann kein Strom mehr fließen – die Lampe erlischt, wenn wir einen der beiden Drähte durchschneiden. Stromwirkungen können also durch Unterbrechungen und Schließen des Stromkreises beliebig herbeigeführt werden.

In der Praxis benutzt man zum Unterbrechen von Stromkreisen Schalter, die in den Stromkreis eingeschaltet werden, wie Abb. 4 zeigt. Dort ist außer der Versuchsanordnung wieder die Schaltzeichnung zu sehen, in der wir auch das Symbol für einen Schalter erkennen.

Für unsere Versuchszwecke ist ein Klingelausschalter am besten geeignet. Durch Verschieben seines Hebelarmes wird der Stromkreis geschlossen oder

unterbrochen. Alle üblichen technischen Schalter funktionieren auf diese Weise, auch wenn sie meist komplizierter aufgebaut sind. Es ist übrigens gleich, ob wir den Schalter in die rechte oder linke Batterieleitung legen; es ist gleich, an welcher Stelle der Stromkreis unterbrochen wird.

Die chemischen Wirkungen

Der Strom kann auch chemische Wirkungen auslösen. Wir zeigen das mit einem Versuch nach Abb. 5. Dazu brauchen wir ein Becherglas und zwei blank Metallplatten von etwa 2 cm × 4 cm Größe. Kupferblech ist besonders gut geeignet, aber auch andere Bleche lassen sich verwenden.

Die beiden Platten verbinden wir mit einer Flachbatterie (4,5-V-Batterie). Das Glas füllen wir mit Leitungswasser, dem wir einige Tropfen Essig oder ein wenig Kochsalz begeben.

Nach einiger Zeit bemerken wir an den beiden Metallplatten kleine Bläschen, die dann bald nach oben steigen. An der mit dem Minuspol der Batterie verbundenen Metallplatte steigen bedeutend

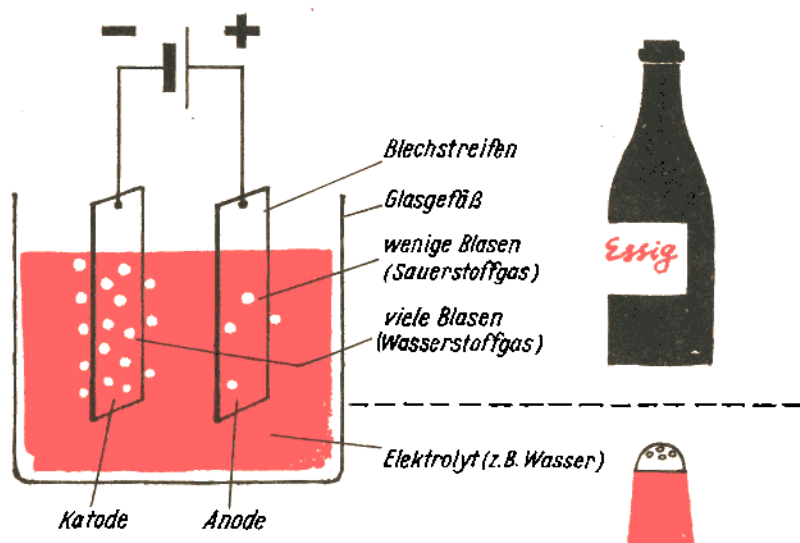


Abbildung 5



mehr Bläschen auf als an der mit dem Pluspol verbundenen Platte. Wir können deshalb mit diesem Versuch bei einer Batterie Plus- und Minuspol unterscheiden.

Nun haben wir wieder einige Begriffe kennengelernt: Pluspol und Minuspol. Woher diese Bezeichnungen kommen, erfahren wir später. Wir wollen uns vorläufig nur merken, daß die Flußrichtung des Stromes vom Minuspol der Stromquelle — hier also der Batterie — zum Pluspol verläuft. In Abb. 2 waren die Polbezeichnungen an der Batterie und am Schaltsymbol schon angegeben.

Bei den Flachbatterien ist die kurze Fahne stets der Pluspol, die lange Anschlußfahne der Minuspol.

Die beiden Metallplatten in der Versuchsanordnung nach Abb. 5 werden Elektroden genannt. Die mit dem Minuspol verbundene Elektrode nennt man Kathode; die mit dem Pluspol verbundene Elektrode heißt Anode. Die ganze Anordnung nach Abb. 5 ist ein galvanisches Bad. Galvanische Bäder haben in der

Elektrochemie eine sehr große Bedeutung.

Im galvanischen Bad tritt der Strom aus der Kathode in die Flüssigkeit über und wird von der Anode wieder aufgenommen. Die Kathode ist also stets die Elektrode, aus der der Strom austritt. Das wollen wir uns merken, denn diese Begriffe werden uns noch oft begegnen.

In der Industrie benutzt man galvanische Bäder unter anderem zum Veredeln von Metallen. Um einen solchen Prozeß nachzuahmen, ersetzen wir die Elektroden unseres galvanischen Bades einmal durch blanke Eisenbleche, danach durch Kohlestifte. Die Kohlestifte können wir aus alten Flachbatterien ausbauen.

In Wasser lösen wir nun möglichst viele Kupfersulfatkristalle auf, so daß eine tiefblaue Lösung entsteht. Nachdem der Strom einige Zeit durch das galvanische Bad geflossen ist, stellen wir fest, daß sich an der Kathode eine dünne Schicht metallischen Kupfers absetzt, die mit zunehmender Versuchsdauer immer dicker wird. Wir können danach an der verkup-

ferten Kohle sogar einen Draht anlöten. Damit der Versuch gelingt, darf der Strom jedoch nicht zu stark sein, sonst scheidet sich das Kupfer als schwammiger, schwärzlicher Belag ab, der leicht abwischbar und kaum als Metall erkennbar ist. Wir müssen es dann mit einer schwächeren Batterie, beispielsweise mit einer 1,5-V-Monozelle, versuchen.

Nähere Hinweise zu diesem Verfahren finden wir in dem im Anhang genannten Buch „Elektrotechnik – leicht gemacht“; für den Radiobastler hat dieses Verfahren weniger Bedeutung. Sehr wichtig für uns sind aber die chemischen Stromquellen, die wir später noch genauer kennenlernen werden.

Die magnetische Wirkung

Für unsere Versuche brauchen wir jetzt einen Dauermagneten. Das kann ein Spielzeug-Hufeisenmagnet sein, besser eignen sich aber Dauermagnete aus alten Lautsprechern.

Mit einem Ende des Magneten bestreichen wir einen Kupferstift (Kupferdrahtstück), einen Weicheisenstift (Eisendrahtstück) und einen Stahlstift

mehrmals nacheinander in gleicher Richtung. Wir stellen dabei fest, daß Kupfer völlig unmagnetisch ist; es zeigt keine Anziehungswirkung. Bei Weicheisen und Stahl ist sie jedoch deutlich erkennbar.

Nachdem wir den Magneten beiseite gelegt haben, können wir feststellen, daß der Stahlstift jetzt seinerseits zum Magneten geworden ist. Er zieht nun selbst kleine Eisenteile, Stecknadeln und ähnliches an. Diese bleibende Magneten nennt man Permanentmagneten.

Weicheisen wird zwar vom Magneten angezogen, seine Magnetkraft verschwindet jedoch wieder, wenn wir den Magneten entfernen. Daher vermag der Weicheisenstift nachträglich keine fremden Eisenteilchen anzuziehen; er zeigt also keinen remanenten Magnetismus. Für den nächsten Versuch benötigen wir zwei gleiche Permanentmagneten. Eventuell genügen dafür schon zwei Stahlnägel, die wir durch Bestreichen mit unserem Magneten zu kleinen Permanentmagneten machen.

An handelsüblichen Magneten sind meist beide Pole unterschiedlich gekennzeichnet; sie werden als Nordpol und Südpol bezeichnet. Unsere Stahlnägel





bestreichen wir nun in gleicher Richtung, so daß beide Kuppen beziehungsweise beide Spitzen gleiche Pole ergeben. Wenn wir diese beiden Magneten jetzt einander so nähern, daß sich gleiche Pole begegnen, dann bemerken wir eine deutliche Abstoßung. Begegnen sich verschiedene Pole, so bemerken wir eine deutlich verstärkte Anziehung. Aus diesem Versuch leiten wir eine wichtige Regel ab, die wir uns fest einprägen müssen:

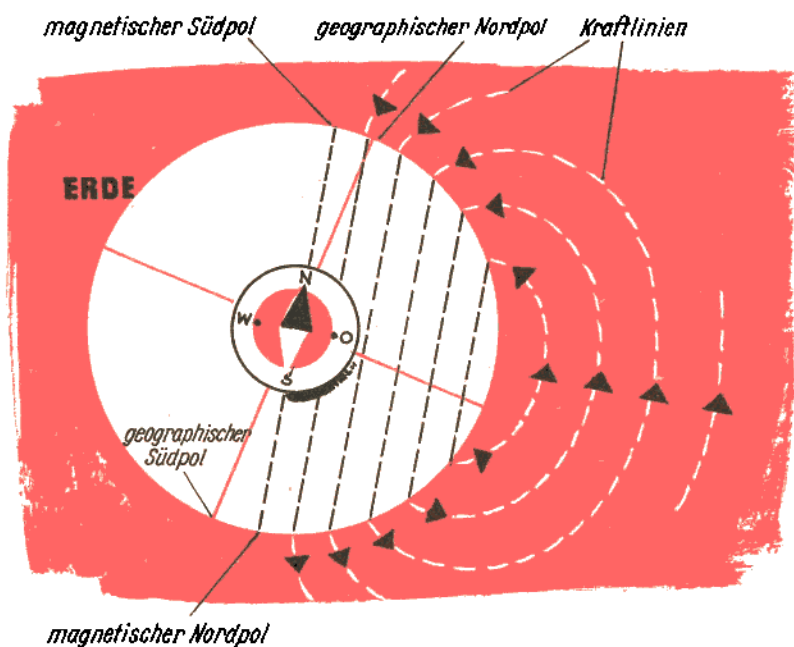
Gleichnamige Pole stoßen sich ab, ungleichnamige Pole ziehen sich an.

Auch die Erde hat ein Magnetfeld, das ungefähr in Richtung der Erdachse verläuft. In Nähe des geographischen Nordpols liegt der magnetische Südpol der Erde, in Nähe des geographischen Südpols der magnetische Nordpol. Die Kompaßnadel eines magnetischen Kompasses (etwa eines Schülerkompasses) besteht aus einer kleinen magnetisierten Stahlnadel; sie ist also nichts anderes als ein kleiner, drehbar gelagerter Permanentmagnet, dessen dunkel gefärbter Teil der Nordpol ist. Da sich ungleichnamige Pole anziehen, weist diese Nadelseite also immer zum magnetischen Südpol der Erde und damit fast genau zum geographischen Nordpol. Halten wir einen Permanentmagneten, dessen Magnetkraft stärker ist als das ziemlich schwache Erdmagnetfeld, in die Nähe der Kompaßnadel, so weist diese mit ihrem Nordpol zum Südpol unseres Magneten.

Kleine Magnetnadeln können wir selbst herstellen. Dazu benutzen wir kurze Uhrfederstücke, die sich, nachdem sie ausgeglüht worden sind, mit dem Hammer geradestrecken lassen.

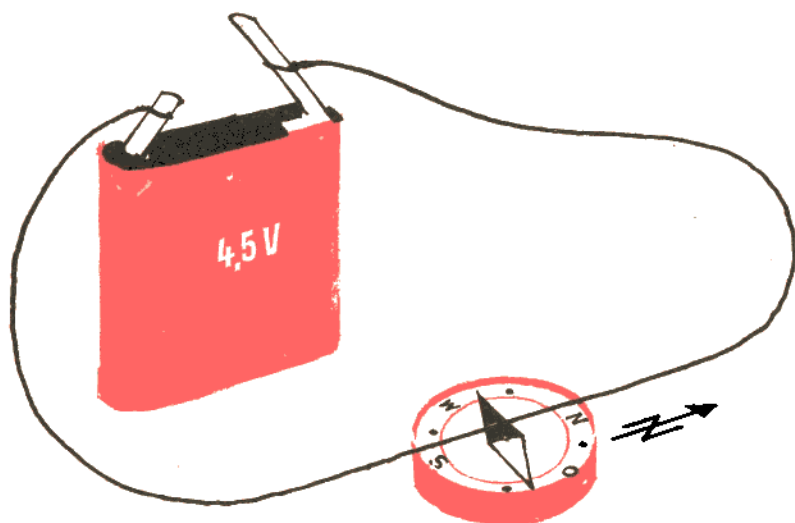
Ein Korken bildet den Fuß unseres Kompasses. Durch ihn wird eine Stecknadel gesteckt, auf deren Spitze die Magnetnadel ruhen soll. Zunächst stellen wir dann durch vorsichtiges Ausbalancieren des Stahlfederstreifchens dessen genaue Mitte (Schwerpunkt) fest. Dort schlagen wir mit einer Nagelspitze eine leichte Vertiefung ein, damit das Blechstreifchen später nicht von der Stecknadel abgleitet. Anschließend magnetisieren wir es durch Bestreichen mit einem Permanentmagneten und setzen es auf die Nadelspitze auf. Dort stellt sich unsere selbstgefertigte Magnetnadel wie jede andere Kompaßnadel in die Nord-südrichtung der Erde ein. Für den nächsten Versuch, der uns den Zusammenhang zwischen Elektrizität und Magnetismus zeigen wird, können wir diese Magnetnadeln verwenden.

Wir wiederholen einen klassischen Versuch, den der Däne Ørsted vor über einhundert Jahren erstmalig durchführte. Dazu brauchen wir wieder eine frische Taschenlampenbatterie und ein etwa 50 cm langes Stück Leitungsdraht, der wenigstens 1 mm stark sein soll (beispielsweise Klingeldraht). Den Draht führen wir dicht über unsere Magnetnadel oder einen Schülerkompaß so ent-



lang, daß er in der gleichen Richtung wie die Nadel liegt, also in Nordsüdrichtung. Die Enden biegen wir so um, daß wir sie mit der Batterie verbinden können. Die Dauer des Versuchs soll nicht zu lang ausgedehnt werden, weil dabei die Batterie sehr schnell erschöpft wird. Sobald beide Batteriepole angeschlossen sind, dreht sich die Magnetnadel aus der

Nordsüdrichtung und stellt sich fast quer zum Draht. Wenn sich der Draht ganz dicht über der Nadel befindet und die Batterie kräftig genug ist, stellt sich die Nadel genau quer. Unterbrechen wir den Strom, indem wir ein Drahtende von der Batterie lösen, so geht die Nadel wieder in die alte Stellung zurück. Offenbar erzeugt der fließende Strom



also ein Magnetfeld. Es scheint quer zum Draht zu verlaufen, denn die Nadel stellt sich ja nach der bereits genannten Regel immer so ein, daß ihre Pole den entgegengesetzten Polen des fremden Magnetfeldes zugekehrt sind. Also müßte das quer zum Draht liegende Magnetfeld auch einen Nord- und einen Südpol aufweisen!

Wir wiederholen den Versuch, indem wir die Batterie umpolen, das heißt ihre Anschlüsse vertauschen, so daß der Strom in umgekehrter Richtung durch den Draht fließt. Tatsächlich schwenkt die Magnetnadel wieder aus, aber diesmal nach der anderen Seite. Das Magnetfeld hat sich also umgekehrt, seine Lage ist demnach auch von der Stromrichtung abhängig.

Die Stärke des Magnetfeldes hängt von zwei Bedingungen ab: von der Stärke des Stromes und vom Abstand zum Stromleiter. Letzteres ist nachprüfbar, wenn wir die Nadel etwas vom Draht

entfernen; die Ablenkung ist dann bedeutend geringer. Daß sie auch mit schwächerem Strom geringer wird, können wir nachweisen, wenn wir eine etwas verbrauchte Batterie, die in der Taschenlampe nur noch schwaches Licht gibt, für den Versuch benutzen. Bei gleichem Abstand zwischen Draht und Kompaßnadel ist die Ablenkung bei der verbrauchten Batterie geringer als bei der frischen.

Wie sieht das Magnetfeld nun wirklich aus und welchen Verlauf hat es? Um das feststellen zu können, müssen wir uns erst einmal überlegen, wie wir das unsichtbare Magnetfeld mit einem Hilfsmittel sichtbar machen können. Dafür gibt es einen einfachen Trick, den wir zunächst mit unserem Permanentmagneten erproben.

Wir legen auf den Magneten ein Blatt Papier und streuen dann gleichmäßig dünn feines Eisenpulver auf (das Eisenpulver erhalten wir entweder in einer

Abbildung 6

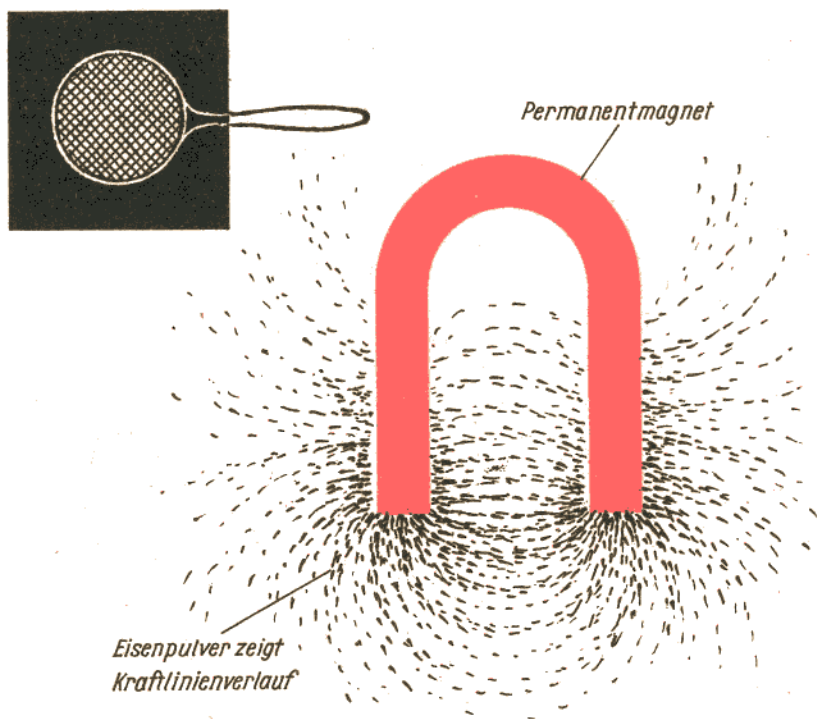
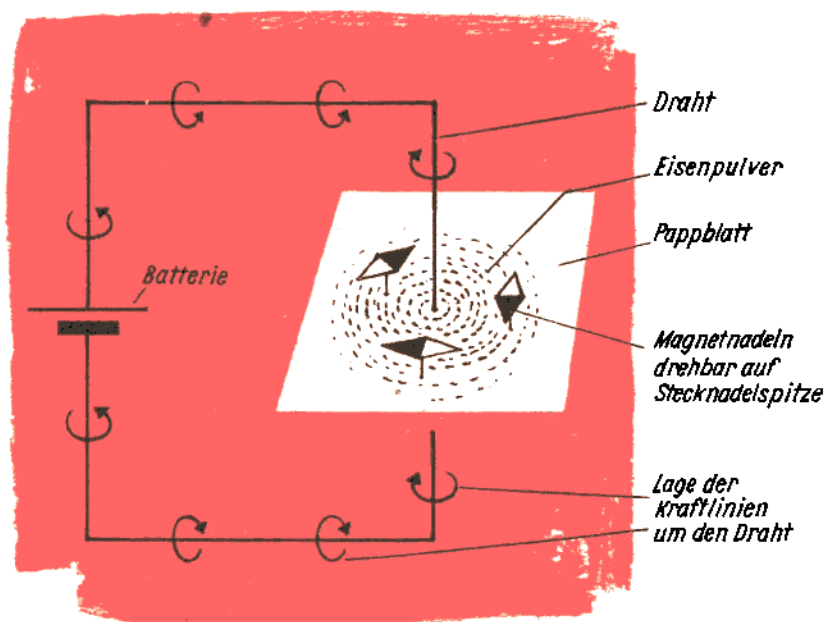


Abbildung 7



Chemikalienhandlung oder als Feilstaub in einer Schlosserei). Wenn das Eisenpulver größere Metallspäne enthält, muß es gesiebt werden.

Wir klopfen nun ganz leicht an das Papier und sehen dann eine Figur, wie sie Abb. 6 zeigt. Das Eisenpulver hat sich im Magnetfeld linienförmig geordnet. Dieser Anblick hat zu dem Begriff der „magnetischen Kraftlinie“ geführt. Man kann daraus den Verlauf des Magnetfeldes gut erkennen.

Wenn wir aber von „Kraftlinien“ sprechen, wollen wir nie vergessen, daß das nur ein Hilfsbegriff ist. Das Magnetfeld besteht nicht etwa aus unsichtbaren Fäden, zwischen denen keine Kraftwirkung auftritt, sondern es ist lückenlos. Es gibt also keine einzelne Kraftlinie!

Wie das Magnetfeld bei einem Permanentmagneten verläuft, wissen wir nun. Wie verläuft es aber bei einem stromdurchflossenen Draht?

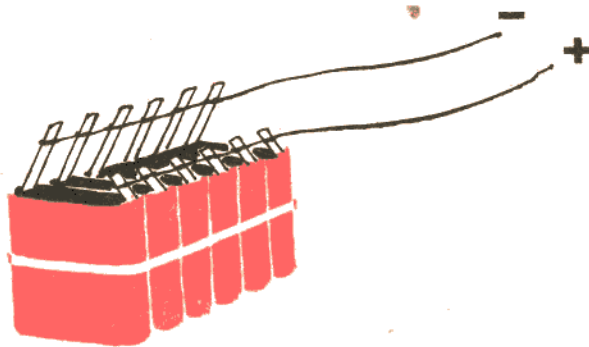
Das stellen wir mit einem Versuchsaufbau nach Abb. 7 fest. Eine Stricknadel stecken wir senkrecht durch eine Postkarte. Die Enden der Stricknadel verbind-

den wir wieder über zwei kurze und möglichst dicke Drähte mit der Batterie, nachdem wir rund um die Stricknadel feines Eisenpulver dünn und gleichmäßig aufgestreut haben.

Wenn die Batterie angeschlossen ist, klopfen wir leicht an die Pappe. Das Pulver ordnet sich dann ringförmig um die Nadel an, und wir erkennen, daß das Magnetfeld nicht einfach quer zur Leitung, sondern rund um sie verläuft.

Wir können auch dicht neben der Leitung einige Magnetnadeln anordnen. Als Lagerspitzen stechen wir Stecknadeln von unten durch die Pappe. Beim Schließen des Stromkreises stellen sich die Magnetnadeln längs der am Eisenpulver sichtbaren kreisförmigen Kraftlinien ein. Polen wir die Batterie um, drehen sich auch die Magnetnadeln um.

Beim Abschalten des Stromes verschwindet das Magnetfeld wieder. Die Magnetnadeln stellen sich alle in die Nordsüdrichtung des Erdmagnetfeldes, und die Ringfigur im Eisenpulver wird durch leichtes Klopfen sofort wieder verwischt. Zwischen der Drehrichtung des



Magnetfeldes und der Stromrichtung besteht ein Zusammenhang.

Damit der beschriebene Versuch gelingt, muß der Stromfluß genügend stark sein. Trotzdem werden wir die Ringfigur im Eisenpulver nur in nächster Nähe der Nadel erkennen, wenn wir nicht zuviel Eisenpulver aufgestreut haben. Das Magnetfeld der Nadel reicht zwar sehr weit – theoretisch sogar unendlich weit, denn die Empfangswirkung der Ferritantenne in unserem Kofferradio zum Beispiel beruht darauf, wie wir später noch sehen werden, aber es ist schon in geringer Entfernung vom Draht bei unserem Versuch zu schwach, um das Eisenpulver noch zu beeinflussen. Besser gelingt der Versuch deshalb mit einer stärkeren Batterie. Entweder verwenden wir einen kleinen Motorradakku oder einen ähnlichen Akku mit etwa 4 V – aber dann kann der Strom schon so stark werden, daß unsere Drähte zu glühen beginnen (siehe Versuch nach Abb. 1). Wir dürfen dann also immer nur ganz kurz einschalten, zumal diese starke Belastung auch für den Akku nicht gut ist, oder wir benutzen fünf bis sechs gleiche, frische Flachbatterien, die wir parallelschalten. Dazu verbinden wir alle kurzen Anschlußfahnen miteinander – das ist dann der eine Pol unserer Batteriekombination – und alle langen Anschlußfahnen, die den zweiten Pol ergeben. Da wir den Versuch nur während einer sehr kurzen Dauer durchführen, können wir die

Batterien später noch für andere Versuche verwenden. Wieso der Strom durch die Parallelschaltung stärker wird, erfahren wir, wenn wir uns später mit Batterien beschäftigen.

Die Lage des Magnetfeldes um einen stromdurchflossenen Draht müssen wir im Gedächtnis behalten. Dieses Magnetfeld besteht natürlich nicht nur an der Stelle unseres Pappblattes, sondern um die gesamte Leitung. In Abb. 7 ist das durch Pfeile angedeutet.

Wir haben nun die grundsätzlichen Wirkungen des elektrischen Stromes erkannt. Auf einige dieser Versuche werden wir später noch zurückkommen.

Jetzt wissen wir, wie der elektrische Strom wirkt, aber was elektrischer Strom ist, das wissen wir noch nicht.

Was ist elektrischer Strom?

Wenn wir im Lexikon nachschlagen, so lesen wir: Strom ist eine Elektronenbewegung. Was aber sind Elektronen? Schlagen wir wieder nach: Elektronen sind kleinste Bauteilchen des Atoms. Auch was ein Atom ist, steht im Lexikon. Nun müßten wir ja alles wissen.

Wir sehen, so geht es nicht. Versuchen wir also, diese Zusammenhänge ganz einfach zu erklären.

Wir wissen, daß alle Stoffe auf der Erde und im Weltall aus Atomen bestehen. In fast allen Stoffen sind die Atome zu Mo-

lekülen vereint — doch damit wollen wir uns hier nicht näher befassen. Schauen wir uns statt dessen ein Atom an — vielmehr, versuchen wir es uns vorzustellen, denn ein einzelnes Atom läßt sich nicht sichtbar machen.

Jedes Atom besteht aus einem Atomkern, der von winzigen Atomteilchen, den Elektronen, umkreist wird.

Im einfachsten Fall — nämlich beim Wasserstoffatom — besteht das Atom nur aus dem Kern und einem Elektron, das den Kern umkreist. Der Kern besteht in diesem Fall nur aus einem Proton. Wir können uns das etwa so vorstellen, wie Abb. 8 es andeutet. Ähnlich, wie die Erde eine bestimmte Kreisbahn um die Sonne durchläuft, hält auch das Elektron eine bestimmte Bahn um den Atomkern ein. Wie kommt das?

Machen wir einen einfachen Versuch! Wir binden einen Stein an eine Schnur und schleudern ihn im Kreis herum. Wenn wir die Schnur loslassen, so fliegt der Stein durch die Wirkung der Fliehkraft davon. Solange wir die Schnur aber

festhalten, kann er das nicht — nicht etwa nur, weil die Schnur ihn hält, sondern weil wir der Fliehkraft eine gleichgroße Zugkraft entgegensetzen. Wir ziehen den Stein mit der gleichen Kraft zu uns heran, mit der ihn die Fliehkraft von uns wegzieht. Beide Kräfte halten sich die Waage.

Elektron und Atomkern sind natürlich durch keine Schnur verbunden. Aber ähnlich wie zwischen den Polen eines Magneten, besteht auch zwischen Atomkern und Elektron eine Anziehungskraft. Durch ihre Wirkung würde das Elektron zum Atomkern hinfliegen, wenn diese Zugkraft nicht durch die Fliehkraft ausgeglichen würde.

Nun haben wir bereits, als wir über den Magneten sprachen, erfahren, daß sich ungleiche Pole anziehen. Also stellt das Elektron offenbar einen „Gegenpol“ zum Atomkern dar? So ist es tatsächlich, obwohl diese Anziehung nichts mit dem zu tun hat, was wir bei unseren Experimenten als magnetische Anziehung kennenlernten.



Die Erklärung dafür, wie die Anziehung im Atominneren zustande kommt, wäre für uns zu kompliziert. Aber die beiden Pole müssen wir unterscheiden lernen – oder, um uns gleich an das Fachwort zu gewöhnen: Wir müssen zweierlei Polarität unterscheiden. Die Physiker sagen, daß beide Teilchen – das Proton im Atomkern und das Elektron in der Atomhülle – zweierlei elektrische Ladung haben: Das Elektron ist negativ geladen, das Proton positiv. In Abb. 8 sind die Polaritäten mit den Zeichen + und – gekennzeichnet.

Nun wollen wir uns eine Vorstellung über die Größe eines solchen Atoms schaffen. Die Masse des Elektrons beträgt nur etwa $\frac{1}{1836}$ der des Protons; wir können uns also das Elektron wesentlich kleiner und leichter denken als den Atomkern, in dem fast die ganze Masse des Atoms vereinigt ist.

Zahlen für Größe und Gewicht anzugeben hat wenig Sinn; sie sind so klein, daß wir uns darunter ohnehin nichts vorstellen könnten. Statt dessen soll uns wieder ein Vergleich helfen: Stellen wir uns den Atomkern etwa in der Größe eines Apfels vor, dann würde das Elektron ein Pfennigstück sein, das den Apfel in einer Entfernung von ungefähr 300 m umkreist! Dazwischen ist – außer der Kraftwirkung, die wir mit Hilfe des Schnurbeispiels anschaulich gemacht haben – scheinbar nichts, nur „leerer Raum“.

In Wirklichkeit ist dieser Raum nicht leer. Das wird verständlich, wenn wir die Geschwindigkeit betrachten, mit der das Elektron den Kern umkreist. Sie beträgt beim Wasserstoffatom über 2000 km/s! Das ganze Atom – dessen Halbmesser wir in unserem Vergleich mit 300 m ange-

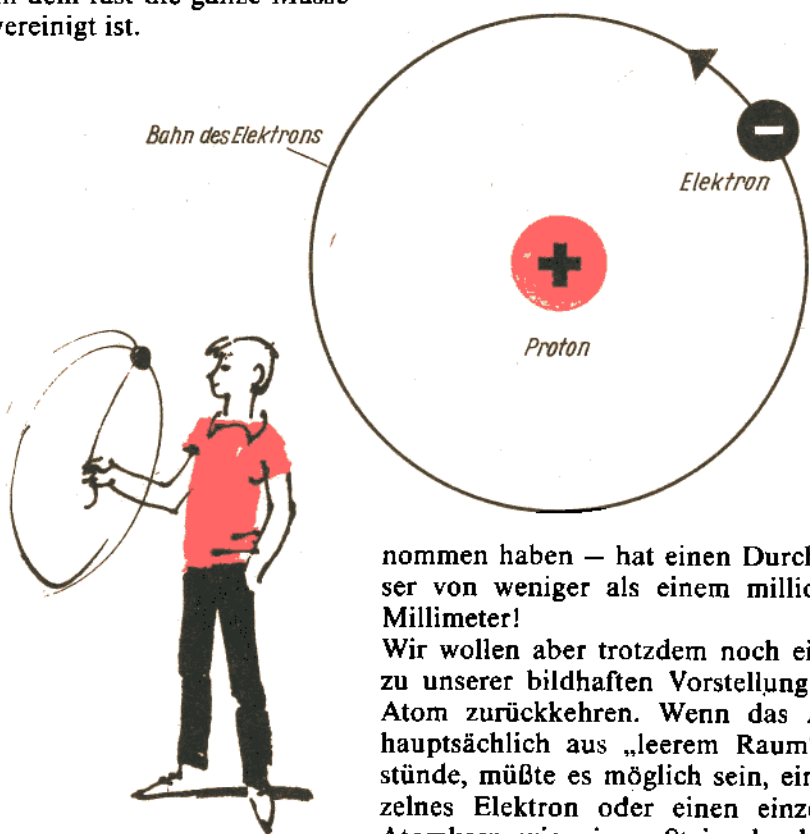
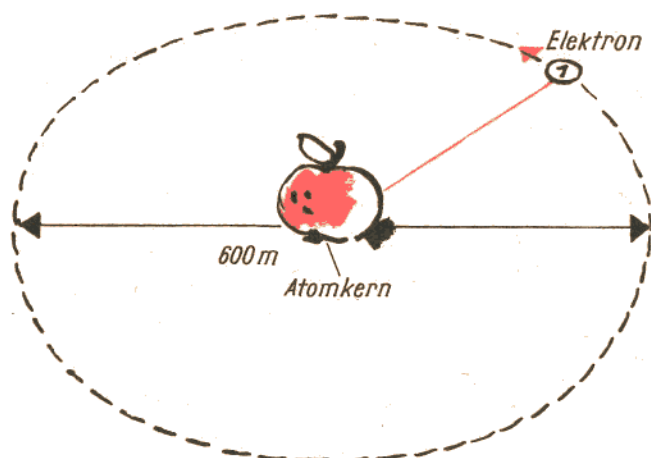


Abbildung 8

nommen haben – hat einen Durchmesser von weniger als einem millionstel Millimeter!

Wir wollen aber trotzdem noch einmal zu unserer bildhaften Vorstellung vom Atom zurückkehren. Wenn das Atom hauptsächlich aus „leerem Raum“ bestünde, müßte es möglich sein, ein einzelnes Elektron oder einen einzelnen Atomkern wie einen Stein durch das



Wasserstoffatom hindurchzuwerfen. Die Gefahr, daß dabei das Elektron oder das Proton getroffen wird, müßte dann doch sehr gering sein?

Denken wir noch einmal an das Beispiel des an die Schnur gebundenen und im Kreis geschleuderten Steins. Der Stein würde also sehr schnell rotieren, ähnlich wie ein Flugzeugpropeller. Wenn dieser rotiert, sehen wir nur einen schimmernden Kreis. Wir wissen aber, daß sich in diesem Kreis nur die Blätter des Propellers bewegen; der übrige Teil des Kreises ist „leer“. Man müßte also auch da einen Stein hindurchwerfen können! Aber das ist selbstverständlich nicht möglich, denn bevor der Stein auch nur ein Stückchen in diesen Kreis eingedrungen wäre, würde ihm schon das nächste Blatt des Propellers den Weg versperren. Der Stein würde also immer abprallen, gleich, wann und wie wir ihn werfen. Der Stein findet keinen leeren Kreis mit einem Propeller darin vor, sondern eine scheinbar undurchdringliche runde Scheibe.

Auch das Atom können wir nicht als „fast leeren Raum“ ansehen. Zwischen dem Kern und der Hülle wirkt eine Anziehungskraft, die das Elektron um das Proton kreisen läßt. Wir können uns die „Hülle“, die von den Elektronenbahnen gebildet wird, etwa kugelförmig denken. Bei Atomen, die komplizierter aufgebaut sind als das Wasserstoffatom, sind im Atomkern mehrere Protonen vereinigt, die wir uns dicht aneinandergepackt denken können. Ist das möglich? Eigentlich müßten sie sich doch abstoßen. Sie sind doch alle positiv geladen.

Es gibt noch viele andere Atomteilchen außer den Protonen und Elektronen – etwa die Neutronen. Sie haben ungefähr die gleiche Masse wie die Protonen, unterscheiden sich aber von ihnen dadurch, daß sie keinerlei elektrische Ladung haben. Ein Neutron ist also – grob vereinfacht – sozusagen ein Proton ohne positive Ladung, es kann daher auch kein Elektron anziehen. Dafür bewirkt es, daß sich zwei Protonen nicht abstoßen. Wenn also in einem Atomkern au-

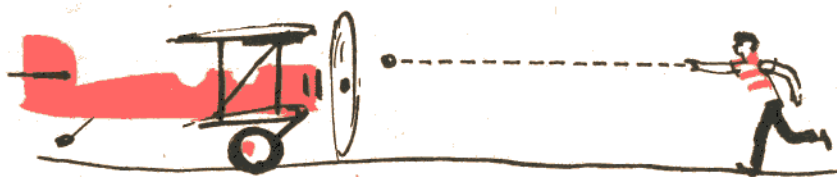
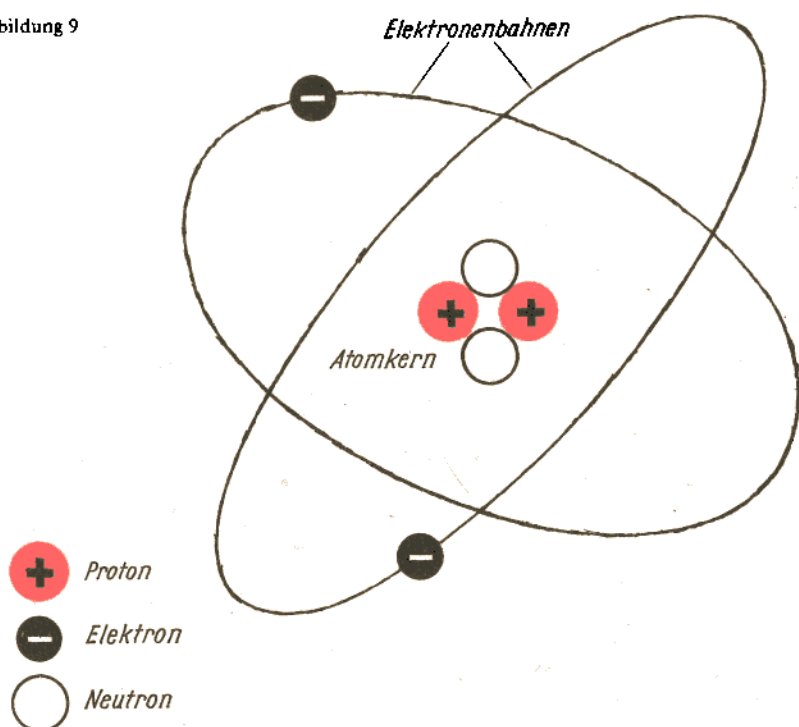


Abbildung 9



ßer Protonen noch Neutronen enthalten sind, bleibt der ganze Kern beieinander. Ohne Neutronen kommt nur das Wasserstoffatom aus, obwohl es auch Wasserstoffarten (sogenannte Isotope) gibt, die außer dem Proton noch Neutronen enthalten. Ein Atomkern mit mehreren Protonen muß auch Neutronen enthalten.

Das einfachste Atom solcher Art ist das Heliumatom (Abb. 9): In seinem Kern sind zwei Protonen und zwei Neutronen enthalten. Zwei Protonen — bedeutet das nicht doppelte Anziehungskraft des Kernes? Ja, und deshalb sind in der Hülle auch zwei Elektronen vorhanden. Den beiden positiven Ladungen im Kern stehen also zwei negative Ladungen in der Hülle gegenüber.

Wenn ein Kern beispielsweise 92 Protonen enthält (das ist beim Uranatom der Fall) und dazu noch eine Anzahl von Neutronen, so hat das Atom in seiner Hülle auch 92 Elektronen. Diese kreisen

aber nicht alle auf der gleichen Bahn. Die Abb. 9 deutet das an.

Die Elektronenbahnen können bei größeren Atomen alle denkbaren Schräglagen und auch verschiedene Durchmesser haben. Infolgedessen kann ein Atom auch über mehrere Hüllen verfügen. Uns interessiert hier jeweils nur die äußerste Hülle.

Was wäre, wenn wir aus zwei Atomen je ein Elektron entfernen und beide Elektronen nebeneinanderlegen könnten? Sie müßten sich voneinander entfernen, denn sie sind beide negativ geladen.

Wie ist das bei den Atomen, denen je ein Elektron fehlt? Bei ihnen überwiegt eine positive Ladung im Kern. Ihre Anziehungskraft — durch das entfernte Elektron jetzt nicht mehr gebunden — dringt aus der Atomhülle heraus und wird nach außen wirksam: Das ganze Atom verhält sich jetzt in bezug auf Elektronen so wie ein Proton. Es zeigt nach außen eine positive Ladung.

Ein Atom mit einer oder auch mehreren positiven Ladungen (nämlich dann, wenn ihm mehrere Elektronen fehlen) wird Ion genannt. Man sagt auch, durch die Fortnahme der Elektronen wurde das Atom ionisiert. Bringen wir zwei ionisierte Atome einander nahe, so geschieht, was wir uns jetzt schon denken können: Sie stoßen sich ab, da beide positive Ladung haben. Nähern wir einem Ion aber ein Elektron – so springt es in die Atomhülle hinein und kreist dort auf der Bahn, auf der gerade ein Elektron fehlt. Fehlt nur dieses eine, dann ist das Atom wieder nach außen elektrisch neutral. Wenn jeder positiven Ladung des Kernes (also jedem Proton) ein Elektron in der Atomhülle gegenübersteht, heben sich alle Kräfte nach außen hin auf. Wir wissen jetzt, was ein Elektron ist, was Protonen sind und was ein ionisiertes Atom, ein Ion, ist. Was elektrischer Strom ist, wissen wir damit immer noch nicht. Wir wissen nur, daß manche Stoffe (beispielsweise Metalle) den Strom leiten, andere Stoffe (Gummi, Porzellan und die meisten Kunststoffe) hingegen nicht.

Die aus Atomen und Molekülen einer Art bestehenden Grundstoffe sind im chemischen Sinne Elemente. Chemische Verbindungen entstehen, wenn sich mehrere Atome verschiedener Art zu Molekülen verbinden.

Moleküle sind also gewissermaßen Atomverbände. In ihnen sind die einzelnen Atome in ganz regelmäßiger, wenn auch meist komplizierter Struktur angeordnet; bei manchen Molekülen etwa wie Bienenwaben. In diesen Strukturen – man könnte grob vereinfacht von „Molekülgittern“ sprechen – kommen nun manchmal ganz eigenartige „Störungen“ vor. Beispielsweise könnten wir – gelänge es uns, diese winzigen Strukturen sichtbar zu machen – feststellen, daß sich bei manchen Stoffen – etwa bei den Metallen – zwischen den Gittern einige

Elektronen herumtreiben, die offenbar überzählig sind. Ein solches freies Elektron springt vielleicht gerade jetzt in eine Atomhülle hinein und kreist auf einer der vorhandenen Elektronenbahnen mit. Natürlich ist es „zuviel an Bord des Atoms“ – ihm steht ja keine positive Ladung im Kern gegenüber. Also wird es bald wieder aus der Bahn herausfliegen – oder dafür ein anderes Elektron. Wichtig ist nur, daß die Anzahl stimmt. Das freigewordene Elektron fliegt nun kurze Zeit ziellos durch das Molekülgitter, prallt einmal hier, einmal da auf eine Atomhülle (von den dort kreisenden Elektronen wird es ja abgestoßen!), bis es ihm gelingt, für kurze Zeit wieder in einem Atom unterzuschlüpfen. Nicht lange – denn jetzt ist dort wieder ein Elektron überzählig. Und so wiederholt sich das Spiel ständig. Einige überzählige Elektronen treiben sich ständig im Molekülgitter herum. Ihre Anzahl bleibt jedoch die gleiche, denn für jedes Elektron, das in eine Atomhülle schlüpft, wird ja wieder eines frei. Es gibt nun Elemente, in deren Atomen verhältnismäßig viele freie Elektronen in den Molekülgittern herumschwirren; bei den Atomen anderer Elemente ist das weniger oder kaum der Fall.

Es gibt bei einigen Molekülarten auch eine andere Form von „Störungen“, nämlich das Gegenteil: zuwenig Elektronen. Hier sind im Molekülgitter Stellen vorhanden, an denen dem einen oder anderen Atom ein Elektron fehlt. Diese „Löcher“ können ebenso wie die freien Elektronen „wandern“, indem ein Elektron vom benachbarten Atom in das „Loch“ springt und dieses Atom komplettiert. Allerdings hat jetzt das Nachbaratom eine unbesetzte Stelle, ein „Loch“ – das „Loch“ ist also scheinbar zum Nachbaratom gewandert.

Denken wir an eine vollbesetzte Stuhlreihe im Kino, bei der nur in der Mitte ein Platz frei – ein „Loch“ – ist. Jetzt

kann ein Zuschauer nach dem anderen zur Mitte aufrücken, jeder auf den Platz seines Nebenmannes. Sind alle aufgerückt, befindet sich das „Loch“ — der freie Platz — am Ende der Reihe: Der freie Platz ist scheinbar gewandert!

Die „Löcher“ im Atomverband sollen uns hier zunächst nicht näher beschäftigen. Sie haben für die Halbleitertechnik (zu der die für uns so interessanten Transistoren gehören) Bedeutung. Bis dahin wollen wir auf eine vollständigere Erklärung verzichten.

Wenden wir uns den freien Elektronen zu. Wir stellen uns vor, daß in einem Kupferdraht ziemlich viele dieser freien Elektronen vorkommen. An einem Ende des Kupferdrahtes wollen wir jetzt die freien Elektronen aus dem Draht entfernen — wie wir das machen, sehen wir später. Was geschieht? Die der Mitte näher sitzenden freien Elektronen werden nachströmen — sie haben ja jetzt mehr Platz zum Vagabundieren. Die aus dem Draht entfernten Elektronen schicken wir zugleich am anderen Drahtende wieder hinein. Hier sind jetzt sehr viele freie Elektronen vorhanden. Da sie sich gegenseitig abstoßen, werden die hinzugekommenen Elektronen die vorhandenen verdrängen — zur anderen Drahtseite, wo mehr „freier Platz“ für sie ist. Ergebnis: Der ganze „Elektronenschwarm“ hat sich ein Stückchen längs des Drahtes bewegt!

Dieser Vorgang ist die Lösung des Geheimnisses des elektrischen Stromes! Elektrischer Strom ist nichts weiter als eine Bewegung von Elektronen durch das Molekülgitter. Wenn wir an einem Drahtende dauernd Elektronen „abpumpen“ und sie am anderen Drahtende wieder „hineinpumpen“, so haben wir in dem Draht einen ständigen Elektronenfluß — einen elektrischen Stromfluß! Allerdings — wir brauchen eine „Pumpe“, eine Kraft, die die Elektronen von dem einen Drahtende absaugt und sie zu dem

anderen befördert. Diese Pumpe ist unsere Stromquelle. Wie sie im einzelnen aufgebaut ist, sehen wir später.

Zuvor wollen wir in Gedanken noch ein anderes Experiment vornehmen. Wir stellen uns zwei Drähte nebeneinander vor. Die Elektronen, die wir dem einen Draht wegnehmen, schicken wir jetzt in den anderen hinein. Was geschieht? Zunächst einmal gar nichts.

In dem einen Draht sind jetzt zuwenig Elektronen. Das wirkt sich bis auf seine Atome aus. Aus deren Hüllen springen nämlich jetzt einzelne Elektronen und werden zu freien Elektronen — die Atome, denen sie entsprungen sind, werden also zu Ionen. Doch nicht lange, dann fangen sie von ihren Nachbaratomen einige Elektronen ein und sind wieder komplett — dafür sind die Nachbaratome jetzt zu Ionen geworden.

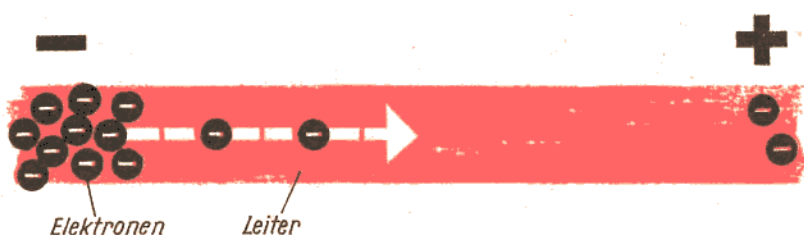
Ein ionisiertes Atom zeigt aber nach außen hin positive Ladung. Der ganze Draht wird also nach außen hin positive Ladung zeigen, da ihm insgesamt Elektronen fehlen. Bei dem anderen Draht ist es genau umgekehrt: Er hat zuviel Elektronen und zeigt deshalb negative Ladung. Dabei bleibt es zunächst.

Wir merken uns als Regel: Negative Ladung eines Gegenstandes, einer Leitung usw. bedeutet Elektronenüberschuß, positive Ladung bedeutet Elektronenmangel!

Auf diese vereinfachte Regel werden wir bei unseren Versuchen und Erklärungen immer wieder zurückkommen.

Was geschieht, wenn wir die beiden Drähte miteinander in Berührung bringen? Sehr einfach: Die überschüssigen Elektronen des negativen Drahtes strömen in den anderen Draht über, der ja einen gleichgroßen Elektronenmangel hatte.

Beide Ladungen (die positive und die negative, wobei die positive Ladung ja eigentlich einen „Mangel“ bedeutet!) gleichen sich aus, die Drähte sind danach



wieder elektrisch neutral. Der Ausgleichsstrom der Elektronen aber ist für diesen Moment nichts weiter als ein elektrischer Stromfluß!

Warum gehen die Elektronen vom negativen Draht nicht einfach durch die Luft zum positiven Draht über? Die Luft besteht doch auch aus Atomen? Ja, aber sie enthält keine freien Elektronen. Freie Elektronen sind – ohne daß wir das hier noch näher untersuchen wollen – Voraussetzung für die Stromleitung. In Wirklichkeit ist das alles weitaus komplizierter, deshalb müssen wir uns mit groben Vereinfachungen zufriedengeben.

Wir können also sagen, daß ein Stoff um so besser leitet, je mehr freie Elektronen er hat. Das Vorhandensein der freien Elektronen (sie werden oft auch Leitungselektronen genannt, nicht weil sie in elektrischen Leitungen vorkommen, sondern weil sie den Mechanismus des Stromtransportes bewerkstelligen) ist bei den einzelnen Stoffen sehr verschieden. Metalle enthalten viele freie Elektronen; sie leiten den Strom daher gut. Andere Stoffe (Kohle und bestimmte chemische Elemente, die man deshalb unter dem Sammelbegriff Halbleiter zusammenfaßt) haben nur wenige freie Elektronen, sie leiten den Strom daher schlechter. Das können wir uns so vorstellen, daß die wenigen freien Elektronen so weit voneinander entfernt sind, daß sie – wenn sich ihre freien Nachbarelektronen entfernen – nur recht zögernd nachrücken. Dadurch läuft der ganze Leitungsvorgang nicht mehr so leicht ab wie in unserem Beispiel. Außerdem müssen wir

bedenken, daß die Leitungselektronen nicht einfach geradlinig durch das Atomgefüge hindurchfliegen können. Ständig stoßen sie auf die Bahnen anderer Elektronen, prallen ab und ändern ihre Richtung. Sie müssen sich also mühsam zwischen den Atomen hindurchwinden, und das ist um so schwieriger, je fester und dichter das Atomgefüge ist und je weniger freie Elektronen vorhanden sind.

Es gibt viele Stoffe, die fast keine freien Elektronen haben. Solche Stoffe können den elektrischen Strom deshalb kaum leiten. Man nennt sie Nichtleiter oder Isolatoren. Vollständige Nichtleiter gibt es nicht, denn einige ganz vereinzelte freie Elektronen sind stets vorhanden. Der durch sie ermöglichte Stromfluß ist aber so schwach, daß er meist keine Rolle spielt und kaum nachzuweisen ist. Ganz nebenbei haben wir hier eine für die Radiotechnik wichtige Erkenntnis gewonnen: Die Stromrichtung verläuft von Minus nach Plus, nämlich vom Pol des Elektronenüberschusses zu dem des Elektronenmangels! Wenn wir in älteren Fachbüchern noch die umgekehrte Richtung angegeben finden, so hat das den Grund, daß man die (heute als technische Stromrichtung bezeichnete und in der Starkstromtechnik vorläufig noch beibehaltene) Stromrichtung von Plus nach Minus willkürlich zu einem Zeitpunkt festlegte, als man von Elektronen und Leitungsvorgängen noch nichts wußte.

Wir haben soeben gesagt, daß die Leitungselektronen sich mühsam zwischen dem Atomgefüge hindurchwinden müs-

sen. Nun mag man fragen, wie es sich erklärt, daß die Elektronen trotzdem die hohe Geschwindigkeit von fast 300 000 km/s in der elektrischen Leitung erreichen können. Der Sachverhalt ist anders: Die Elektronen legen je Sekunde erstaunlich geringe Wege, teilweise nur Bruchteile eines Millimeters, zurück. Was sich nahezu mit Lichtgeschwindigkeit fortpflanzt, ist nur die treibende Kraft, gewissermaßen der „Druck“ der „Elektronenpumpe“, um bei unserem Beispiel zu bleiben! Wir können uns das an einem einfachen Versuch klarmachen.

Wir legen eine Anzahl von Tennisbällen dicht aneinander genau in einer Reihe auf den Tisch. Stoßen wir jetzt den hintersten Ball ganz plötzlich an, so rollt im gleichen Moment schon der vorderste Ball davon. Was sich also blitzschnell durch die ganze Reihe fortgepflanzt hat, waren nicht die Bälle, sondern es war die

Kraft des Anstoßes. Ebenso können wir uns die Stromleitung vorstellen. Der erste Ball der Reihe bewegt sich sofort, wenn wir den letzten anschieben. Die ganze Reihe bewegt sich also gleichmäßig. Ebenso setzen sich in einem Leitungsdraht alle Leitungselektronen praktisch gleichzeitig in Bewegung, wenn ein Strom zu fließen beginnt.

Noch eine wichtige Erkenntnis ergeben unsere Überlegungen: Wenn ein elektrischer Strom fließen soll, dann muß eine treibende Kraft vorhanden sein – denken wir an die in unserem Beispiel angenommene „Elektronenpumpe“! Ohne eine solche Kraft, die dafür sorgt, daß an einem Ende des Leiters ein Elektronenmangel auftritt und am anderen Ende ein Elektronenüberschuß, haben die Leitungselektronen keinen Anlaß, sich durch die Leitung zu bewegen.

Diese treibende Kraft bezeichnet man als elektrische Spannung. Ohne das Vor-



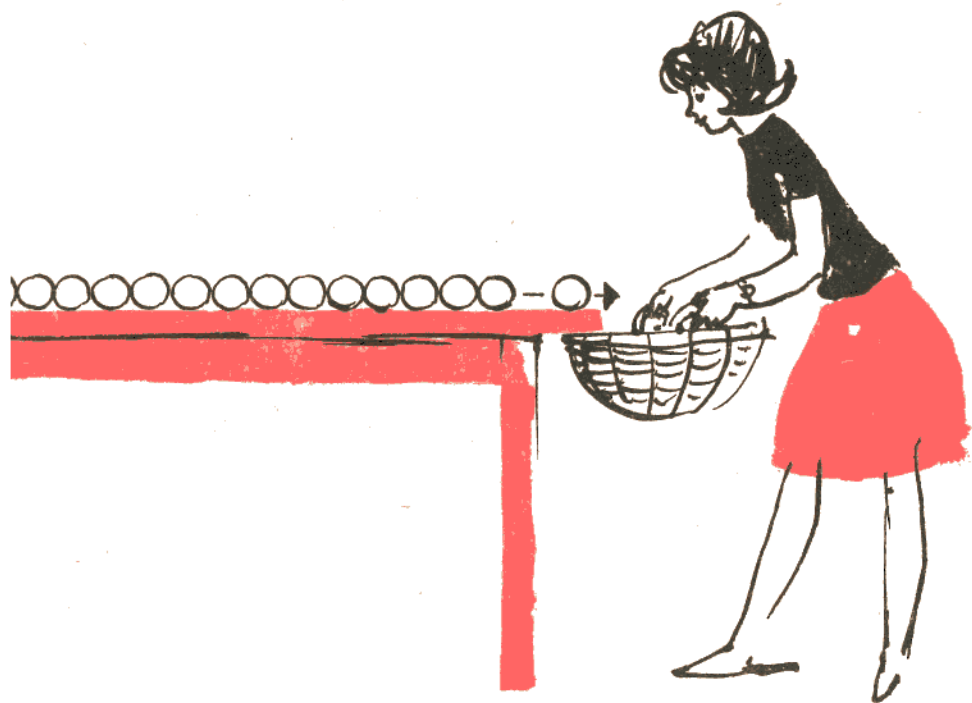
handensein einer Spannung kann kein Strom fließen. Umgekehrt ist dagegen folgendes denkbar: Wenn zwei Pole (in unserem Beispiel die beiden getrennten Drähte) nicht leitend miteinander verbunden sind, kann zwischen ihnen eine Spannung bestehen, ohne daß ein Strom fließt. Ursache des elektrischen Stromes ist also die elektrische Spannung! Jetzt erkennen wir auch, daß eine Spannung nur zwischen zwei verschiedenen Punkten (richtiger gesagt: zwischen zwei Polen) existieren kann — denn wenn an einem Pol ein Elektronenüberschuß vorhanden ist, muß ja auch irgendwo der andere Pol existieren, dem diese Elektronen fehlen!

Wir haben hier zwei Grundbegriffe kennengelernt, mit denen wir uns experimentell noch näher beschäftigen werden: die Begriffe der Spannung und — jetzt wollen wir den korrekten Ausdruck verwenden — der Stromstärke!

Doch was ist Stromstärke? Was ist ein starker und ein schwacher Strom?

Ein Strom wird stärker, nicht etwa, wenn mehr Elektronen zugleich durch die Leitung fließen, sondern wenn die vorhandenen Leitungselektronen (die ja alle gemeinsam wandern) schneller fließen. Stärkerer Strom — das heißt also höhere Elektronengeschwindigkeit (genaugenommen wird die Stromstärke nach der Anzahl der Elektronen gemessen, die einen Leiter mit bestimmtem Querschnitt in einer bestimmten Zeit passieren).

Höhere Spannung bedeutet einen größeren Elektronenüberschuß am einen Pol und größeren Elektronenmangel am anderen. Am negativen Pol „drängen“ sich die Elektronen gewissermaßen. Da sie gleichnamig sind, stoßen sie sich ab; man könnte also von einem „inneren Druck“ in dieser Elektronenansammlung sprechen. Sind mehr Elektronen an



dem gleichen Pol vereinigt, so ist dieser „Druck“ größer, die „Saugwirkung“ des positiven Poles auf die Elektronen ebenso — wir sprechen dann von höherer Spannung.

Natürlich gibt es für Spannung und Stromstärke auch Maßeinheiten, damit man ausdrücken kann, wie hoch die Spannung und wie stark der Strom ist.

Die Spannung wird in Volt (benannt nach dem italienischen Physiker Volta) gemessen, die Stromstärke (nach dem französischen Physiker Ampère) in Ampere (gesprochen „ampehr“). Die entsprechenden Abkürzungen sind V und A.

Haben wir es mit sehr kleinen Strömen zu tun, so benutzt man die Einheit Milliampere (mA) oder sogar Mikroampere (μ A). $1\text{ A} = 1000\text{ mA} = 1\,000\,000\text{ }\mu\text{A}$. Ebenso werden für die Spannung außer dem Volt noch die Einheiten Millivolt (mV) und Mikrovolt (μ V) benutzt, für höhere Spannungen noch das Kilovolt (kV). $1000\text{ V} = 1\text{ kV}$, und $1\text{ V} = 1000\text{ mV} = 1\,000\,000\text{ }\mu\text{V}$.

Wir können uns jetzt schon teilweise die Wirkungen des elektrischen Stromes erklären, die wir zu Anfang experimentell untersucht haben. Warum erwärmt sich ein Draht, wenn er vom Strom durchflossen wird?

Bisher hatten wir das „Molekülgitter“ eines Leiters als feststehend angenommen. Das stimmt nicht ganz. Die einzelnen Moleküle sind in ständiger schwingender Bewegung, etwa so, als wären die einzelnen Moleküle untereinander durch Federn verbunden, zwischen denen sie ständig schwingen können. Diese Schwingungen sind nichts anderes als das, was wir Wärme nennen!

Stellen wir uns nun vor, daß die Leitungselektronen sich durch dieses Gitter hindurchwinden müssen. Sie prallen dabei immer wieder auf einzelne Moleküle und stoßen diese an, so daß sie stärker ins Schwingen kommen. Stärkeres Schwingen bedeutet aber größere

Wärme! Das ist die Ursache, weshalb sich der Draht beim Versuch nach Abb. 1 erwärmt.

Was geschieht, wenn wir den Strom verstärken? Die Elektronen bewegen sich dann schneller. Sie prallen also um so heftiger auf die Moleküle, so daß diese stärker ins Schwingen kommen: Der Draht wird heißer.

Doch ist da nicht ein Widerspruch? Betrachten wir noch einmal Abb. 3. Wir wissen, warum das Drähtchen in der Glühlampe zum Glühen kommt. Aber die Zuleitungsdrähte werden von den gleichen Elektronen durchflossen! (Daraus ergibt sich, daß der Strom an allen Stellen der Leitung gleichstark ist!) Warum werden die Zuleitungsdrähte nicht warm? Sie werden warm, nur ist hier die Erwärmung so gering, daß wir sie nicht bemerken!

Bei gleicher Stromstärke wird ein Leiter (und jeder Leiter erwärmt sich beim Stromfluß!) um so weniger warm, je dicker er ist. Wir können uns das so vorstellen, daß sich in dem dickeren Draht der Zuleitung die vorhandenen Leitungselektronen auf eine größere Breite verteilen können. Die einzelnen Moleküle des Drahtes werden also nicht mehr so oft von einem Elektron getroffen wie in dem dünneren Drähtchen der Glühlampe. Sie kommen daher auch nicht so stark ins Schwingen. In dem dünnen Lampendrähtchen ist das Elektronen-„Gedränge“ (man spricht hier von Elektronendichte) entsprechend größer; hier wird fast jedes Molekül von einem, vielleicht sogar von mehreren Elektronen angestoßen. In dem dünnen Draht gibt es also beim Durchfließen der Elektronen gewissermaßen eine größere „Drängelei“.

Aus diesem Beispiel können wir gleich noch einen dritten, sehr wichtigen Begriff ableiten: den des Widerstandes.

Denken wir noch einmal an die „Drängelei“ und stellen wir uns vor, daß sich

eine große Menschenmenge (sie soll unserem Elektronenstrom entsprechen) auf einer breiten Straße (dem dicken Draht) bewegt – sagen wir, einem Kino entgegen. An der Eingangstür des Kinos stauen sich die Menschen, denn die schmale Tür setzt dem Menschenstrom einen größeren Widerstand entgegen als die breite Straße. Der Menschenstrom kommt durch diese Tür nicht mehr so ungehindert hindurch wie durch die Straße. Stellen wir uns statt der Tür jetzt einen dünneren Draht im Verlauf des dickeren vor (wie z. B. das Glühdrähtchen in der Lampe im Verlauf des ganzen, aus dickeren Leitern bestehenden Stromkreises), dann erkennen wir schon, was mit dem Begriff des elektrischen Widerstandes gemeint ist.

Wir wollen uns merken, daß grundsätzlich jeder Leiter einen Widerstand hat (auch die breiteste Straße kann nicht beliebig viele Menschen zugleich ungehindert durchlassen!). Er wird um so geringer, je stärker der Querschnitt des Leiters ist. Der Widerstand steigt aber nicht nur

mit dem verringerten Querschnitt des Leiters, sondern auch mit seiner Länge. Denken wir uns in unserem Vergleich an Stelle der Kinotür einen langen Gang mit der Breite der Tür: Je länger er ist, um so weniger gut kommen die vielen Menschen hindurch, um so mehr stauen sie sich. Demnach wird auch der elektrische Widerstand mit der Länge des Leiters steigen. Und noch ein dritter Umstand spielt eine Rolle: das Material des Leiters.

Denken wir wieder an den schmalen Gang. Wenn dieser sehr winkelig ist und um viele Ecken führt, muß der Menschenstrom seine Richtung oft ändern und kommt noch schlechter vorwärts. Ist der Gang gerade und ohne Hindernisse, dann geht es besser voran. Wir können uns – ohne das jetzt näher zu erklären – denken, daß die Molekülstruktur des Leiters eine Rolle spielt. Je nach Aufbau und Beschaffenheit des „Molekülgitters“ muß der Weg der einzelnen Elektronen – um bei unserem Beispiel zu bleiben – mehr oder weniger „winkelig“



verlaufen. Je nach dem Material des Leiters wird er also einen größeren oder geringeren Widerstand aufweisen, wenn wir das Material an Hand von Drähten gleicher Länge und gleichen Querschnitts vergleichen. Daß die Materialeigenschaft eng mit der Anzahl der freien Elektronen im Material zusammenhängt, soll hier nicht näher erklärt werden. Auch eine weitere Erscheinung wollen wir nicht begründen, obwohl wir sie kennen müssen: Der Widerstand eines Leiters ist auch von seiner Temperatur abhängig.

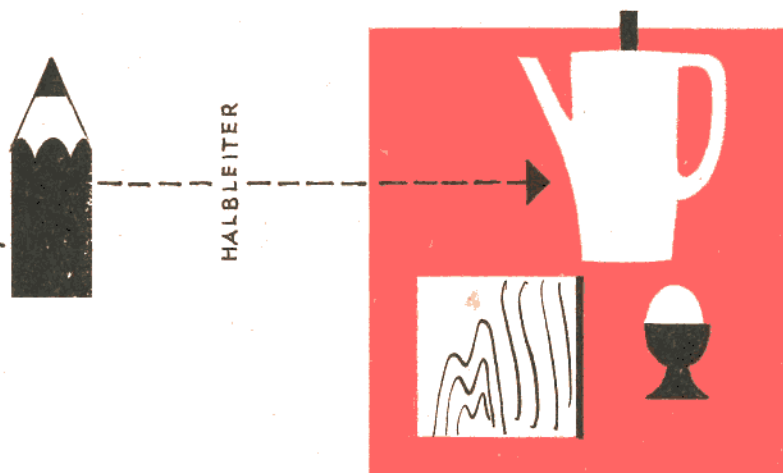
Bei den meisten Leitern steigt der Widerstand, wenn sich die Temperatur erhöht. Alle Metalle beispielsweise vergrößern ihren Widerstand bei Erwärmung. Es gibt aber auch Stoffe, die sich umgekehrt verhalten, hierzu gehören die meisten Halbleiter. Sie verringern ihren Widerstand bei Erwärmung. Diese temperaturbedingten Widerstandsänderungen sind verhältnismäßig gering, so daß wir sie mit einfachen Mitteln experimentell schlecht zeigen können. Trotzdem muß man sie in der Technik oft berücksichtigen.

Fassen wir zusammen: Der Widerstand eines Leiters ist abhängig 1. vom Material, 2. vom Querschnitt, 3. von der Länge und 4. (in geringerem Maße) von

seiner Temperatur. Der Widerstand sinkt mit steigendem Querschnitt, er steigt mit wachsender Länge. Er steigt bei allen Metallen und vielen anderen Leitern mit der Temperatur, bei einigen Stoffen, besonders bei vielen Halbleitern, sinkt er mit der Temperatur.

Die Leitfähigkeit der Materialien ist sehr verschieden. Am besten leiten (weil sie den geringsten Widerstand haben) die Metalle. Unter ihnen wieder haben Silber und Kupfer den geringsten Widerstand (deshalb Kupferleitungen!); Eisen hat beträchtlich höheren, Speziallegierungen wie Konstantan und Manganin haben besonders hohen Widerstand. Diese Metallegierungen benutzt man daher zur Anfertigung von Widerständen (worunter in diesem Falle Bauteile verstanden werden, die dem Strom Widerstand entgegensetzen sollen). Konstantan hat dabei noch den Vorteil, daß sich sein Widerstandswert mit der Temperatur nur ganz wenig ändert, so daß man daraus Widerstände bauen kann, deren Wert konstant bleibt, auch wenn die Temperatur sich ändert. Daher auch der Name.

Noch schlechter leiten Kohle und – wie der Name schon sagt – die verschiedenen Halbleiter. Am schlechtesten (in der Praxis können wir sagen, überhaupt





nicht) leiten die Isolatoren, vor allem die meisten Kunststoffe.

Kohle benutzt man, wenn sehr hohe Widerstandswerte erreicht werden sollen. Man nimmt dann ein kleines Porzellanröhrchen (Porzellan isoliert!), auf das eine Kohleschicht aufgetragen wird. An beiden Enden der Schicht bringt man Anschlußdrähte an und überzieht das Ganze mit einem Schutzlack. Diese Widerstände ergeben dann die bekannten Radiowiderstände – genau gesagt, Kohleschichtwiderstände. Wir lernen sie noch näher kennen. Drahtwiderstände sehen ähnlich aus; sie sind mit Widerstandsdraht (Konstantan oder Manganin) bewickelt.

Auch für den Widerstandswert gibt es eine Maßeinheit, die für uns sehr wichtig ist. Es ist das Ohm (benannt nach dem deutschen Physiker, der das Gesetz des Widerstandes entdeckt hat). Das Kurzzeichen stammt aus dem griechischen Alphabet, es ist das große „Omega“, geschrieben Ω .

Für höhere Werte benutzen wir das Kiloohm ($k\Omega$) oder Megaohm ($M\Omega$). $1 M\Omega = 1000 k\Omega = 1\,000\,000 \Omega$.

Die Verkleinerung, das Milliohm ($1m\Omega = \frac{1}{1000} \Omega$), kommt in der Rundfunktechnik kaum vor.

Wir wissen nun ausreichend genau, was elektrischer Strom ist, und wir haben seine wichtigsten Eigenschaften und die damit zusammenhängenden Grundbegriffe kennengelernt. Die Zusammenhänge der Begriffe Spannung, Stromstärke und Widerstand wollen wir nun experimentell untersuchen.

Spannung, Stromstärke, Widerstand

Die Spannungsverteilung

Jede Batterie gibt eine bestimmte Spannung ab. Bei den von uns benutzten Flachbatterien beträgt sie 4,5 V.

Wir wollen nun feststellen, wie sich diese Spannung aufteilt, wenn wir mehrere Stromverbraucher miteinander verbinden. Als Batterie benutzen wir wieder eine 4,5-V-Flachbatterie. Als Stromverbraucher dienen uns zwei dazu passende Glühlampen. Wir verbinden die Teile so miteinander, wie es Abb. 10 zeigt. Neben

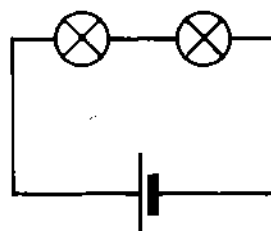


Abbildung 10

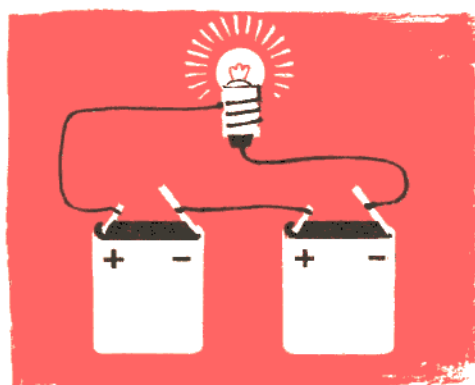
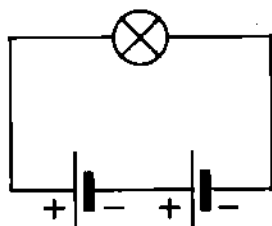


Abbildung 11

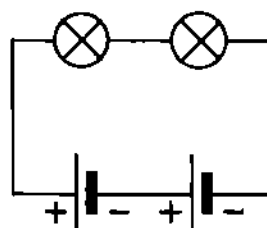
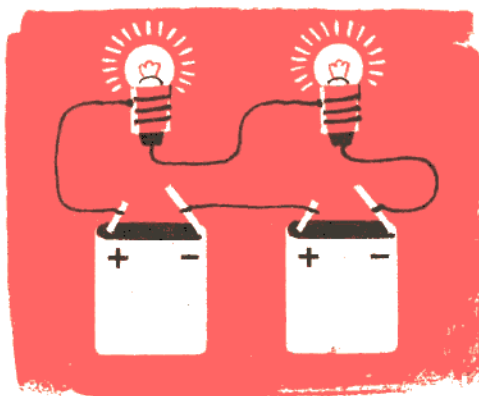


Abbildung 12

der bildhaften Darstellung ist hier die gleiche Schaltung unter Benutzung der Schaltzeichen angegeben.

Der Begriff „Stromverbraucher“, den wir soeben benutzt haben, ist nicht ganz exakt: Wie wir schon wissen, kann elektrischer Strom nicht „verbraucht“ werden und spurlos verschwinden. Es ist vielmehr so, daß am Minuspol der Batterie ein Elektronenüberschuß vorhanden ist, aber am Pluspol Elektronenmangel herrscht. Die Elektronen fließen also vom Minuspol über die Lampen zum Pluspol und in der Batterie durch deren „treibende“ Wirkung (denken wir an die „Elektronenpumpe“) wieder zum Minuspol. Unterwegs geht also kein Strom „verloren“, und es werden keine Elektronen „verbraucht“. Da der Begriff „Stromverbraucher“ aber allgemein benutzt wird, wollen auch wir ihn beibehalten und als Ausdruck für die Bauteile verwenden, in denen der Strom die von uns gewünschte Wirkung ausüben soll. Was in den Lämpchen „verbraucht“ wird, ist der „Druck“, also die Spannung. Sie verleiht den Elektronen die Kraft, mit der sie gegen die Moleküle des Drahtes prallen. Dadurch bringen sie ihn zum Glühen.

Bei unserem Versuch stellen wir fest, daß die beiden Lampen bedeutend dunkler leuchten, als wenn wir nur eine davon an die Batterie anschließen. Verwenden wir zwei Lampen vom gleichen Typ, dann leuchten beide gleich schwach. Der Strom, der durch beide Glühlampen fließt, muß gleichstark sein, denn beide Lampen werden ja von den gleichen Elektronen durchflossen. Da sie aber jetzt dunkler leuchten, muß der Strom schwächer sein als vergleichsweise bei dem Versuch nach Abb. 3. Offenbar teilt sich die Spannung zwischen den beiden Lampen auf.

Machen wir die Gegenprobe und erhöhen wir die Batteriespannung für eine Lampe auf den doppelten Wert! Dazu

verbinden wir den Pluspol einer Batterie mit dem Minuspol einer zweiten (Abb. 11), so daß sich beide Spannungen addieren. Wir haben jetzt $4,5\text{ V} + 4,5\text{ V} = 9\text{ V}$ zur Verfügung. Die doppelte Spannung wird die Elektronen jetzt doppelt kräftig treiben, also die doppelte Stromstärke bewirken.

Tatsächlich leuchtet die Lampe jetzt wesentlich heller als zuvor mit einer Batterie. Sein Glühdraht wird so stark erhitzt, daß er bald durchschmilzt. Dann ist die Lampe nicht mehr verwendbar; wir wollen also diesen Versuch nur kurzzeitig durchführen.

Wir kombinieren nun die beiden letzten Versuche miteinander, wie es Abb. 12 zeigt. Wieder erhalten wir die doppelte Spannung, aber auch den doppelten Widerstand im Stromkreis, denn wir haben ja zwei gleiche Glühlampen hintereinandergeschaltet. Die Spannung wird sich also wieder zwischen beiden Lampen aufteilen, so daß jede Lampe gerade die Spannung einer Batterie erhält. Tatsächlich leuchten beide jetzt normal hell, so, wie jedes von ihnen beim Anschluß an eine Batterie leuchten würde.

Diese Verbindung zweier Stromverbraucher — auch die der zwei Batterien — wird Serienschaltung oder Reihenschaltung genannt. Was geschieht, wenn wir eine der Batterien der Abb. 12 umpolen, also beide Pluspole der Batterien miteinander verbinden und die Lampen an beide Minuspole anschließen (die Abb. 13 zeigt diese Anordnung)?

Von der rechten Batterie werden die Elektronen von rechts nach links getrieben, von der linken Batterie von links nach rechts. Dem Elektronen-„Druck“ von rechts steht daher ein gleichgroßer „Druck“ von links gegenüber, und beide heben sich auf. Zwischen beiden äußeren Polen besteht kein „Druckunterschied“ — also keine Spannung. Deshalb kann auch kein Strom fließen: Die Lampen leuchten nicht auf.

Das gleiche Ergebnis würden wir erhalten, wenn wir die Minuspole beider Batterien miteinander verbinden und die Lampen an die Pluspole anschließen würden.

Dieser Versuch soll nun mit zwei verschiedenen Batterien wiederholt werden, zum Beispiel mit einer 4,5-V-Batterie und einer 2-V-Batterie. Zunächst beobachten wir, wie hell die Lampen nur mit der 4,5-V-Batterie leuchten. Dann schalten wir die 2-V-Batterie in Serie, wie es Abb. 12 zeigt. Die beiden Spannungen addieren sich, wir haben $4,5\text{ V} + 2\text{ V} = 6,5\text{ V}$ zur Verfügung: Die Lampen leuchten heller. Nun polen wir die 2-V-Batterie um, so daß die Schaltung entsprechend Abb. 13 zustande kommt. Die Lampen leuchten jetzt dunkler; wir merken deutlich, daß jetzt weniger als 4,5 V vorhanden sind. Den 4,5 V der einen Batterie stehen die 2 V der anderen Batterie entgegen. Diese Spannung hebt von der zweiten Batterie 2 V auf, so daß dort noch 2,5 V für die Lampen übrigbleiben. Nun merken wir uns eine Regel:

Gleichsinnig gepolte Spannungen in Serienschaltung der Batterien addieren sich, gegensinnig gepolte subtrahieren sich. Im ersten Fall steht also die Summe beider Spannungen zur Verfügung, im zweiten Fall die Differenz.

Die Stromverteilung

Abb. 14 zeigt die Parallelschaltung zweier Glühlampen. Wenn die untere Lampe nicht vorhanden wäre, dann hätten wir einen einfachen Stromkreis, wie wir ihn schon kennen. Im ganzen Stromkreis fließt die gleiche Stromstärke; sie ist also bei der Leitungsstelle A ebenso groß wie bei C. Nun setzen wir die untere Lampe ein und entfernen die obere. Es besteht wieder ein einfacher Stromkreis; bei B fließt der gleiche Strom wie bei A.

Jetzt setzen wir beide Lampen ein. Wir erkennen, daß jede Lampe direkte Verbindung mit der Batterie hat und daher die volle Batteriespannung erhält. Beide Lampen leuchten normal hell.

Die von der Batterie kommenden Elektronen strömen zum Teil durch die obere Lampe, ein anderer Teil wird für die untere Lampe gebraucht. Da aber der Strom durch jede Lampe genauso stark fließt wie zuvor — wir erkennen das an der Lampenhelligkeit — muß die Batterie jetzt offenbar einen stärkeren Strom liefern als zuvor für eine Lampe.

Bei der Leitungsstelle A fließen die beiden Lampenströme gemeinsam, die Stromstärke muß demnach der Summe der beiden einzelnen Lampenströme bei B und C entsprechen. Schalteten wir drei

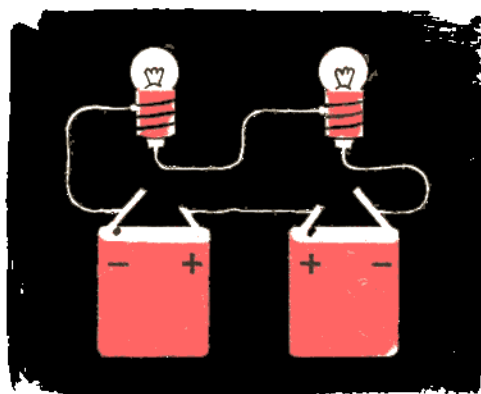
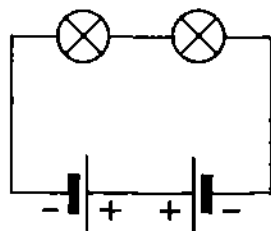


Abbildung 13



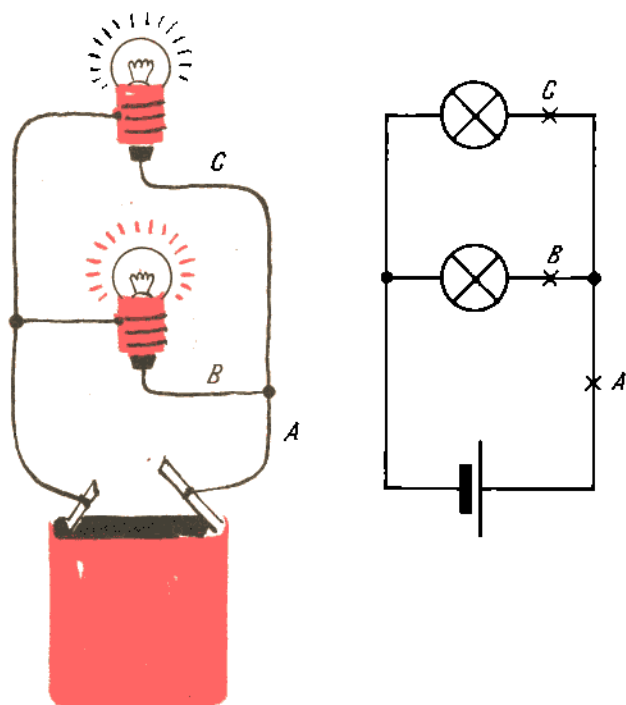


Abbildung 14

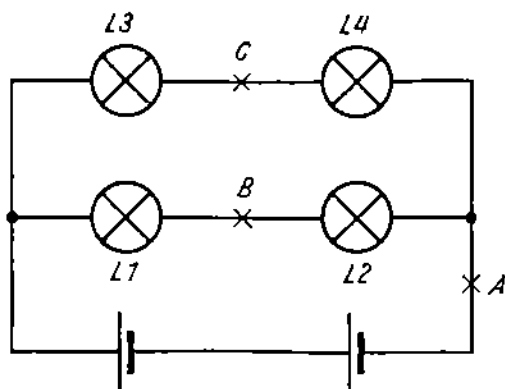
Lampen parallel, so würde bei A die Summe aller drei Lampenströme fließen. Die Batterie muß also bei Parallelschaltungen stärkere Ströme liefern; dafür genügt die für eine Lampe notwendige Spannung. Wenn alle Lampen an der gleichen Batteriespannung liegen, müssen sie natürlich für die gleiche Spannung bestimmt sein.

Wir kombinieren die Serien- und die Parallelschaltung

Wie uns die Abb. 12 gezeigt hat, ist für die Serienschaltung zweier gleicher Lampen die doppelte Batteriespannung nötig. Wir kombinieren jetzt zwei solcher Serienschaltungen zu einer Parallelschaltung (Serienparallelschaltung) nach Abb. 15 und benutzen dazu vier gleichartige Lampen für 3,5 bis 4 V und zwei Taschenlampenbatterien von je 4,5 V. Da beide Batterien in Serie liegen, haben wir also 9 V zur Verfügung.

Die Reihenschaltung der Lampen L1 und L2 entspricht der Abb. 12; jede Lampe erhält also die halbe Spannung der Batteriekombination und damit gerade die Spannung einer Batterie. Da beide Lampen vom gleichen Strom durchflossen werden, entspricht der Strom bei B dem einer Lampe. Das gleiche gilt für die Serienschaltung L3 und L4; auch bei C fließt daher der Strom einer Lampe.

Abbildung 15



Wir haben gesehen, daß sich bei einer Parallelschaltung die Einzelströme addieren; infolgedessen muß bei A die Summe der beiden Ströme von B und C fließen. Der gesamte Stromverbrauch dieser Schaltung entspricht also dem zweier Lampen (Abb. 14); der Spannungsbedarf ist aber wegen der Serienschaltung je zweier Lampen doppelt so groß.

Mit einem Voltmeter (Spannungsmesser) könnten wir an jeder Lampe die Spannung nachmessen; wir könnten auch bei A, B und C die Ströme messen, wenn wir einen Strommesser (Amperemeter) zur Verfügung haben. Noch können wir aber auf diese Meßinstrumente verzichten. Es kommt uns zunächst darauf an, die Grundregeln festzustellen, nach denen sich Ströme und Spannungen aufteilen. Wir wollen diese Regeln noch einmal zusammenfassen: Bei Parallelschaltungen ergibt die Summe aller Einzelströme die Gesamtstromstärke, die die Batterie liefern muß. Alle parallelgeschalteten Verbraucher (hier also die Lampen) erhalten die gleiche Spannung und müssen deshalb auch für die gleiche Spannung geeignet sein.

Bei Serienschaltungen ergibt die Summe aller Spannungen der Verbraucher (hier die Summe aller Lampenspannungen) die Batteriespannung. Alle Verbraucher werden vom gleichen Strom durchflossen und müssen daher für die gleiche Stromstärke bestimmt sein.

Das Ohmsche Gesetz

Die Lampen unserer vorangegangenen Versuche stellen besondere Formen von Widerständen dar, deren Widerstandsdraht zum Glühen gebracht wird. Wir haben gesehen, daß der Strom bei der Erhöhung des Widerstandes zurückgeht (Abb. 10; dort haben wir den Gesamt-widerstand in unserem Stromkreis dadurch

erhöht, daß zwei Lampen in Serie geschaltet wurden, wodurch sich die Widerstandswerte der Lampen addierten). Der Strom steigt beim Erhöhen der Spannung (Abb. 11); erhöhen wir aber Widerstand und Spannung gleichermaßen (Abb. 12), so bleibt der Strom konstant.

Für Spannung, Stromstärke und Widerstand benutzt man Formelzeichen: Spannung = U , Stromstärke = I , Widerstand = R . Sie stehen zueinander in der Beziehung

$$U = I \cdot R$$

Damit lernen wir das wichtigste Gesetz der Elektrotechnik kennen. Durch Umstellung läßt sich aus zwei bekannten Größen leicht die unbekannte errechnen:

Die Formel $I = \frac{U}{R}$ dient uns zur Errechnung der Stromstärke und die Formel $R = \frac{U}{I}$ zur Errechnung des Widerstandes.

Für diese drei Formeln hat man eine praktische Gedächtnisstütze in Form des Merkdreiecks, wie es Abb. 16 zeigt, geschaffen. Wir decken die gesuchte Größe mit dem Finger zu, und die zum Ausrechnen erforderliche Formel bleibt übrig. Dabei müssen wir aber darauf achten, daß wir stets nur in den Grundeinheiten Volt, Ampere und Ohm rechnen. Haben wir zum Beispiel einen Strom von 10 mA gemessen, dann dürfen wir diesen Wert nicht ohne weiteres in die Formel einsetzen, sondern müssen ihn als 0,01 A schreiben. Das gleiche gilt für die Spannungswerte und für die Widerstandswerte. Ein 10-k Ω -Widerstand wäre also nicht mit der Zahl 10, sondern mit der Zahl 10 000 (Ω) in die Rechnung einzusetzen. Die Richtigkeit der Rechenergebnisse läßt sich meßtechnisch beweisen, indem sie mit Hilfe eines Voltmeters und Amperemeters experimentell nachgeprüft wird. Wenn wir uns dabei erin-

Abbildung 16



U = Spannung (in Volt)

I = Stromstärke (in Ampere)

R = Widerstand (in Ohm)

nern, was Spannung und was Stromstärke ist, fällt uns das leicht.

Eine Spannung besteht – wie wir schon wissen – stets zwischen zwei Punkten; ein Spannungsmesser muß daher mit den beiden Punkten, zwischen denen wir die Spannung messen wollen, verbunden werden.

Abb. 17 zeigt uns den Anschluß eines Voltmeters. Es wird mit den beiden Polen der Batterie oder – was hier das gleiche ist – der Lampe verbunden. Das Voltmeter mißt dann die Batteriespannung, die gleichzeitig – wie der Fachmann sagt – an der Lampe liegt.

Abb. 18 beschreibt, wie man Spannungen in einer Schaltung nach Abb. 12

mißt. Auch das bereits zur Spannungsverteilung Gesagte läßt sich auf diese Weise nachprüfen.

Wir können das Voltmeter hier an drei verschiedenen Stellen anschließen. Voltmeter 1 mißt die an der Lampe L 2 liegende Spannung. Die an Lampe L 1 liegende Spannung bestimmt man, indem das Voltmeter parallel zu L 1 gelegt wird. Voltmeter 2 zeigt die Spannung der Batterie B 1 an (ebenso müßte Batterie B 2 gemessen werden). Wenn wir das Instrument so anschließen, wie für Voltmeter 3 gezeigt, können wir die Gesamtspannung beider Batterien messen.

Ein Strommesser (Ampereometer) soll den durch eine Leitung fließenden

Abbildung 17

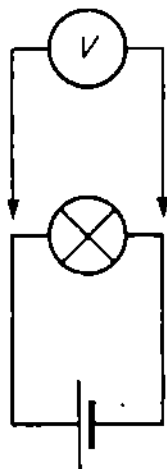
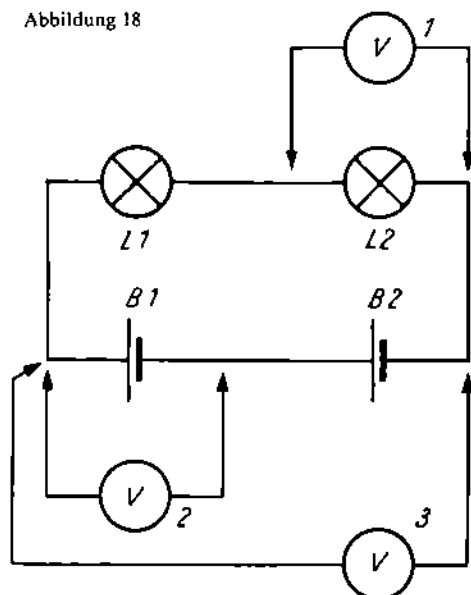


Abbildung 18



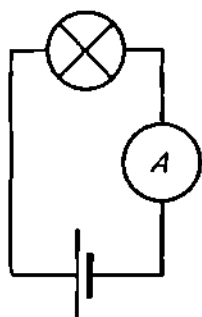


Abbildung 19

Strom messen, deshalb muß es in diese Leitung eingeschaltet werden. Doch im Gegensatz zur Spannungsmessung, bei der die Voltmeteranschlüsse einfach an die beiden interessierenden Meßpunkte angehalten werden, muß bei der Strommessung die Leitung aufgetrennt werden. Die Schaltung sieht dann so aus, wie in Abb. 19 angegeben. Hier wird der Strom gemessen, der durch die Lampe fließt. Da die Stromstärke im ganzen Stromkreis gleich ist, kann man den Strommesser ebenso gut in die andere Lampenleitung einschalten. Das Ergebnis ist das gleiche.

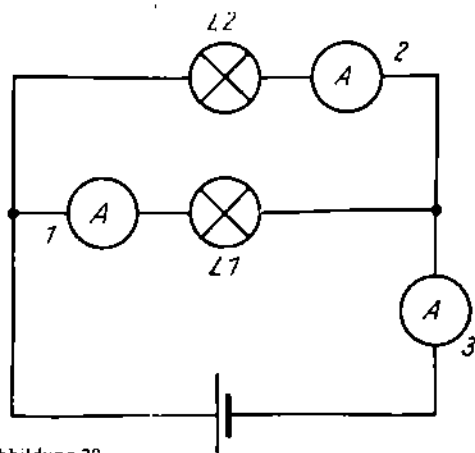


Abbildung 20

Abb. 20 zeigt, wie der Strommesser in eine etwas kompliziertere Schaltung eingeschaltet wird. Bei 1 zeigt er den Strom der Lampe L 1 an, bei 2 den der Lampe L 2. Schalten wir ihn bei 3 ein, so gibt er die Summe dieser beiden Ströme an, also

hier die Gesamtstromstärke, die der Batterie entnommen wird. Auf diese Weise können wir die Erklärungen der vorangegangenen beiden Abschnitte meßtechnisch prüfen.

Für die nächsten Versuche brauchen wir einige Widerstände, deren Ohmwert bekannt ist. In einem Rundfunk-Bastelgeschäft erhalten wir für wenig Geld einige Drahtwiderstände in den Werten $5\ \Omega$, $10\ \Omega$ und $20\ \Omega$, alle für eine Belastbarkeit von wenigstens 5 oder 6 W. Von jedem Wert wollen wir zwei bis drei Stück kaufen und außerdem gleich noch einen kleinen Kohleschichtwiderstand von 5 bis $10\ \Omega$ mit einer Belastbarkeit von $\frac{1}{10}$ oder $\frac{1}{20}$ W. Dieser Kohleschichtwiderstand kostet nur 10 bis 15 Pfennig, und wir wollen ihn später absichtlich zerstören, um daraus zu lernen. Einstweilen lösen wir von ihm den Schutzlack (meist ist er grün) mit etwas Azeton oder Nagellackentferner ab. Darunter wird dann die wendelförmig auf ein Porzellanröhrchen aufgetragene Kohleschicht sichtbar.

Die folgenden Versuche führen wir mit den größeren Drahtwiderständen durch. Wir wollen uns dabei gleich das Schaltsymbol für einen Widerstand einprägen (Abb. 21). Aus dem Schaltsymbol ist nicht erkennbar, wie der Widerstand aufgebaut ist; es kann ein Drahtwiderstand oder ein Kohlewiderstand sein.

In den bisherigen Versuchen haben wir stets Lampen als Widerstände benutzt; bei den folgenden Versuchen denken wir uns stets die gekauften Drahtwiderstände an die Stelle der Lampen gesetzt, wenn wir Vergleiche mit den vorangegangenen Beispielen anstellen.

Zunächst schließen wir unseren $5\text{-}\Omega$ -Widerstand direkt an eine $4,5\text{-V}$ -Batterie an; die Schaltung entspricht dann der Abb. 3. Wir werden nach einiger Zeit

Abbildung 21



merken, daß sich der Widerstand deutlich erwärmt; und das war ja auch nicht anders zu erwarten.

Wie stark ist nun der Strom, der durch den Widerstand fließt? Wir könnten das nach Abb. 19 messen, aber wir wollen uns ja in der Anwendung des Ohmschen Gesetzes üben. Für unser Rechenbeispiel runden wir die Zahlen einfachheits halber ab; deshalb setzen wir die Batteriespannung mit 5 V an. Nach dem Ohmschen Gesetz und nach

Abb. 16 ist $I = \frac{U}{R} = \frac{5 \text{ V}}{5 \Omega} = 1 \text{ A}$. Das Instrument in der Abb. 19 würde also mit dem 5- Ω -Widerstand an Stelle der Lampe gerade 1 A anzeigen. Wenn wir ganz genau rechnen würden, müßten wir allerdings für U den genauen Wert von 4,5 V einsetzen oder sogar noch weniger, falls die Batterie nicht mehr ganz frisch ist. Welche Spannung man für U tatsächlich einsetzen müßte, ließe sich durch gleichzeitige Spannungsmessung (wie in Abb. 17) feststellen.

Welchen Widerstand hat die Lampe in der Abb. 17? Meist ist auf dem Sockel angegeben, für welche Spannung und Stromstärke sie bestimmt ist. Der Aufdruck 3,5/0,1 würde zum Beispiel bedeuten, daß die Lampe für 3,5 V bestimmt ist und bei dieser Spannung gerade 0,1 A aufnimmt. Aus diesen beiden Werten läßt sich der Widerstand errechnen.

Nach Abb. 16 ist $R = \frac{U}{I} = \frac{3,5}{0,1} = 35 \Omega$.

Die Lampe hat 35 Ω Widerstand.

Was machen wir aber, wenn der Aufdruck fehlt oder unleserlich ist? Dann schließen wir die Lampe an eine Batterie an, am besten zunächst an eine 2-V-Batterie. Leuchtet sie dann noch zu dunkel, benutzen wir eine Batterie für 3 V oder 4,5 V, bis sie etwa normal leuchtet. Nun müssen wir nach Abb. 17 die Spannung an der Lampe messen, denn wir wissen ja nicht, ob die Batterie noch die volle Spannung abgibt, und danach messen

wir entsprechend Abb. 19 den Strom. Aus den mit diesen Messungen erhaltenen Werten für U und I können wir den Widerstand R errechnen.

Mit Hilfe des Ohmschen Gesetzes läßt sich jetzt exakt beweisen, was bisher bei der Betrachtung der Strom- und Spannungsverteilung gesagt wurde.

Sehen wir uns noch einmal Abb. 12 an. Wir verwenden jetzt aber zwei Glühlampen mit dem Aufdruck 2,5/0,2 und zwei Batterien von je 3 V (Stabbatterien, bei denen die Messingkappe der Pluspol und der Zinkboden der Minuspol ist). Um wieder auf runde Zahlen zu kommen, nehmen wir an, daß die Batterien etwas verbraucht sind und nur noch je 2,5 V abgeben. Laut Abb. 12 haben wir also 2,5 V + 2,5 V = 5 V zur Verfügung. Wie groß ist der fließende Strom? Das können wir erst sagen, wenn wir den Widerstand errechnet haben. Für jede

Lampe ergibt er sich nach $R = \frac{U}{I} = \frac{2,5 \text{ V}}{0,2 \text{ A}} = 12,5 \Omega$. Beide Lampen sind in

Serie geschaltet; der Gesamtwiderstand des Stromkreises beträgt damit 12,5 Ω + 12,5 Ω = 25 Ω . Den Widerstand der Zuleitungen brauchen wir dabei nicht zu berücksichtigen; er beträgt bei den Kupferdrähten, die wir verwenden, nur wenige hundertstel Ohm. Dieser Wert müßte zwar zum Lampenwiderstand hinzugezählt werden, aber er würde kaum etwas am Ergebnis ändern. Der Widerstand dieses Stromkreises beträgt also 25 Ω und die Spannung 5 V. Der fließende Strom ist demnach

$I = \frac{U}{R} = \frac{5 \text{ V}}{25 \Omega} = 0,2 \text{ A}$, also gerade so groß, daß jede Lampe normal leuchten kann.

Nun hatten wir behauptet, daß sich die Spannung zwischen den Lampen aufteilt. Auch das läßt sich jetzt rechnerisch beweisen, denn wenn wir den Lampenwiderstand und dazu den durch die

Lampe fließenden Strom kennen, dann können wir auch die an der Lampe liegende Spannung (die das Voltmeter 1 in Abb. 18 anzeigen würde) errechnen.

Den Lampenwiderstand hatten wir mit $12,5 \Omega$ und den durchfließenden Strom mit $0,2 \text{ A}$ errechnet. Die Spannung an jeder Lampe ist also $U = I \cdot R = 0,2 \text{ A} \cdot 12,5 \Omega = 2,5 \text{ V}$. Da die andere Lampe den gleichen Widerstand hat, fallen auch dort $2,5 \text{ V}$ Spannung ab (so sagt der Fachmann); beide Spannungen zusammen ergeben wieder die Batteriespannung.

Was hat es mit dem Ausdruck Spannungsabfall auf sich? Wir verstehen das am besten, wenn wir uns in den nächsten Versuchen mit diesem Ausdruck vertraut machen.

Stellen wir uns vor, daß wir eine $2,5\text{-V}$ -Lampe haben, dazu aber nur eine $4,5\text{-V}$ -Batterie. Die Lampe wird bald durchbrennen, wenn wir sie direkt an die Batterie anschließen. Wir können leicht ausrechnen, daß bei der zu hohen Spannung ein Strom von wesentlich mehr als $0,2 \text{ A}$ fließt; das Glühdrähtchen wird zu heiß und schmilzt bald. Wir müssen also die Batteriespannung um 2 V verringern, damit wir die für die Lampe vorgeschriebene Spannung von $2,5 \text{ V}$ erhalten.

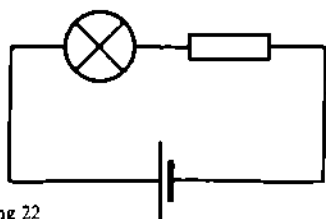


Abbildung 22

Wir schalten der Lampe einen Widerstand vor, wie es Abb. 22 zeigt. Die Batteriespannung teilt sich jetzt, wie wir wissen, zwischen dem Widerstand und der Lampe auf; in welchem Verhältnis, hängt vom Verhältnis der Widerstände ab. Die Spannung muß sich so aufteilen,

daß für die Lampe gerade $2,5 \text{ V}$ übrigbleiben und die restlichen 2 V also am Widerstand „abfallen“ (man könnte das auch umgekehrt ausdrücken: Der Drahtwiderstand muß 2 V bekommen, damit die restlichen $2,5 \text{ V}$ am Widerstand des Lampendrahtes abfallen). Wie berechnen wir nun den Vorschaltwiderstand (oder kurz ausgedrückt: Vorwiderstand) für die Lampe? Wieviel Ohm muß er haben?

Wir gehen davon aus, daß die Lampe, wenn sie mit $2,5 \text{ V}$ normal brennt, einen Strom von $0,2 \text{ A}$ benötigt. Der gleiche Strom fließt auch durch den Vorwiderstand. An ihm müssen also bei $0,2 \text{ A}$ Stromzufluß 2 V Spannung abfallen.

Wir rechnen: $R = \frac{U}{I} = \frac{2 \text{ V}}{0,2 \text{ A}} = 10 \Omega$.

Also muß der Vorwiderstand 10Ω haben.

Wie die Rechnung zeigt, gilt das nur für diesen Lampentyp. Stehen wir mit einem anderen Lampentyp (oder mit einer anderen Batteriespannung) vor der gleichen Aufgabe, so erhalten wir für den Widerstand ein anderes Ergebnis. Mit einem der gekauften $10\text{-}\Omega$ -Widerstände, einer Lampe für $2,5 \text{ V}/0,2 \text{ A}$ und einer $4,5\text{-V}$ -Batterie können wir das experimentell nachprüfen. Am Vorwiderstand werden wir mit einem Voltmeter tatsächlich einen Spannungsabfall von 2 V messen, und die Lampe wird normal hell leuchten.

Der Spannungsteiler

Betrachten wir Abb. 23. Hier handelt es sich um die gleiche Schaltung wie in der vorangegangenen Abbildung, nur daß jetzt statt der Lampe ein zweiter Widerstand eingezeichnet wurde. Der Widerstand R_1 soll 10Ω haben und R_2 20Ω . Der Gesamtwiderstand des Stromkreises beträgt also 30Ω .

Für den Versuchsaufbau verwenden wir

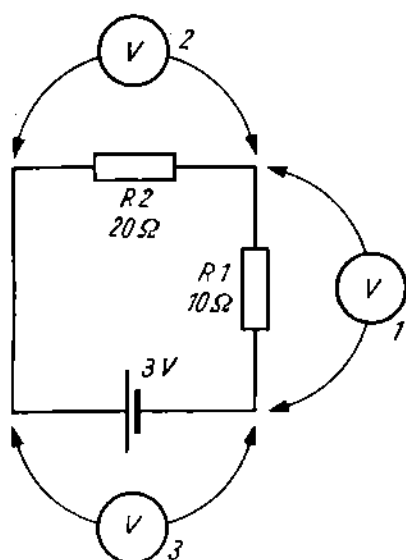


Abbildung 23

wieder unsere gekauften Widerstände und eine 3-V-Stabbatterie. Wie groß ist der Strom im Stromkreis? Sehr einfach:

$$I = \frac{3 \text{ V}}{30 \Omega} = 0,1 \text{ A.}$$

Welche Spannung würde das Voltmeter 3 zeigen? Natürlich 3 V, die Batteriespannung. Welche Spannung würde aber Voltmeter 1 anzeigen? Wir brauchen nur den Spannungsabfall an R1 zu errechnen: $U = I \cdot R1 = 0,1 \text{ A} \cdot 10 \Omega = 1 \text{ V}$. Der Spannungsabfall an R2 (angezeigt vom Voltmeter 2) ergibt sich demzufolge mit $0,1 \text{ A} \cdot 20 = 2 \text{ V}$.

An R1 steht eine Spannung (so sagt der Fachmann) von 1 V. Dann könnten wir hier eine Lampe für 1 V Spannung anschließen, und sie müßte gerade normal leuchten?

Wenn wir das ausprobieren und dem Widerstand R1 eine Lampe parallel schalten, dann werden wir enttäuscht sein, weil die Sache nicht klappt. Messen wir nochmals die Spannung an R1, so stellen wir fest, daß sie plötzlich weit niedriger als 1 V ist. Wie kommt das?

Sehen wir uns zunächst auf Abb. 24 an, was wir gemacht haben. Die Lampe kön-

nen wir als Widerstand auffassen, wir haben also dem Widerstand R1 einen weiteren Widerstand – die Lampe – parallelgeschaltet, den wir als R3 bezeichnen wollen. Uns interessiert nun, wie groß jetzt die Spannung U1 ist, die wir nach Abb. 23 mit dem Voltmeter 1 gemessen hatten.

Der Strom in unserem Stromkreis teilt sich zwischen R1 und R3 auf – das wissen wir von der Parallelschaltung her. Durch R1 fließen also keine 0,1 A mehr, sondern weniger. Demzufolge wird auch der Spannungsabfall an R1 geringer; U1 geht zurück. Wir hatten also nicht bedacht, daß die angeschlossene Lampe R3 einen Strom aufnimmt, der für R1 verlorengeht, so daß der Spannungsabfall geringer werden muß.

Wie groß ist U1? Welcher Strom fließt durch R1, R2 und R3? Dazu müssen wir zunächst wissen, wie groß R3 ist. Wir hatten dafür eine Lampe angenommen, die für 1 V bestimmt ist. Bei dieser Spannung nimmt sie (das ist auf dem Sockel vermerkt oder läßt sich leicht messen) 0,1 A auf. Sein Widerstand beträgt also nach dem Ohmschen Gesetz 10Ω .

R3 in Abb. 24 hat also ebenso wie R1 10Ω . Jetzt müssen wir wissen, wie groß der Gesamtwiderstand der Parallelschaltung von R1 und R3 ist. Sehen wir uns dazu Abb. 25 an.

Die Schaltung kommt uns bekannt vor; sie erinnert an Abb. 14. Dort hatten wir

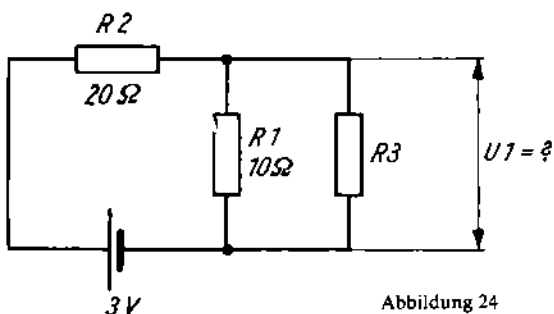
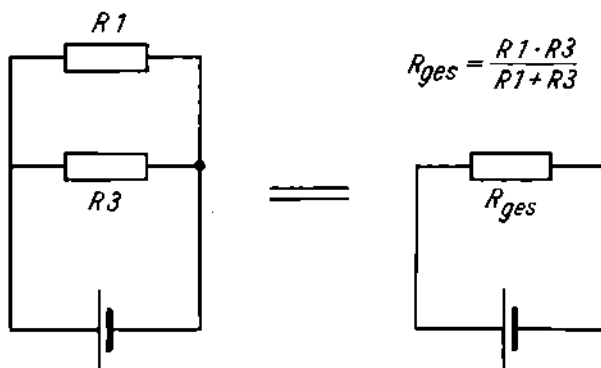


Abbildung 24

Abbildung 25



gelernt, daß die Summe beider Ströme den Batteriestrom ergibt.

R_1 hat $10\ \Omega$; die Batteriespannung nach Abb. 25 wollen wir mit 10 V annehmen. Nach dem Ohmschen Gesetz sehen wir sofort, daß durch R_1 dann 1 A fließen muß. Das gleiche gilt für den Widerstand R_3 , der ja auch $10\ \Omega$ hat. Die Batterie muß also $1\text{ A} + 1\text{ A} = 2\text{ A}$ liefern. Nun stellen wir uns vor, jemand habe diese Parallelschaltung in einem geschlossenen Kasten verpackt, aus dem nur die zur Batterie führenden Drähte herauschauen, und wir sollen feststellen, was in dem Kasten ist, ohne daß wir ihn auspacken. Wir schließen also die beiden Drähte an die 10-V -Batterie an und stellen mit einem Amperemeter in einer der Batterieleitungen fest, daß der geheimnisvolle Kasten gerade 2 A aufnimmt. Also rechnen wir nach dem

Ohmschen Gesetz: $R = \frac{U}{I} = \frac{10\text{ V}}{2\text{ A}} = 5\ \Omega$.

Unsere Antwort lautet deshalb: In dem Kasten ist ein Widerstand mit $5\ \Omega$ verborgen.

Tatsächlich würden wir mit einem einzigen $5\text{-}\Omega$ -Widerstand genau das gleiche Ergebnis erhalten. Die Parallelschaltung von R_1 und R_3 mit je $10\ \Omega$ entspricht also einem Widerstand von $5\ \Omega$. Wir können ganz allgemein sagen: Zwei parallelgeschaltete Widerstände gleichen Wertes ergeben einen Gesamtwiderstand mit dem halben Wert!

Schalten wir drei Widerstände gleichen

Wertes parallel, ist der Gesamtwiderstand gleich einem Drittel, bei vier gleichen Widerständen gleich einem Viertel usw. Das gilt allerdings nur dann, wenn alle Parallelwiderstände untereinander gleich sind. Bei verschiedenen Werten wird der Gesamtwiderstand (wir wollen ihn hier als R_{ges} bezeichnen) nach folgender Formel errechnet, die wir uns nicht unbedingt merken, aber immer griffbereit haben müssen:

$$R_{\text{ges}} = \frac{R_1 \cdot R_3}{R_1 + R_3}$$

R_1 und R_3 sind die beiden Teilwiderstände, aus denen sich R_{ges} zusammensetzt. Wie ist das bei mehr als zwei Teilwiderständen? Damit wir uns nicht mit noch mehr Formeln belasten müssen, gehen wir so vor, daß wir uns die Parallelschaltung in Gruppen zu je zwei Teilwiderständen zerlegt denken, aus denen wir R_{ges} errechnen. Diesen Wert sehen wir wieder als Teilwiderstand an, dem die anderen Widerstände parallelliegen. Wir rechnen also zwei- oder dreimal nach derselben Formel und kommen so auch zum Ziel.

Die Anwendung dieser Formel wollen wir gleich einmal üben. Nehmen wir in Abb. 25 für R_1 $20\ \Omega$ an und für R_3 $30\ \Omega$. Wie groß ist dann R_{ges} ?

Nach der Formel ergeben sich $\frac{20\ \Omega \cdot 30\ \Omega}{20\ \Omega + 30\ \Omega} = \frac{600\ \Omega}{50\ \Omega} = 12\ \Omega$. Wie wir sehen, brauchen wir bei Benutzung dieser Formel weder das Ohmsche Gesetz

noch Spannungs- oder Stromwerte. Das ist der Vorteil dabei.

Und nun prüfen wir die Formel im Zusammenhang mit der Aufgabe nach Abb. 24 noch einmal. Dort war $R_1 = R_3 = 10\ \Omega$; R_1 und R_3 waren gleichgroß, und für diesen Fall wissen wir, daß dann $R_{\text{ges}} = \frac{R_1}{2} = \frac{R_3}{2}$ ist, hier also $5\ \Omega$. Auf den gleichen Wert kommen wir auch mit der in Abb. 25 angegebenen Formel.

In Abb. 24 können wir uns also an Stelle der Parallelschaltung von R_1 und R_3 einen einzigen Widerstand mit $5\ \Omega$ denken. Dann entspricht die Schaltung aber auch der Abb. 23, wobei wir dort für R_1 jetzt die aus der Parallelschaltung errechneten $5\ \Omega$ einsetzen. Und nun können wir endlich U_1 errechnen. Der Gesamtwiderstand des Stromkreises ist $R_1 + R_2 = 5\ \Omega + 20\ \Omega = 25\ \Omega$, der Stromfluß nach dem Ohmschen Gesetz also: $I = \frac{3\ \text{V}}{25\ \Omega} = 0,12\ \text{A}$.

Der Strom ist demnach um $0,02\ \text{A}$ größer geworden. Daraus können wir U_1 errechnen, wenn wir an Stelle von R_1 den für die Parallelschaltung gefundenen Wert von $5\ \Omega$ einsetzen: $U = I \cdot R = 0,12\ \text{A} \cdot 5\ \Omega = 0,6\ \text{V}$. Also ist die Spannung von ursprünglich $1\ \text{V}$ auf $0,6\ \text{V}$ gesunken? Dafür ist sie an R_2 gestiegen: $20\ \Omega \cdot 0,12\ \text{A} = 2,4\ \text{V}$. Wir machen die Probe, indem wir beide Teilspannungen zusammenrechnen: $0,6\ \text{V} + 2,4\ \text{V} = 3\ \text{V}$. Die Gesamtspannung entspricht wieder der Batteriespannung.

Was wir hier gemacht haben, war nichts weiter als die Berechnung eines „belasteten Spannungsteilers“ — im Grunde genommen ist das also gar nicht so schwierig, wie es in manchen Lehrbüchern aussieht. Die Notwendigkeit, eine Spannung aufzuteilen, ergibt sich jedoch in der Radiotechnik recht oft. Einen einfachen Spannungsteiler hatten wir schon in Abb. 23. Die Gesamtspannung (Voltmeter 3) wird in die Teilspannungen U_2



(an R_2 , Voltmeter 2) und U_1 (an R_1 , Voltmeter 1) aufgeteilt. Wie wir gesehen haben, stimmt die einfache Berechnung nach dem Ohmschen Gesetz für U_1 und U_2 nur, wenn wir diese Teilspannungen nicht belasten – also wenn wir keinen zusätzlichen Stromverbraucher an eine der Teilspannungen anschließen. Meist wird das aber doch der Fall sein. Der unbelastete Spannungsteiler nach Abb. 23 wird dann zum belasteten Spannungsteiler nach Abb. 24.

Wir wollen uns merken, daß beim belasteten Spannungsteiler die abgegebene Teilspannung (U_1 in Abb. 24) von der Größe der Last abhängt (R_3 stellt hier die Last dar). Sie wird, wie wir ebenfalls gesehen haben, um so geringer, je höher die Last – also je kleiner der Lastwiderstand R_3 ist. Man kann einen Spannungsteiler nicht unabhängig von der vorgesehenen Belastung berechnen.

Es würde zu weit führen, hier näher auf diese Berechnungen einzugehen. Mit etwas Überlegung werden wir aber immer zum Ziel kommen, wenn in unserer Praxis einmal die Aufgabe auftritt, aus einer bestimmten Gesamtspannung durch

Spannungsteilung eine geringere Teilspannung abzuleiten. Oft wird dann nur der Lastwiderstand R_3 bekannt sein, während wir R_1 und R_2 bestimmen müssen. In diesen Fällen gehen wir dann so vor, daß wir den Wert von R_1 auf etwa $\frac{1}{3}$ des Lastwiderstandes festlegen und daraus R_{ges} errechnen.

Aus R_{ges} und dem gewünschten Wert von U_1 ergibt sich der Gesamtstrom; daraus und aus der Gesamtspannung wieder R_2 . Dabei müssen wir stets an folgendes denken: Wenn wir R_3 (die Last) ändern, ändert sich auch U_1 !

Leistung und Arbeit

Ein stromdurchflossener Leiter erwärmt sich. Für diese Erwärmung ist eine bestimmte elektrische Leistung erforderlich. Nach unseren bisherigen Erkenntnissen muß sie eng mit Stromstärke und Spannung zusammenhängen. Erhöhen wir den Strom, so steigt die Erwärmung, es tritt also eine höhere elektrische Leistung auf. Wie ist das aber mit der Spannung?

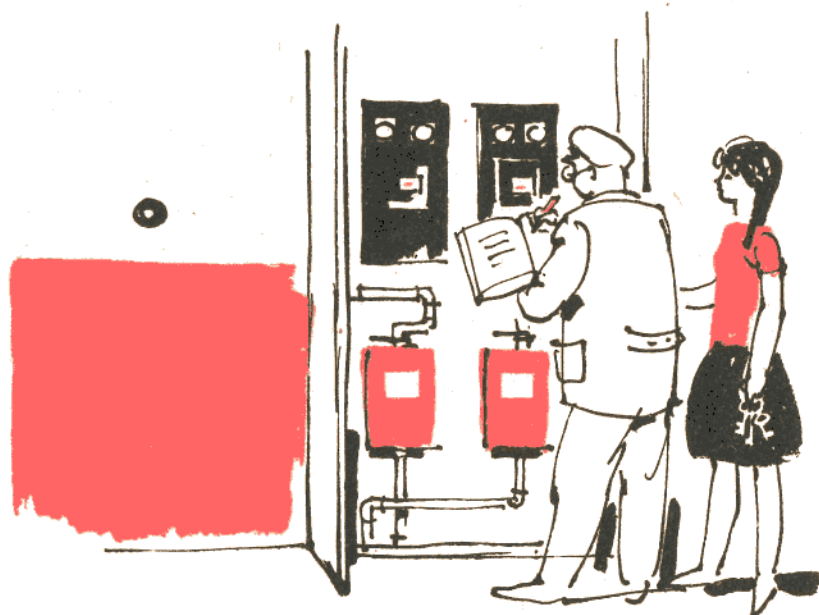
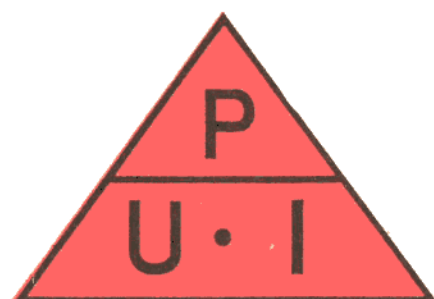


Abbildung 26



P = Leistung (in Watt)

U = Spannung (in Volt)

I = Strom (in Ampere)

Betrachten wir nochmals Abb. 12. Dort haben wir die doppelte Spannung, aber auch den doppelten Widerstand (zwei Lampen in Serie), so daß der Strom in jeder Lampe und damit auch deren Erwärmung und Lichtabgabe gleich ist im Vergleich zur Erwärmung und Lichtabgabe nur einer Lampe.

Wir haben in Abb. 12 aber zwei Lampen, also die doppelte Leistung! Daraus erkennen wir, daß die Leistung auch von der Spannung abhängt.

Die elektrische Leistung wird in Watt gemessen (so benannt nach dem englischen Physiker James Watt); auch hier gibt es wieder die Vergrößerung und Verkleinerung der Dimension: $1 \text{ W} = 1\,000 \text{ mW}$ (Milliwatt), $1\,000 \text{ W} = 1 \text{ kW}$ (Kilowatt). Das Formelzeichen für die Leistung lautet P .

Zwischen Stromstärke, Spannung und Leistung besteht eine Beziehung, die äußerlich dem Ohmschen Gesetz ähnelt:

$$P = U \cdot I$$

Die Abb. 26 gibt eine Gedächtnisstütze in Form eines Merkdreiecks. Ebenso wie beim Ohmschen Gesetz müssen U , I und P zahlenmäßig in ihren Grundeinheiten V , A und W in die Rechnung eingesetzt werden.

Wir decken die gesuchte Größe mit dem Finger ab. Übrig bleibt die benötigte Formel zu ihrer Errechnung.

Üben wir uns wieder an einigen Beispielen. Ein Bügeleisen hat laut Typenschild eine Leistungsaufnahme von 440 W und

ist für 220 V bestimmt. Wie groß ist seine Stromaufnahme? Wir rechnen:

$$I = \frac{P}{U} = \frac{440 \text{ W}}{220 \text{ V}} = 2 \text{ A.} \text{ Das Bügeleisen nimmt } 2 \text{ A auf.}$$

Welche Leistung nimmt die Lampe mit dem Aufdruck $2,5 \text{ V}/0,2 \text{ A}$ auf, die wir zu unseren früheren Versuchen benutzen? $P = U \cdot I = 2,5 \text{ V} \cdot 0,2 \text{ A} = 0,5 \text{ W}$. Die Leistungsaufnahme beträgt $0,5 \text{ W}$.

In der Rundfunktechnik müssen wir solche Berechnungen sehr oft anstellen.

Betrachten wir noch einmal Abb. 22. Dort hatten wir einen Vorwiderstand für unsere $2,5 \text{ V}$ -Lampe errechnet. Die Widerstandsangabe 10Ω als Ergebnis genügt aber allein noch nicht. Während wir uns mit der Erklärung begnügt hatten, daß am Widerstand die 2 V , die wir „zuviel“ hatten, abfallen, wissen wir jetzt, daß sich jeder Widerstand erwärmt – die elektrische Leistung, die an ihm abfällt, kann ja nicht spurlos verschwinden! Wir wissen auch, daß sie in Wärme umgesetzt wird – aber in wieviel Wärme? Das zu wissen, ist sehr wichtig, denn der Widerstand muß diese Wärme an die ihn umgebende Luft abstrahlen können. Ist er zu klein gebaut, kann er das nicht ausreichend, infolgedessen erhitzt er sich zu sehr und wird schließlich zerstört.

Einem Widerstand müssen wir bei gleichem Ohmwert also um so größere Oberfläche geben, je mehr elektrische Leistung er aufzunehmen und als Wärme abzuführen hat.

Ein Widerstand wird deshalb als Bauteil durch zwei Größen gekennzeichnet: Durch seinen Widerstandswert (in Ω) und seine Belastbarkeit (in W). Widerstände gleichen Ohmwertes können also sehr verschiedene Abmessungen haben. Die maximal zulässige Belastbarkeit wird vom Hersteller des Widerstandes angegeben und ist bei größeren Bauformen oft zusammen mit dem Ohmwert aufgedruckt. Bei den Kohleschichtwiderständen bis etwa 2 W Belastbarkeit erkennen wir das sehr leicht an ihrer äußeren Größe. Am besten lassen wir uns einmal in einem Geschäft, das diese Teile führt, einige Widerstände verschiedener Belastbarkeit zeigen. Dann gewinnen wir sehr schnell einen Blick dafür, was einem Widerstand seiner äußeren Größe nach zugemutet werden darf – für wieviel Watt er also höchstens zugelassen sein kann.

Stets müssen wir feststellen, wie stark der Widerstand in einer Schaltung belastet wird. Betrachten wir das am Beispiel unseres 10- Ω -Vorwiderstandes aus Abb. 22, von dem wir wissen, daß an ihm 2 V abfallen.

Der durchfließende Strom beträgt hier 0,2 A. Wir rechnen: $P = U \cdot I = 2 \text{ V} \cdot 0,2 \text{ A} = 0,4 \text{ W}$. Der Widerstand müßte also für eine Belastbarkeit von wenigstens 0,4 W bemessen sein. Größer darf er sein, das ist sogar günstig, weil er sich dann noch weniger erwärmt. Ist er aber kleiner, so wird er zu heiß und dadurch bald zerstört.

Wir hatten für unsere Versuche einige Drahtwiderstände gekauft (höher belastbare Widerstände werden meist aus Draht hergestellt, weil Kohleschichten sich für höhere Leistungen weniger gut eignen), darunter einen mit 10 Ω für 5 oder 6 W. Er wäre also als Vorwiderstand für die Lampe gut geeignet und würde mit nur weniger als $\frac{1}{10}$ der maximal zulässigen Leistung belastet. Außerdem hatten wir einen kleinen Widerstand ge-

kauft, der ebenfalls 10 Ω hat, aber nur mit $\frac{1}{10}$ W oder $\frac{1}{20}$ W belastet werden darf. Schalten wir diesen Widerstand einmal vor die Lampe! Da der Ohmwert stimmt, leuchtet die Lampe normal. Der Widerstand wird aber bald heiß und brennt nach einiger Zeit durch, wie wir am Nachlassen und Erlöschen der Lampe sehen können. Wir haben diesen Widerstand „überlastet“, die an ihm abfallende Leistung von 0,4 W überstieg den für diesen kleinen Widerstand zulässigen Wert. So etwas darf also in keinem Fall passieren!

In Radiogeräten und besonders in Transistorschaltungen haben wir es meist nur mit sehr geringen Leistungen (oft nur in der Größenordnung einiger Milliwatt) zu tun. Hier reichen also fast immer Widerstände für 0,5 W oder 0,25 W (bei Röhrengeräten) aus, für Transistorgeräte sogar 0,1 W oder 0,05 W. In Schaltbildern wird deshalb die Widerstandsbelastung meist nur bei den wenigen Widerständen angegeben, bei denen größere Belastungen auftreten. Wenn wir erst genau wissen, wie eine Schaltung funktioniert, können wir in Zweifelsfällen die erforderliche Belastbarkeit des Widerstandes selbst nach der auftretenden Belastung ausrechnen.

Wie stellen wir die Belastung fest, wenn wir lediglich den durch den Widerstand fließenden Strom, aber nicht die Spannung kennen? Sehr einfach: Nach dem Ohmschen Gesetz (Abb. 16) wird aus Widerstand und Strom die abfallende Spannung, danach entsprechend dem Leistungsgesetz (Abb. 26) aus Spannung und Strom die Leistung errechnet. Wenn wir weder den Strom noch die Spannung kennen, müssen wir versuchen, eine dieser Größen im Zusammenhang mit der Schaltung, in die der Widerstand eingesetzt ist, zu berechnen oder sie im fertigen Gerät praktisch messen. Meist ist es einfacher, die am Widerstand abfallende Spannung zu messen und aus ihr und

dem Widerstandswert den durchfließenden Strom zu berechnen.

Auf eines sei noch hingewiesen: Wenn wir an einen Widerstand eine bestimmte Spannung anlegen, so nimmt er je nach seinem Ohmwert einen bestimmten Strom und damit eine bestimmte Leistung auf. Wird die Spannung verdoppelt, dann verdoppelt sich nach dem Ohmschen Gesetz auch der Strom. Da die Leistung aus Spannung und Strom errechnet wird, vervierfacht sie sich in diesem Fall! Doppelte Spannung am Widerstand bedeutet also vierfache Leistung! Daraus erklärt sich auch, warum unsere kleinen Lampen so leicht durchbrennen, wenn wir sie an eine höhere Spannung legen. Unsere 2,5-V-Lampe nahm 0,2 A und damit 0,5 W auf. Erhöhen wir jetzt die Spannung auf 5 V, so steigt der Strom auf 0,4 A und die Leistung auf $5 \text{ V} \cdot 0,4 \text{ A} = 2 \text{ W}$!

Außer der elektrischen Leistung kennt der Elektrotechniker noch den Begriff

der elektrischen Arbeit. Obwohl dieser Begriff für unsere Zwecke weniger bedeutungsvoll ist, sollten wir ihn dennoch kennen.

„Arbeit ist die Leistung in der Zeit“, sagt der Physiker. Tatsächlich nützt die elektrische Leistung allein nichts, wenn sie nicht eine gewisse Zeit wirksam ist. Wir bezahlen dem Elektrizitätswerk ja nicht die verbrauchten Watt oder Kilowatt, sondern die Kilowattstunden, und das ist ein wesentlicher Unterschied!

Die Arbeit wird in Wattsekunden (Ws) oder umgerechnet in Wattstunden (Wh) oder Kilowattstunden (kWh) gemessen. Sie errechnet sich aus Leistung mal Zeit. Wenn eine Glühlampe mit einer Leistungsaufnahme von 100 W (= 0,1 kW) 10 Stunden lang brennt, dann hat sie eine elektrische Arbeit von $10 \text{ h} \cdot 0,1 \text{ kW} = 1 \text{ kWh}$ in Licht und Wärme umgesetzt. Die gleiche Arbeit leistet ein Tauchsieder, der eine Leistung von 1000 W (= 1 kW) hat und 1 Stunde





in Betrieb ist. Die von beiden Geräten abgegebene Energiemenge ist dabei die gleiche.

Für unsere Zwecke genügt diese kurze Erklärung. Wer sich für die Zusammenhänge näher interessiert, findet sie in dem im Kinderbuchverlag erschienenen Buch von Ladislav Smrč, „Elektrotechnik – leicht gemacht“, eingehend beschrieben.

Chemische Stromquellen – Element und Batterie

Bei den chemischen Stromquellen unterscheidet man zwischen Primärelementen und Sekundärelementen.

Primärelemente erzeugen eine Spannung unmittelbar auf Grund chemischer Reaktionen. Nach Erschöpfung der Chemikalien sind sie unbrauchbar.

Wir haben es mit solchen Stromquellen in unseren Versuchen schon zu tun gehabt: Alle Batterien üblicher Art gehö-

ren dazu. Es wird also Zeit, daß wir diesem Bauteil Batterie – der „Elektronenpumpe“ des Kapitels „Was ist elektrischer Strom?“ – auf den Grund gehen. Sekundärelemente sind Speicher. Sie erzeugen selbst keine Energie, diese wird ihnen als elektrischer Strom von außen zugeführt und infolge chemischer Vorgänge im Element gespeichert. Durch Umkehrung dieser chemischen Vorgänge wird die elektrische Energie wieder frei. Zu den Sekundärelementen gehören die Akkumulatoren (umgangssprachlich auch kurz Akkus genannt); sie lassen sich nach Erschöpfung wieder aufladen.

Primärelemente

Entsprechend der Abb. 5 hatten wir uns ein galvanisches Bad gebaut. Wir wollen diesen Versuch jetzt noch einmal wiederholen, aber mit einigen Abänderungen. Das Glasgefäß wird mit einer Lösung

von Salmiaksalz (in Apotheken und Drogerien erhältlich) und Wasser gefüllt. Die beiden Elektroden werden aus verschiedenem Material hergestellt (die Bezeichnungen Katode und Anode wollen wir bei den Elementen ausnahmsweise beiseite lassen). Dabei achten wir darauf, daß sie möglichst großflächig sind. Auch der Glasbehälter soll nicht zu klein sein. Ein Einkochglas hat etwa die richtige Größe.

Nun brauchen wir noch eine kleine 1,5-V-Lampe und ein Voltmeter, mit dem die Spannung zwischen beiden Elektroden gemessen werden kann.

Die Lampe wird, nachdem alles andere fertig ist, zwischen beiden Elektroden angeschlossen.

Die Elektrodenpaare stellen wir in verschiedenen Versuchen nacheinander aus Kupfer und Zink, Kupfer und Eisen, Kohle und Kupfer, Kohle und Eisen, Kohle und Zink her. Die Metalle verwenden wir in Form von recht großen, blanken Blechstreifen oder Blechplatten, die Kohle erhalten wir in Form von Kohlestäben aus alten leeren Taschenlampenbatterien, die wir auseinandernehmen.

Zwischen beiden Elektroden tritt eine elektrische Spannung auf. Ihre Größe hängt von den verwendeten Elektrodenkombinationen ab. Am geringsten ist sie bei den Elektrodenpaaren Kupfer/Eisen und Kohle/Kupfer, größer bei Kupfer/Zink, Kohle/Eisen und am größten bei der Kombination Kohle/Zink, nämlich 1,5 V.

Wir können mit dieser Kombination versuchsweise ein chemisches Element aufbauen — eigentlich ist ja unsere Versuchsanordnung bereits eines. Abb. 27 zeigt, wie dieses Versuchselement ungefähr aussehen kann. Mit ihm können wir unsere 1,5-V-Lampe schon recht kräftig zum Leuchten bringen. Leider nicht lange — denn wir machen die Beobachtung, daß die Lampe sehr schnell nachläßt und bereits nach einer knappen Minute fast verlöscht. Wir klemmen sie ab, warten eine Weile und schließen sie wieder an. Sie leuchtet erneut auf, aber leider wiederum nicht lange. Gleichzeitig sehen wir am Kohlestab feine Bläschen. Das ist Wasserstoff, der durch die Zersetzung des Wassers beim Stromdurchgang entstanden ist. Die Bläschen bilden sich nur dann, wenn dem Element Strom



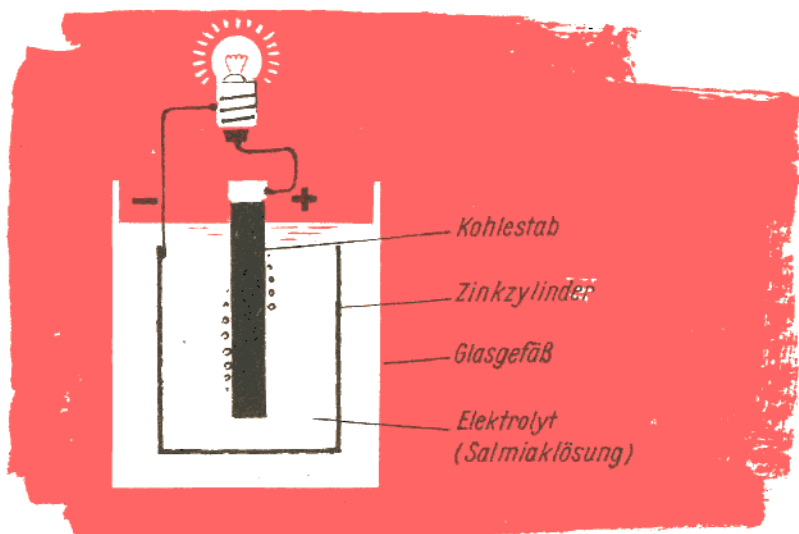


Abbildung 27

entnommen wird. Streichen wir sie mit einem Pinsel von der Kohle ab, so leuchtet die Lampe sofort wieder heller.

Daß die Spannung des Elementes durch diesen Vorgang — er wird Polarisierung genannt und ist hier sehr unerwünscht — absinkt, können wir uns etwa so vorstellen, daß die Bläschen einen immer größeren Teil der Oberfläche der Kohle abdecken und dem Strom dadurch den Durchgang zunehmend mehr erschweren. Diese Erklärung ist zwar nicht ganz exakt, doch sie ermöglicht uns eine anschauliche Vorstellung.

Bereits bei unseren Versuchen mit dem galvanischen Bad (Abb. 5) hatten wir gesehen, daß das Wasser beim Stromdurchgang zersetzt wird. Die Beobachtung der Wasserstoffbläschen können wir nun nutzen, um uns zu überlegen, welche der beiden Elektroden den Plus- oder Minuspol unseres Elementes bildet, also in welcher Richtung der Strom fließt. Der Versuch nach Abb. 5 hatte uns gezeigt, daß sich der Wasserstoff stets am Minuspol abscheidet. Also müßte bei unserem Element die Kohle der Minuspol — halt, das stimmt nicht! Im galvanischen Bad scheidet sich der Wasserstoff — um es genau auszudrük-

ken — an der Elektrode ab, aus der die Elektronen austreten und in den Elektrolyten, die Flüssigkeit, übergehen. So auch bei unserem Element. Die Elektronen treten aus dem Kohlestab aus und wandern zum Zinkzylinder (sie werden durch die elektrochemischen Kräfte dorthin getrieben). Also muß doch im Kohlestab ein ständiger Elektronenmangel, im Zink ein Elektronenüberschuß herrschen! Demnach ist das Zink der Minuspol unseres Elementes, die Kohle der Pluspol. Es besteht also kein Widerspruch zum galvanischen Bad, aber uns wäre beinahe ein Denkfehler unterlaufen! Daß tatsächlich die Kohle den Pluspol, das Zink den Minuspol bildet, läßt sich auf verschiedene Weise feststellen. Einmal, indem wir ein galvanisches Bad nach Abb. 5 bauen, es mit unserem Element verbinden und beobachten, an welchem Pol sich die meisten Bläschen abscheiden. Durch Vergleich mit der Flachbatterie stellen wir wieder fest, daß dieser Pol des galvanischen Bades der Minuspol ist. Er ist mit dem Zinkzylinder des Elementes verbunden!

Wir können die Polarität des Elementes noch auf andere Weise feststellen. Beide Pole werden durch einen Draht verbun-

den, unmittelbar darunter stellen wir eine Magnetnadel auf, die ja je nach der Stromrichtung zur einen oder anderen Seite ausweicht. Durch Vergleich der Auslenkung beim Anschluß einer Flachbatterie läßt sich wieder die Polarität ermitteln. Diesen Versuch müssen wir mit unserem Element aber sehr schnell durchführen und die Magnetnadel dicht an den Draht bringen, da die Stromstärke, die bei diesem einfachen Element ohnehin nicht sehr groß ist, infolge der Polarisation schnell nachläßt, so daß wir dann die Auslenkung nicht mehr genau erkennen können.

Die Polarisation wird beseitigt, indem man den Kohlestab mit einer Chemikalie umgibt, die den Wasserstoff chemisch bindet, so daß er sich nicht mehr störend bemerkbar machen kann. Ein solches Element gibt dann über längere Zeit recht kräftige Ströme ab. Die dafür verwendete Chemikalie wird Depolarisator genannt und oxydiert den Wasserstoff wieder zu Wasser. Meist besteht der Depolarisator aus Braunstein. Mit der eigentlichen Elementfunktion hat er nichts zu tun.

Wenn wir nun noch den Elektrolyten —

die Salmiaklösung — mit Weizenmehl, Sägemehl oder Stärkekleister eindicken und das Element wasserdicht nach oben hin abschließen, erhalten wir ein Trockenelement. Wir kennen es als Monozelle. Eine solche Monozelle gibt etwa 1,5 V ab, sie ist so aufgebaut, wie Abb. 28 zeigt. Es lohnt sich, einmal eine leere Batterie auseinanderzunehmen, wir können ihren Aufbau dann gut studieren und die Kohle, um die der Depolarisator mit einem Gazebeutel gehalten wird, für weitere Experimente verwenden.

Die Monozelle ist also ein Kohle-Zink-Trockenelement. Der Name ist etwas irreführend, denn innen sind diese Elemente alles andere als trocken! Deshalb müssen wir auch vermeiden, daß die Stromquelle, wenn wir sie in unsere Bastelgeräte eingesetzt haben, an Überalterung zugrunde geht. Der Zinkzylinder wird dann undicht, und der Elektrolyt läuft aus. Das kann an unserem Gerät allerhand Schaden verursachen.

Was ist nun eine Batterie? Eine Batterie ist eine Kombination mehrerer Elemente. Das ist alles! Da meist mehrere Elemente kombiniert sind, hat sich der

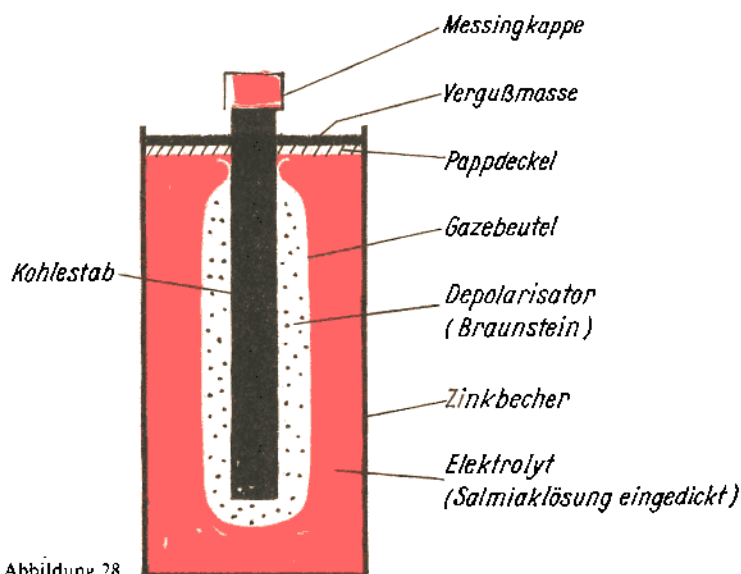


Abbildung 28

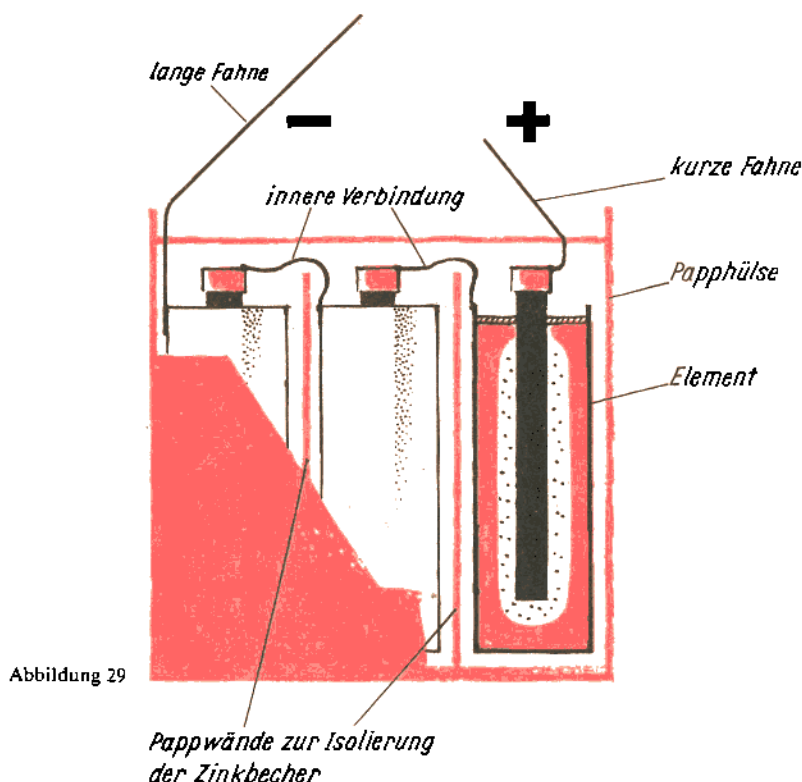


Abbildung 29

Begriff Batterie allgemein für diese Art von Stromquellen eingebürgert, obwohl er streng genommen auch für Sekundärelemente (Akkumulatoren) gültig wäre! Warum kombiniert man Elemente zu Batterien? Meist, um eine höhere Spannung zu erhalten. Man schaltet dann mehrere Elemente in Serie. Dabei muß – wie wir aus dem Versuch nach Abb. 13 schon wissen – auf richtige Polung geachtet werden! Jeder Pol des einen Elementes muß mit dem entgegengesetzten Pol des nächsten Elementes verbunden werden, damit sich die Spannungen addieren. In der Flachbatterie finden wir drei Einzelemente in Serienschaltung. Abb. 29 zeigt ihren Aufbau. Ihre Spannung beträgt demzufolge das Dreifache eines Einzelementes: 4,5 V. In 3-V-Stabbatterien sind einfach zwei Einzelemente hintereinandergesteckt, so daß die Kohle des einen (sie trägt zur besseren Kontaktgabe eine Messingkappe)

den Zinkboden des anderen berührt. Auch alle anderen Trockenbatterien – etwa die 9-V-Batterien für Transistorradios – sind aus einer entsprechenden Anzahl kleiner Einzelemente zusammengesetzt.

Einen wichtigen Begriff müssen wir noch kennenlernen, obwohl er eigentlich nichts Neues für uns bringt: den des inneren Widerstands eines Elementes.

Der Strom findet natürlich auch im Innern des Elementes selbst einen Widerstand vor – gleichviel ob beim galvanischen Bad oder beim Element (das ja auch nichts anderes ist als ein galvanisches Bad mit eigener Energiequelle für den Elektronenantrieb). Die elektrochemischen Kräfte treiben zwar die Elektronen von der Kohle zum Zink, aber das ändert nichts daran, daß sich die Elektronen mühsam durch den Elektrolyten winden müssen. Flüssigkeiten leiten wesentlich schlechter als Metalle! Wir kön-

nen uns das so vorstellen, als ob der eigentlichen Stromquelle im Element selbst noch ein Widerstand in Serie geschaltet ist – eben der Widerstand des Elektrolyten. Deshalb können Elemente keinen beliebig hohen Strom abgeben. Abb. 30 verdeutlicht das.

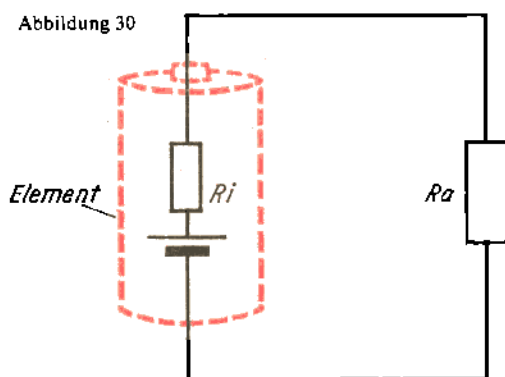
Das Element denken wir uns in eine „ideale“ widerstandslose Stromquelle – dargestellt durch das Batteriesymbol – und den Innenwiderstand (des Elektrolyten) zerlegt. Praktisch läßt sich beides natürlich nicht trennen, denn die elektrochemischen Vorgänge spielen sich ja im Elektrolyten bzw. an dessen Grenzflächen zur Kohle und zum Zink ab.

Wir wollen den Innenwiderstand mit R_i bezeichnen. Unser „Verbraucher“ ist der Außenwiderstand, den wir R_a nennen wollen. Es spielt keine Rolle, ob er eine Lampe oder eine beliebige andere Widerstandsart darstellt.

R_i und R_a sind also in Serie geschaltet. Was wir aber außen als Batteriespannung benutzen können, ist nur der an R_a stehende Spannungsanteil. R_i und R_a bilden – sobald Strom fließt – einen Spannungsteiler genau wie in Abb. 23. Wir erkennen daran, daß die Batteriespannung um so mehr zurückgehen muß, je stärker der Strom ist, den wir entnehmen; also je geringer der Widerstand von R_a ist. 1,5 V haben wir tatsächlich nur dann, wenn wir keinen Strom entnehmen. Bei jeder Stromentnahme fällt ein Teil von dieser Spannung im Element selbst am Innenwiderstand R_i ab. Dagegen gibt es nur ein Mittel: man muß R_i so gering wie möglich halten, was unter anderem durch großflächige Elektroden erreicht wird.

Wir können also sagen, daß ein Element um so stärkere Ströme abgeben kann, je größere Elektroden es hat. Für Versuche mit starken Strömen eignet sich deshalb eine Serienschaltung aus drei Monozellen besser als eine – die gleiche Spannung von 4,5 V ergebende – Flachbatterie,

Abbildung 30



rie, die aus kleineren Elementen zusammengesetzt ist. Der Innenwiderstand eines Elementes steigt mit zunehmendem Alter an. Ein altes, fast erschöpftes Element kann deshalb bei sehr geringer Stromentnahme noch fast die volle Spannung aufweisen. Schließen wir aber einen stärkeren Stromverbraucher an – etwa die Glühlampe einer Taschenlampe –, dann geht die Spannung so weit zurück, daß die Lampe kaum glimmt. Die Ursache ist dann nicht ein Rückgang der Spannung im Element, es hat sich vielmehr der Innenwiderstand so weit erhöht, daß an ihm bereits bei geringer Stromentnahme fast die ganze Spannung abfällt.

Für den Versuch nach Abb. 7 wurde ein starker Strom gebraucht. Dort hatten wir uns mit der Parallelschaltung mehrerer Batterien (jeweilige Verbindung der Pluspole und Minuspole) geholfen.

Schalten wir nun mehrere Elemente parallel, dann wirkt das Ganze wie ein Element mit vergrößerten Elektroden. Wir schalten dadurch alle Innenwiderstände parallel, deren Gesamtwert (wie wir bei Abb. 25 schon erklärt haben) infolgedessen sinkt. Dementsprechend können wir bei gleicher Spannung einen höheren Strom entnehmen. Schalten wir mehrere Batterien parallel, dann ergibt sich eine Serienparallelschaltung, die mit derjenigen der Lampen in Abb. 15 vergleichbar ist.

Wie ist es bei der Serienschaltung? Hat eine 4,5-V-Flachbatterie den dreifachen Innenwiderstand eines Einzelelementes? Ja, denn die Innenwiderstände liegen jetzt in Serie. Also gibt diese Batterie nur ein Drittel des Stromes eines Einzelelementes ab? Nein, denn es hat sich durch die Serienschaltung nicht nur R_i , sondern auch die Spannung verdreifacht. Der maximal entnehmbare Strom bleibt nach dem Ohmschen Gesetz der gleiche wie beim Einzelelement.

Die Parallelschaltung von Elementen oder Batterien wenden wir an, wenn wir höhere Ströme brauchen, die Serienschaltung, wenn wir höhere Spannungen brauchen. Benötigen wir beides, dann müssen beide Schaltungsarten aus entsprechend vielen Batterien oder Einzelzellen kombiniert werden. Bei der Parallelschaltung muß man beachten, daß alle Elemente bzw. Batterien untereinander die gleiche Spannung haben, anderenfalls würde die Batterie mit der höheren Spannung einen Strom durch die mit der niedrigeren treiben – beide würden sich selbsttätig entladen und wären sehr schnell zerstört.

Sekundärelemente (Akkumulatoren)

Sekundärelemente bilden keine eigene Spannung, sie vermögen aber, elektrische Energie in Form von chemischer Energie zu speichern.

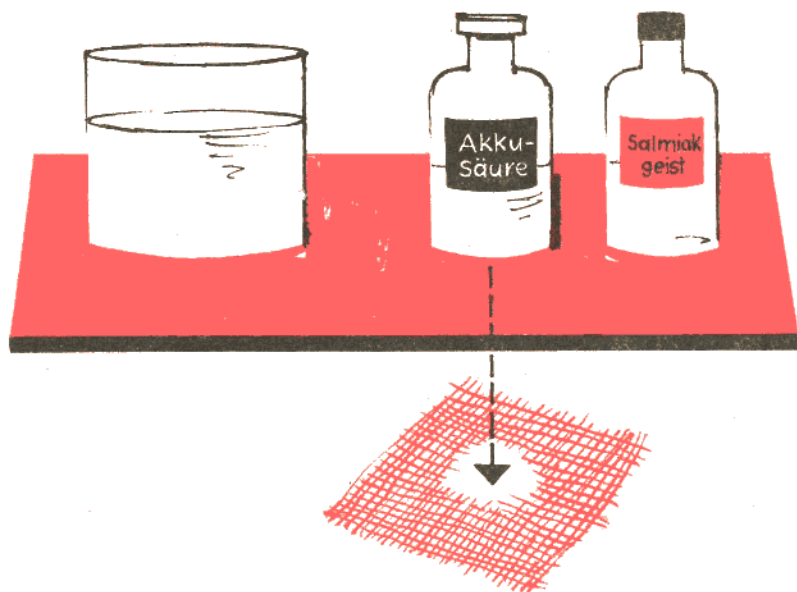
Dazu wieder ein Versuch. Wir bauen noch einmal das galvanische Bad auf, benutzen aber diesmal als Elektroden zwei Bleiplatten oder Bleiblechstreifen, die wir beim Klempner bekommen und zunächst blankschmirgeln. Sie sollen wieder möglichst große Flächen haben (gegebenenfalls mit dem Hammer breitklopfen).

Das Glasgefäß füllen wir mit 20prozentiger Schwefelsäure, die wir in Chemikalienhandlungen oder Autowerkstätten

als Akkumulatorensäure gleich in der richtigen Verdünnung erhalten.

Für den Umgang mit der Akkusäure ist große Vorsicht nötig, denn die Säure hat stark ätzende Wirkung! Sie zerstört schon nach kurzer Zeit Textilien, Holz und Papier. Wir legen also vorsichtshalber eine Sprelacart- oder Glasplatte unter und passen gut auf, daß keine Säure verspritzt wird. Ist doch einmal etwas danebengegangen, so betupfen wir die Säureflecken sofort mit reichlich Salmiakgeist (den wir vorsorglich griffbereit halten) und spülen dann mit Wasser nach. Säure unter Verschuß halten und Flasche auffällig kennzeichnen! Beim Arbeiten mit Schwefelsäure wollen wir unbedingt eine Schutzbrille tragen, wie das auch in der Schule bei entsprechenden Chemie-Experimenten vorgeschrieben ist. Schon ein kleiner Säurespritzer kann sehr schwere Augenschäden verursachen! Sollten wir trotz aller Vorsicht einen Säuretropfen auf die Hand bekommen, so spülen wir sofort mit Salmiakgeist und danach mit Wasser gut ab. Die Verwendung von Gummihandschuhen – abgelegte Küchenhandschuhe, die danach aber nicht wieder für Küchenzwecke benutzt werden dürfen! – ist keineswegs eine übertriebene Vorkehrung, erst recht nicht die Schutzbrille, denn beim Auge kommt jedes Ausspülen zu spät!

Zwischen den beiden Bleiplatten können wir mit einem Voltmeter oder einer Lampe zunächst keine Spannung feststellen. Wir müssen den Akku erst aufladen. Als Ladestromquelle benutzen wir zwei in Serie geschaltete Flachbatterien von je 4,5 V, so daß wir über 9 V verfügen. Die Stromquelle schalten wir in Serie mit einer 6-V-Lampe und dem Versuchsakku so, wie es Abb. 31 zeigt. Am Aufleuchten der Lampe sehen wir, daß ein Strom fließt, gleichzeitig sorgt die Lampe als Vorwiderstand dafür, daß dieser Strom nicht zu stark wird.



Nach einiger Zeit beobachten wir, daß die mit Plus verbundene Bleiplatte sich bräunlich zu färben beginnt. Wir warten, bis diese Färbung deutlicher wird, und schalten dann ab. Jetzt können wir eine Lampe für 1,5 bis 2,5 V direkt zwischen beide Platten schalten. Sie wird hell aufleuchten (Abb. 32). Nach einiger Zeit läßt die Leuchtkraft nach — der Akku ist entladen. Wir können ihn dann wie zuvor beschrieben erneut aufladen und diesen Vorgang viele Male wiederholen. Wichtig ist stets, daß der Pluspol der Ladebatterie immer mit dem Pluspol des

Akkus (dunkle Platte) verbunden wird. Der Ladestrom verläuft also in umgekehrter Richtung wie der Entladestrom! Außerdem muß die Spannung der Ladebatterie stets etwas höher sein als die des Akkus, da sie ja die im Akku bei der Ladung entstehende Gegenspannung überwinden muß. Die von einem solchen Bleiakku abgegebene Spannung beträgt ungefähr 2 V.

Die Ladung unseres Versuchsakkus hält nur kurze Zeit vor und ist nicht sehr groß; dazu sind die Plattenoberflächen zu klein. Industriell gefertigte Akkus ha-

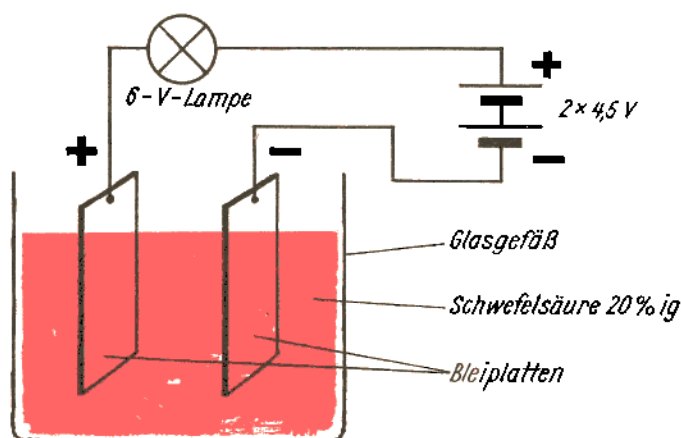


Abbildung 31

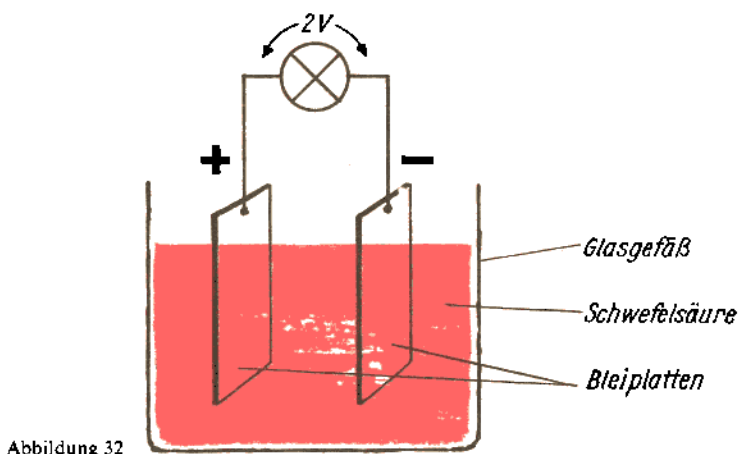


Abbildung 32

ben deshalb speziell präparierte Platten mit sehr poröser Struktur und entsprechend großer wirksamer Oberfläche. Aus dem gleichen Grunde sind dort auch für jede Elektrode mehrere miteinander verbundene Platten vorhanden, die so angeordnet sind, daß sich immer eine positive und eine negative Platte gegenüberstehen.

Vorteilhaft beim Bleiakkum ist sein sehr geringer Innenwiderstand (er kann weit unter $0,1 \Omega$ liegen, je nach Größe des Akkus); der Akku vermag daher sehr hohe Ströme ohne merklichen Spannungsrückgang zu liefern. In dieser Beziehung ist er dem Trockenelement weit überlegen.

Nach dem gleichen Prinzip baut man kleine gasdichte Akkus auf, die im Innern ebenfalls nicht trocken sind, obwohl sie unter der Bezeichnung Trockenakkus gehandelt werden. Für unsere Zwecke sind besonders die kleinen preiswerten 2-V-Trockenakkus gut geeignet. Derartige Akkus enthalten Zusätze, die das bei der Ladung auch hier durch elektrolytische Zersetzung des Wassers entstehende Wasserstoffgas binden. Es würde sonst das Gehäuse aufblähen und sprengen. Ansonsten arbeitet ein solcher Akku nach dem gleichen Prinzip wie unser Versuchsakku.

Wir können einen gekauften Trocken-

akku zunächst über eine Lampe entladen, bis er fast leer ist (restlos entladen soll man Akkus nie!), und ihn dann in der beschriebenen Weise wieder aufladen und so fort.

Es gibt noch andere Akkuarten, die bekannteste unter ihnen ist der Nickel-Kadmium-Akku. Sein Name weist auf die Elektrodenmetalle hin; als Elektrolyt dient hier Kalilauge. Er arbeitet nach dem gleichen Prinzip wie der Bleiakku, seine Spannung liegt bei etwa 1,2 V je Zelle (bei Akkus wird an Stelle des Begriffes Element der Ausdruck Zelle benutzt), sein Innenwiderstand ist nicht ganz so niedrig wie der des Bleiakkus. Dagegen ist er robuster und im Betrieb unempfindlicher gegen Überladung oder zu tiefe Entladung.

Elektromagnetismus

Die Spule

Magnetische Wirkungen des Stromes hatten wir schon kennengelernt und dabei festgestellt, daß das magnetische Kraftfeld um einen geraden Leiter recht schwach ist. Was können wir tun, um es zu verstärken?

In Abb. 33 ist nochmals der Draht aus dem Versuch nach Abb. 7 dargestellt.

Der Pfeil zeigt die Richtung der Kraftlinien an. Biegen wir den Draht zu einer Schleife, wie es Abb. 34 zeigt, so erkennen wir deutlich, daß die Kraftlinien im Innern der Schleife die gleiche Richtung haben. Dort drängen sie sich also enger zusammen — das Magnetfeld im Innern der Schleife ist stärker! Wir können es weiter verstärken, wenn wir den Draht zu einer Wendel aufwickeln (Abb. 35).

Ein solches Gebilde nennt der Techniker Spule. Im Spulenninnern haben alle Kraftlinien die gleiche Richtung; sie treten an einem Spulenende aus und am anderen in die Spulenchse ein. Wenn wir diese Spule an eine Batterie anschließen, können wir mit einigen Magnetnadeln die Form und Richtung des Kraftfeldes verfolgen. In Abb. 35 ist angedeutet, welche Stellung diese Nadeln einnehmen, wenn die Spule vom Strom durchflossen wird.

Eine Spule, die ein recht kräftiges Magnetfeld erzeugt, erhalten wir, indem wir eine leere Garnrolle mit Draht bewickeln. Der Draht soll nicht zu dünn sein (sonst wird sein Widerstand zu hoch und der Spulenstrom zu schwach), andererseits aber doch so dünn, daß wir auf der

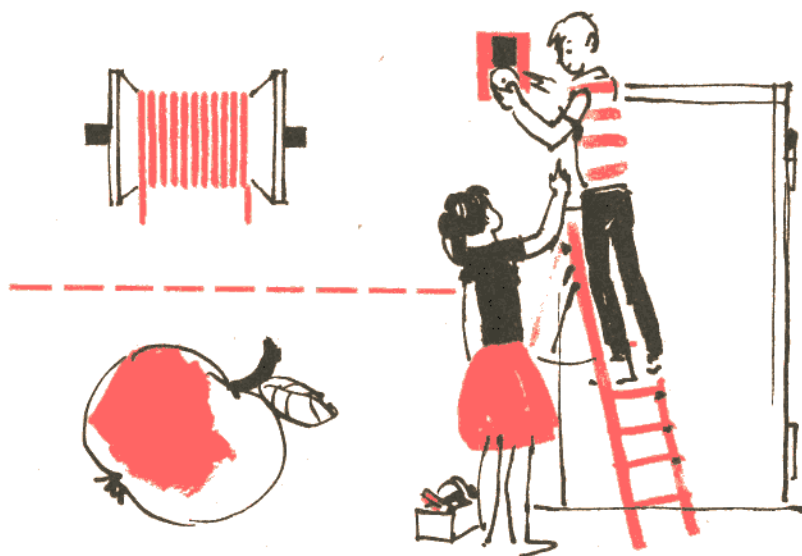
Spule wenigstens 100 bis 200 Windungen unterbringen (Abb. 36).

Den Draht für diese Spule erhalten wir durch Abwickeln einer alten Radiodrosselspule oder einer anderen Spule, die wir aus der Schrottkiste einer Werkstatt billig bekommen. Es muß isolierter Draht sein, denn wenn die einzelnen Windungen sich metallisch berühren würden, könnte der Strom direkt von der einen Windung auf die nächste übergehen und sich den langen Weg durch die Drahtwicklung sparen.

Abb. 37 zeigt, wie wir die so angefertigte Spule mit unserer Batterie verbinden. Die Schaltsymbole für Batterie und Schalter kennen wir schon, und das Symbol für die Spule prägt sich leicht ein.

In Abb. 37 ist der Schalter noch offen, es kann also kein Strom fließen. Einige Magnetnadeln, die wir in Nähe der Spule aufgestellt haben, stellen sich in die Nordsüdrichtung der Erde ein, beispielsweise so, wie in Abb. 37 angegeben.

Nun schalten wir den Schalter ein (Abb. 38). Der Strom fließt durch die Spule und baut das Magnetfeld um die Spule auf, wie der Fachmann sagt. Die



Magnetnadeln stellen sich sofort so ein, wie wir das bei Abb. 35 schon gesehen haben. Unsere Spule wirkt jetzt also offenbar wie ein Permanentmagnet, dessen Pole sich an den Stirnflächen der Spule befinden.

An den Magnetnadeln können wir erkennen, was der Nord- und was der Südpol ist. Polen wir die Batterie um, so daß der Strom umgekehrt durch die Spule fließt, so drehen sich auch die Magnetnadeln um – der Nord- und der Südpol sind jetzt vertauscht. Aus früheren Versuchen wissen wir, daß die Richtung des Magnetfeldes von der Stromrichtung abhängt.

Die Spule ist nun wie ein normaler Permanentmagnet in der Lage, kleine Eisen- teilchen (z. B. Stecknadeln) anzuziehen.

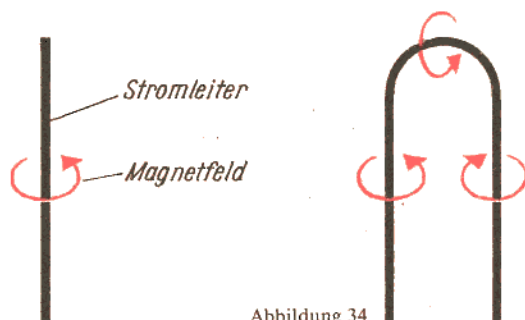


Abbildung 34

Abbildung 33

Versuchen wir das einmal und schalten wir, wenn die Stecknadeln an unserer Spule hängen, den Schalter aus. Der Magnetismus verschwindet – die Stecknadeln fallen ab. Mit dem Schalter können wir den Magnetismus also beliebig entstehen und verschwinden lassen.

Wir wickeln nun die Hälfte der Windungen von unserer Spule wieder ab – aber den abgewickelten Draht schneiden wir nicht ab, sondern lassen ihn lose auf dem Boden liegen, so daß er noch vom Strom durchflossen wird. Dann schalten wir wieder ein.

Wir stellen fest, daß die Spule jetzt die Stecknadeln merklich schwächer anzieht als zuvor. Die Stärke des Magnetfeldes ist also von der Windungszahl der Spule abhängig – das ist leicht erklärlich, wenn wir uns noch einmal überlegen, wie die Spule zustande gekommen ist (Abb. 33 bis 35). Den abgewickelten Draht durften wir nicht abschneiden, weil unser Experiment sonst mißlungen wäre. Durch Verkürzung der Drahtlänge wird der Widerstand im Stromkreis geringer – der Strom also stärker. Stärkerer Strom bedeutet aber stärkeres Magnetfeld, so daß die Schwächung des Magnetfeldes durch die verringerte Win-

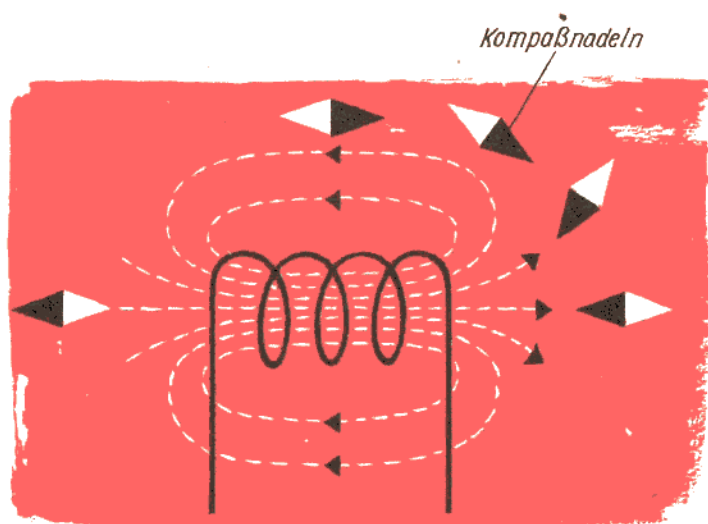


Abbildung 35

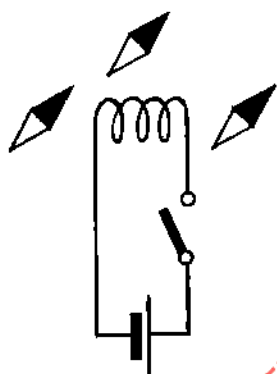


Abbildung 37

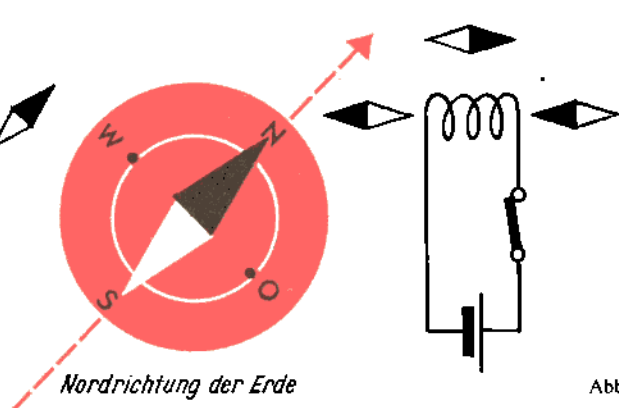


Abbildung 38

dungszahl wieder ausgeglichen würde und ein Unterschied nicht zu merken wäre.

Die Beobachtung, daß das Magnetfeld mit stärkerem Strom stärker wird, machen wir auch, wenn wir zwei Batterien in Serie schalten und die Spule mit der doppelten Spannung betreiben. Da der Widerstand der Spule der gleiche geblieben ist, muß jetzt nach dem Ohmschen Gesetz ein doppelt so starker Strom fließen, was wir an der deutlich stärkeren Anziehungskraft erkennen.

Wir merken uns: Die Stärke des Magnetfeldes einer Spule hängt erstens von der Windungszahl und zweitens von der Stromstärke ab. Fließt kein Strom, dann ist auch kein Magnetfeld vorhanden.

Daß es sich bei unserer Spule um den gleichen Magnetismus handelt wie beim

Permanentmagneten, können wir beweisen, indem wir mit der stromdurchflossenen Spule einen Stahlnagel durch Bestreichen in einer Richtung magnetisieren, wie wir das früher schon mit dem Permanentmagneten getan hatten. Der Stahlnagel läßt sich mit der Spule ebenso gut magnetisieren, allerdings nicht ganz so kräftig — dazu ist unsere Spule zu schwach. Besonders gut gelingt dieser Versuch, wenn wir den Stahlnagel nicht bestreichen, sondern in die Längsbohrung der Garnrolle einfach hineinschieben. Er wird dann von den magnetischen Kraftlinien der Länge nach durchflossen und so besonders wirksam beeinflusst.

Wir schieben nun in die Spule einen Kern aus Weicheisen hinein: einen dicken Zimmermannsnagel oder auch ein Bündel passend geschnittener Eisendrähte (Blumenbindedraht). Zuvor probieren wir mit dem Permanentmagneten, ob es sich auch wirklich um Weicheisen und nicht etwa um Stahl handelt. Der Eisenkern soll nach Bestreichen mit dem Permanentmagneten nicht magnetisch bleiben, was wir durch die anschließende Probe mit einigen Stecknadeln feststellen.

Wenn wir die Spule jetzt einschalten, bemerken wir, daß ihre Magnetkraft durch den Eisenkern bedeutend verstärkt worden ist. Stecknadeln werden heftiger angezogen, die Kompaßnadel schon auf größere Entfernung beeinflusst und so

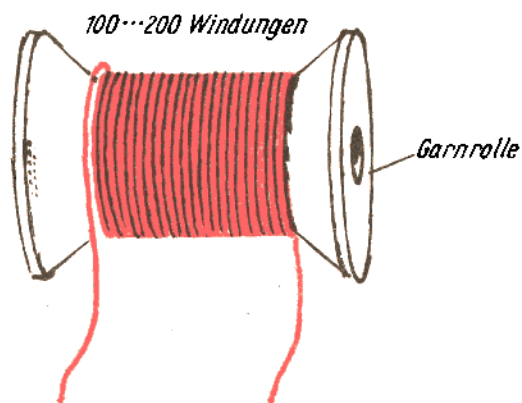
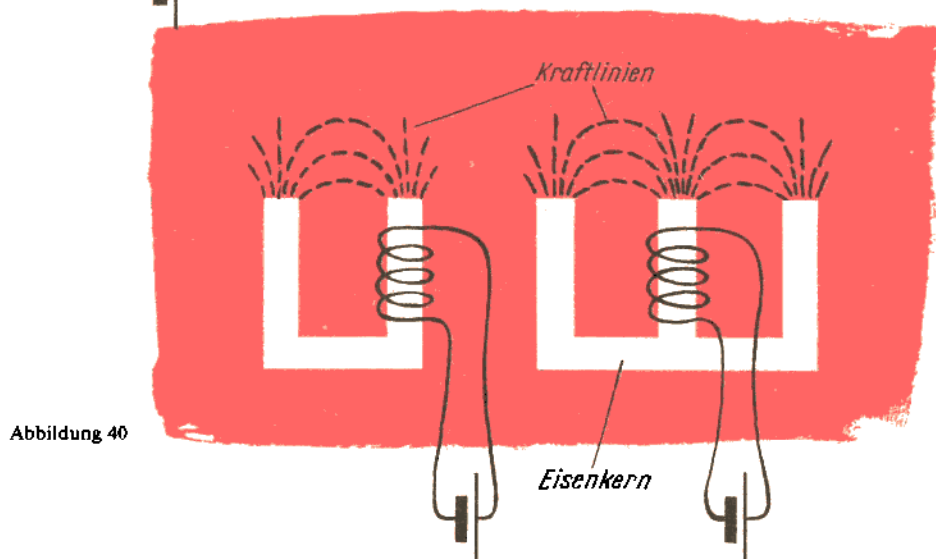
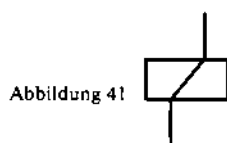
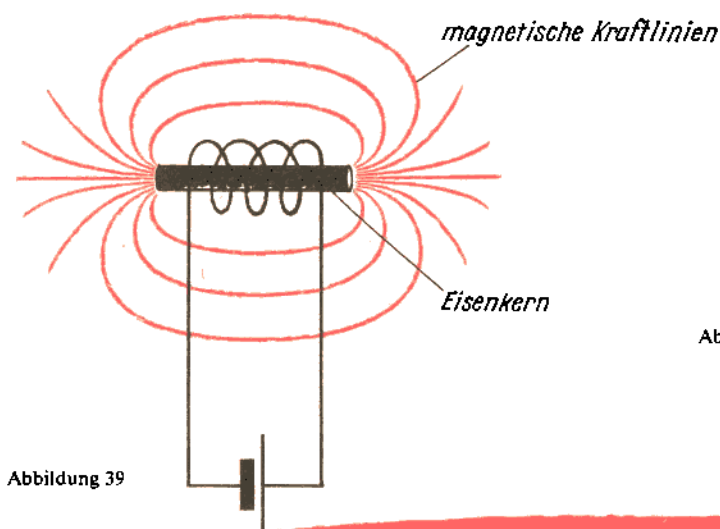


Abbildung 36

weiter. Beim Abschalten des Stromes verschwindet die Magnetkraft wieder. Die verstärkte Magnetkraft rührt daher, daß der Eisenkern einmal die Kraftlinien „bündelt“ – Abb. 39 veranschaulicht das –, zum anderen ist Eisen ein sehr guter magnetischer Leiter, wohingegen die Luft den magnetischen Kraftlinien einen ziemlich großen Widerstand entgegensetzt. Elektromagneten für technische Zwecke haben daher immer einen Eisenkern. Tatsächlich ist unsere Garnrolle nichts anderes als ein Elektromagnet.

Man kann die Kraftlinien noch enger auf ein bestimmtes Gebiet konzentrieren und dort stärkere Magnetkraft erreichen, wenn der Luftweg für die Kraftlinien durch zweckmäßige Ausbildung des Eisenkerns möglichst verkürzt wird. Abb. 40 zeigt dafür ein Beispiel. Wir können diese Elektromagnetform selbst bauen, wenn wir Eisenblechstreifen U-förmig biegen und an ein Ende des Spulenkerne ansetzen. Die in Abb. 40 ange deutete Spule wird dann wieder von der bewickelten Garnrolle gebildet.



Gegenstände, die wir jetzt vor den Elektromagneten bringen, werden von beiden Magnetpolen (der untere ist hier doppelt nach oben geführt) kräftig angezogen. Diese Elektromagnetform finden wir oft in Starkstrom-Schalterschützen (das sind besondere Bauformen der Relais, über die wir noch Näheres erfahren).

Wir prägen uns nun das Schaltsymbol für einen Elektromagneten (Kraftmagneten) ein — Abb. 41 —, es wird überall da benutzt, wo der Elektromagnet die Aufgabe hat, eine mechanische Kraftwirkung auszuüben. Der Schrägstrich im quer zur Leitung liegenden Kästchen symbolisiert die Wicklung.

Wie bei dem Versuch nach Abb. 6 können wir auch bei unserem Garnrollen-Elektromagneten eine Pappe auflegen und mit aufgestreutem Eisenpulver das Kraftfeld sichtbar machen.

Wir bauen eine elektrische Klingel

Abb. 42 zeigt uns, wie wir aus dem Garnrollen-Magneten eine elektrische Klingel bauen können. Die bewickelte Garnrolle wird quer auf einem Holzbrettchen befestigt. Vor einem Ende des Eisenkerns bringen wir ein Eisenblech an (der Fachmann nennt dieses Blech den Anker), das sich um einen als Achse dienenden Nagel drehen kann und welches wir mit einem steifen Draht (halbierte Stricknadel) zum Klöppelstiel verlängern. Damit der Magnet kräftig genug wirken kann, soll der Anker höchstens 5 mm vom Spulenkern entfernt sein. Eine kleine Feder (Gummibändchen) hält ihn in dieser Lage. Eventuell können wir rechts vom Anker noch einen Nagel in das Brett schlagen, an den der Anker sich anlegt, damit er sich nicht zu weit vom Kern entfernen kann.

Schalten wir den Strom ein, wird der Anker angezogen, die Glocke macht einmal

„bim“ — das ist alles. Schalten wir aus, so holt die Feder den Anker wieder zurück, und beim nächsten Einschalten ertönt wieder ein Glockenschlag. Wir müßten also den Strom ständig ein- und ausschalten, um ein rasch wiederholtes Anschlagen zu bewirken. Diese Arbeit kann uns die Klingel selbst abnehmen, wenn wir einen kleinen Trick anwenden.

Wir bauen die Klingel jetzt so auf, wie es Abb. 43 zeigt. Der Übersichtlichkeit halber ist der Aufbau hier symbolisch skizziert. Batterie und Spule kennen wir schon aus Abb. 42. Neu ist jetzt der Ankerkontakt K. Er besteht aus dem Ankerblech selbst und einer Kontaktspitze, an die sich der Anker bei stromloser Spule anlegt. Als Kontaktspitze kann der Nagel dienen, der den Anker am zu weiten Zurückweichen hindert. Auf den Einschalter wurde in Abb. 43 der Einfachheit halber verzichtet.

Sobald der Stromkreis geschlossen ist, fließt der Spulenstrom über den Kontakt K, die Spule wird magnetisch, zieht den Anker an — der Klöppel schlägt gegen die Glocke —, aber in diesem Moment wird der Stromkreis beim Kontakt K unterbrochen, weil der angezogene Anker die Kontaktspitze nicht mehr berührt.

Die Spule ist also abgeschaltet, der Anker fällt demzufolge wieder von der Spule ab und legt sich erneut an K an. Dadurch wird der Stromkreis wieder geschlossen, der Anker zieht erneut an, trennt dabei den Stromkreis auf — und so fort. Der am Anker sitzende Klöppel schlägt fortwährend gegen die Glocke.

Dieses Prinzip wird in älteren Büchern noch nach seinem Erfinder als Wagner-scher Hammer bezeichnet. Wir wollen uns aber gleich an die technisch exakte Bezeichnung Selbstunterbrecher gewöhnen. Der Name ergibt sich aus der Funktion: Die Anordnung unterbricht ihren Stromkreis selbsttätig. Sie stellt praktisch die Kombination eines Elektromagneten mit einem Schalter dar.

Abbildung 42

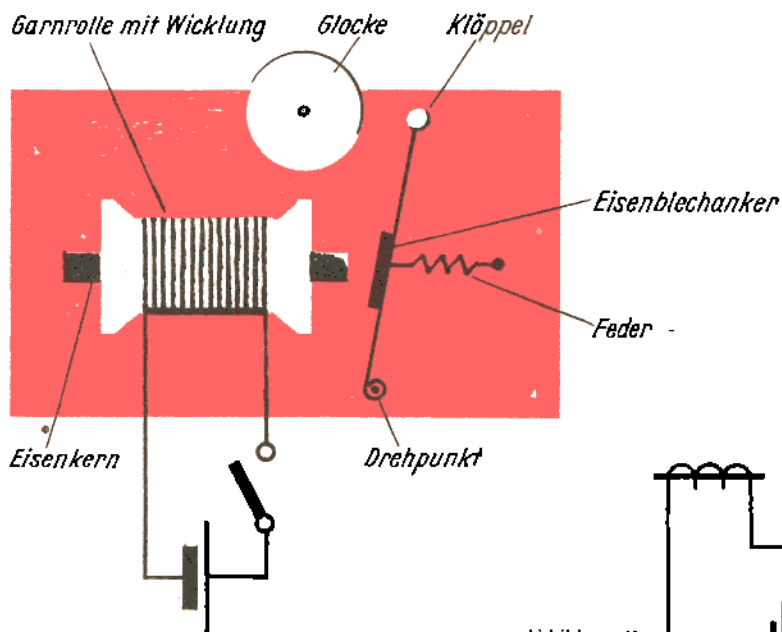


Abbildung 43

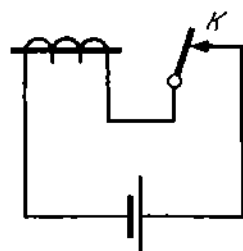
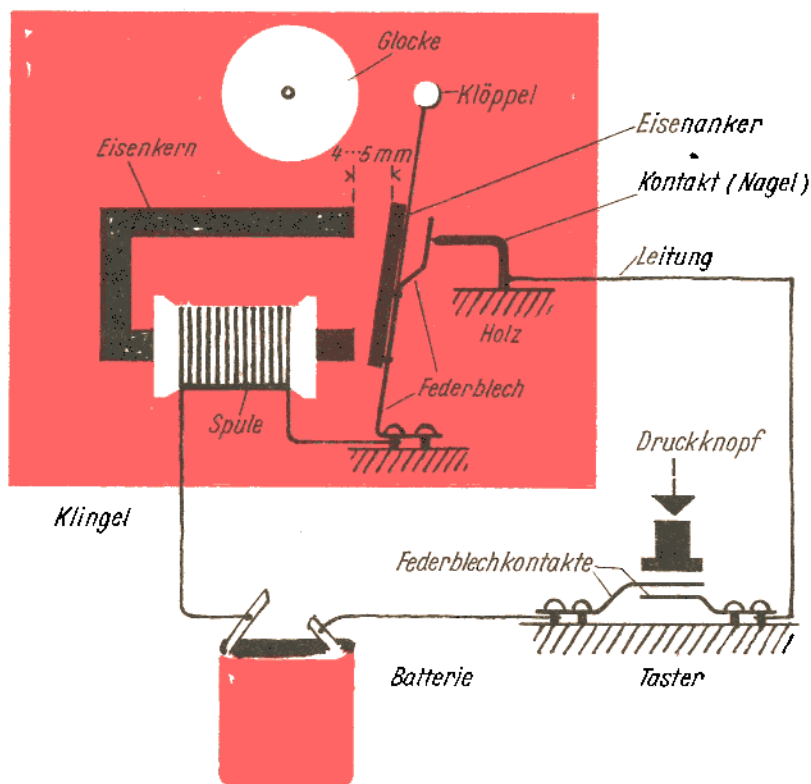


Abbildung 44



Den endgültigen Aufbau unserer Klingel für Batteriebetrieb zeigt Abb. 44. Sie enthält ferner eine Verbesserung: Der Eisenkern der Spule ist U-förmig gebogen, um die Kraftwirkung zu erhöhen. Mit einigen Eisenblechstreifen läßt sich diese Form leicht herstellen; sie entspricht der Form in Abb. 40. Die Spule wickeln wir randvoll mit lackiertem Kupferdraht (Kupferlackdraht, abgekürzt CuL) von etwa 0,3 bis 0,4 mm Durchmesser.

In Abb. 44 wird gleichzeitig der vollständige Stromlauf dargestellt und gezeigt, wie wir aus zwei Federblechstreifen (Messingblech oder Uhrfederstücke) einen Klingeltaster als Schalter selbst bauen können. (Ein Taster ist ein Schalter, der den Stromkreis nur schließt, solange man auf den Knopf drückt).

Damit wir uns an die in der Technik übliche Symboldarstellung – Schaltzeichnung, Stromlaufplan oder kurz Schaltung genannt – gewöhnen, ist in Abb. 45 die gleiche Anordnung noch einmal unter Benutzung der uns schon bekannten Symbole gezeichnet. M ist die Magnetspule, K der Ankerkontakt, B die Batterie und T der Taster. Die Schaltzeichnung sagt also nichts über die Lage der Teile und die Länge der Leitungen zwischen ihnen aus, sondern stellt die Symbole so dar, daß sich eine möglichst übersichtliche Zeichnung ergibt. Kontakte der Art wie K in dieser Abbildung werden immer so gezeichnet, wie sie bei stromloser Spule stehen.

Sehen wir uns jetzt einmal eine solche Klingel in einem Bastlerbedarfsladen an! Wenn wir die Haube abnehmen, erkennen wir genau den Aufbau der Klingel von Abb. 44. Mitunter sitzt auf dem oberen Magnetkernschenkel noch eine zweite Spule, die mit der ersten in Serie geschaltet ist und die Magnetkraft verstärkt.

Eine „Klingel“ wollen wir aber im Bastlerladen nicht verlangen, sonst hält man

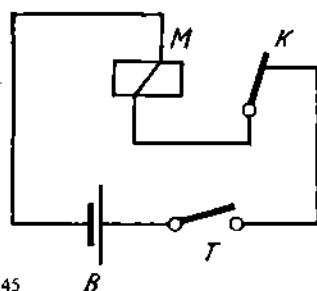


Abbildung 45

uns dort für Laien. Der Fachmann nennt ein solches Gebilde einen Wecker. Das, was wir gebaut haben, ist ein Gleichstromwecker, denn unsere Batterie liefert Gleichstrom. Es gibt aber auch Wecker, bei denen der Unterbrecherkontakt K fehlt. An eine Batterie angeschlossen, machen sie genau wie unser erster Versuchsaufbau nur einmal „bim“. Sie sind für Wechselstrom bestimmt.

Über den Unterschied zwischen Gleich- und Wechselstrom erfahren wir bald noch Näheres, vorläufig brauchen wir nur zu wissen, daß Wechselstrom ein pulsierender Strom ist, der seine Richtung ständig ändert. Also pulsiert auch das Magnetfeld der Spule, und deshalb wird der Anker rhythmisch angezogen, so daß eine besondere Selbstunterbrechung nicht nötig ist. Aber auch wenn die Selbstunterbrechung zusätzlich (bei einem Gleichstromwecker) vorhanden ist, klappt die Sache. Wir können unseren selbstgebauten Gleichstromwecker deshalb später auch mit Wechselstrom betreiben, hingegen einen Wechselstromwecker niemals mit Gleichstrom. Der Versuchsaufbau nach Abb. 42 stellt – wenn wir von der Batterie absehen – bereits einen Wechselstromwecker dar.

Das Relais – ein elektromagnetischer Schalter

Relais (das Wort kommt aus dem Französischen) haben in der Elektrotechnik große Bedeutung.



Ein Relais besteht aus einem Elektromagneten, der einen Anker anzieht. Dieser Anker betätigt einen oder mehrere Schaltkontakte, die aber mit der Magnetspule nicht in Verbindung stehen. Eine Selbstunterbrechung erfolgt also dabei nicht. Man kann aber, wie wir gleich sehen werden, den Selbstunterbrecher als einen Spezialfall des Relais ansehen. Tatsächlich läßt sich grundsätzlich mit jedem Relais eine Selbstunterbrecherschaltung verwirklichen, wenn die Kontakte – so wie wir das beim Wecker gemacht haben – mit der Spule verbunden werden.

Relais sind zu Tausenden beispielsweise in den Fernsprechämtern vorhanden. Wenn wir eine Telefonwählscheibe drehen, betätigen wir damit zugleich in der Telefonzentrale über ein Dutzend Relais! Eine andere Bauart von Relais – für Starkstromzwecke – ist das Schaltschütz. Dort betätigt der Magnet kräftige Starkstromkontakte, so daß mit einem relativ schwachen Spulenstrom über den Umweg der Relaiskontakte um ein Vielfaches stärkere Ströme geschaltet werden können.

Wir wollen uns mit dem Prinzip des Relais bekannt machen, denn ab und zu

werden uns die Relais auch in der Elektronik begegnen. Unseren nach Abb. 44 selbstgebaute Wecker können wir leicht in ein Relaismodell umwandeln.

Abb. 46 zeigt die entsprechende Schaltung. Der praktische Aufbau ist uns vertraut, aber wir entfernen die Glocke, denn der Anker hat jetzt nur noch die Funktion eines Schalthebels. Kontakt 1 entspricht dem bereits vorhandenen Unterbrecherkontakt K aus den vorangegangenen Abbildungen, er ist jetzt aber nicht mehr mit der Spule verbunden. Neu ist Kontakt 2, den wir auf der anderen Seite des Ankers so anordnen, daß ihn der Anker oder Klöppelstiel berührt, kurz bevor der Anker ganz am Spulenkern anliegt.

Wenn der Magnet stromlos ist, liegt der Anker also am Kontakt 1 an. Schalten wir mit T den Spulenstrom ein (ihn liefert nun die Batterie B 1), dann legt sich der Anker an Kontakt 2 an.

Wie wir sehen, ist jetzt ein zweiter Stromkreis vorhanden, der aus der Batterie B 2 und den Lampen L 1 und L 2 besteht. Ist T geöffnet, so ist Kontakt 1 geschlossen, und Lampe L 1 leuchtet. Schließen wir T, so wird Kontakt 1 geöffnet und 2 geschlossen. L 1 erlischt, und L 2 leuchtet

auf. Da keine Selbstunterbrechung vorliegt, bleibt der Anker in dieser Stellung, bis wir T wieder öffnen.

Durch die Einschaltung des Steuerstromkreises (so genannt, weil wir mit ihm die Vorgänge im anderen Stromkreis steuern) haben wir eine Umschaltung zweier Lampen im anderen Stromkreis erreicht. Beide Stromkreise haben keinerlei Verbindung miteinander. Wir können also im Lampenstromkreis ganz andere Verhältnisse haben als im Steuerstromkreis. Beispielsweise läßt sich eine Relaisspule so wickeln, daß bereits geringe Batteriespannungen oder geringe Spulenströme ausreichen, den Anker zu betätigen. Die Ankerkontakte können dann weit stärkere Ströme schalten.

Wenn beispielsweise die Lampen L 1 und L 2 sehr hohe Stromaufnahme haben und aus größerer Entfernung eingeschaltet werden sollen, könnte man den Lampenstrom nicht über längere Leitungen führen, da sie ebenfalls einen Widerstand haben und durch den an ihnen entstehenden Spannungsabfall den Strom zu sehr schwächen. Man setzt dann die Lampen an Ort und Stelle mit ihrer Stromquelle B 2 und dem Relais dicht zusammen und braucht für die Lampenleitungen nur noch kurze Verbindungen zu den Relaiskontakten. Das Relais wird dann aus größerer Entfernung über eine Leitung betätigt, die bedeutend höheren Widerstand haben darf (also dünner sein darf), denn die Relaisspule benötigt ja nur einen recht geringen Steuerstrom. Dies als Anwendungsbeispiel.

An die Stelle der Lampen können auch andere Stromverbraucher, etwa Motoren oder weitere Relaisspulen treten, wenn nur die Kontakte kräftig genug für die zu schaltenden Ströme gebaut sind. Man kann auch mehr als zwei Kontakte vorsehen.

Übliche Fernsprechrelais vermögen sechs und mehr Stromkreise gleichzeitig umzuschalten, mitunter haben sie auch

Abbildung 46

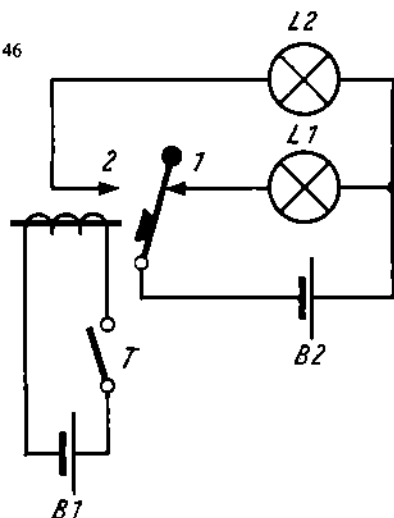
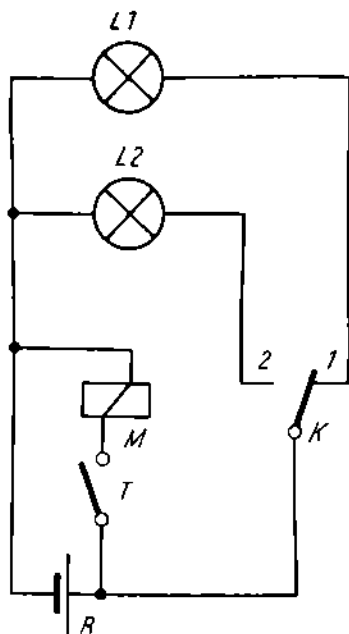


Abbildung 47



mehrere getrennte Wicklungen auf dem Spulenkern, so daß sie von mehreren unabhängigen Steuerstromkreisen aus betätigt werden können. Das Prinzip des Relais ist stets das gleiche, seine Konstruktion dagegen sehr verschieden. Äußerlich hat beispielsweise ein Fernsprechrelais nicht die geringste Ähnlichkeit mit etwa einem Motor-Schalterschütz. Es gibt Motor-Schalterschütze, die größer

sind als der Elektrizitätszähler in unserer Wohnung, und es gibt Miniaturrelais, die nicht größer sind als ein Stück Würfelzucker!

Abb. 47 zeigt, wie wir die Schaltung unseres Relaismodells aus Abb. 46 so abändern können, daß wir für beide Stromkreise mit der gleichen Batterie auskommen. Die Funktion ist gegenüber Abb. 46 unverändert; man muß bei derartigen Schaltungen nur daran denken, daß die Lampen für die gleiche Spannung ausgelegt sein müssen wie die Relaispule, deren Spannung allerdings nicht so kritisch ist wie die der Lampen. Abb. 47 ist außerdem nach den vorschriftsmäßigen Schaltsymbolen gezeichnet. Beim Lesen solcher Schaltungen denken wir daran, daß Relaiskontakte stets so gezeichnet werden, wie sie der Schaltstellung bei stromloser Relaispule entsprechen.

Das Kompaßgalvanometer — ein Hilfsmittel für uns

Für vorangegangene Versuche haben wir einen einfachen Schülerkompaß benutzt. Nähern wir dessen Magnetnadel einem Elektromagneten, so stellen wir fest, daß die Nadel schon bei sehr geringen Stromstärken bzw. aus größerer Entfernung beeinflußt wird, am stärksten dort, wo die magnetische Kraftliniendichte am größten ist: im Innern der Magnetspule.

Auf diesem Wege können wir ein recht empfindliches Nachweisinstrument für schwache elektrische Ströme herstellen, das sich durch Änderung seiner Empfindlichkeit sogar in weiten Grenzen den jeweiligen Versuchsbedingungen anpassen läßt. Damit werden wir bei den nächsten Versuchen noch ohne kostspielige Meßinstrumente auskommen.

Abb. 48 zeigt, wie wir dieses Gerät bauen. Die Spule wird direkt auf das

Kompaßgehäuse gewickelt. Je mehr Windungen wir aufwickeln, desto geringere Ströme bewirken bereits eine deutliche Auslenkung der Nadel. Die Drahtstärke ist nicht kritisch, soll aber nicht zu gering sein, denn der Drahtwiderstand wird sonst schon so hoch, daß er sich bei manchen Versuchen störend bemerkbar macht. Besonders für die später beschriebenen Induktionsversuche ist eine möglichst hohe Windungszahl günstig. Mit etwas Geschick lassen sich durchaus 100 oder mehr Windungen auf dem Kompaß unterbringen. Wenn wir einen schmalen Pappstreifen unterlegen, können wir die ganze Spule mit Lack überstreichen und dann in einem Stück abziehen, so daß wir für den Kompaß sogar mehrere Wicklungen mit unterschiedlicher Windungszahl anfertigen können. Je nach den Versuchsbedingungen haben wir dann die Möglichkeit, die günstigste Windungszahl mit einem Griff auf den Kompaß aufzuschieben. Die Kompaßnadel können wir durch seitliches Vorbeiblicken an der Wicklung (die also nicht zu breit werden darf) noch gut sehen.

Benutzen wir den Kompaß, stellen wir ihn stets so, daß die Nadel bei stromloser Spule parallel zur Wicklung steht, wie es Abb. 48 zeigt. Je nach Stromstärke in der Wicklung wird sie dann mehr oder weniger stark ausgelenkt; die Seite der Auslenkung läßt einen Rückschluß auf die Stromrichtung zu. Wenn wir diesem Zusammenhang einmal mit einer Batterie nachspüren und die Wicklungsenden farbig kennzeichnen (wobei wir gleich die vorschriftsmäßigen Farben benutzen: Blau für den Minuspol, Rot für den Pluspol), können wir auch bei unbekannten Batterien jederzeit die Polarität feststellen.

Eigentlich hätten wir damit bereits ein Meßinstrument gebaut. Unter der Kompaßnadel könnten wir an Stelle der Windrose eine Zahlenskala anbringen,

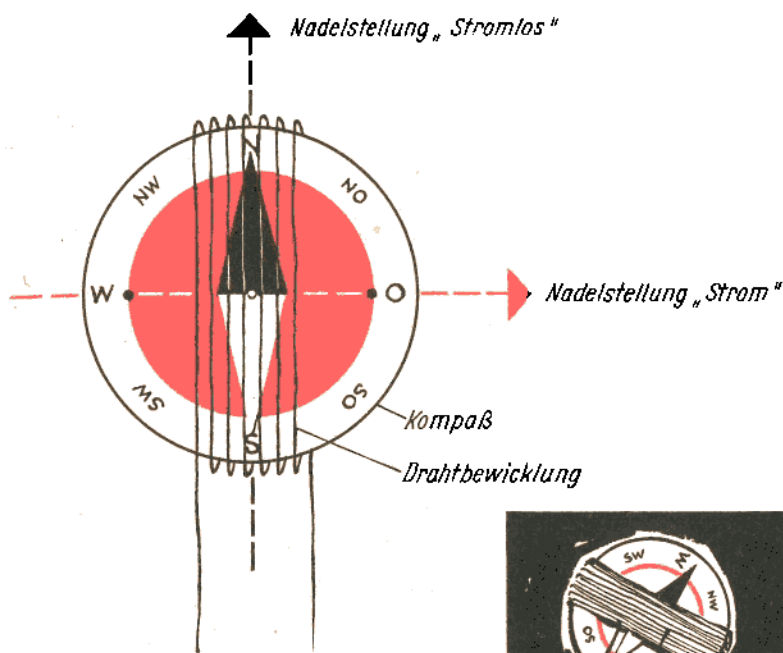


Abbildung 48



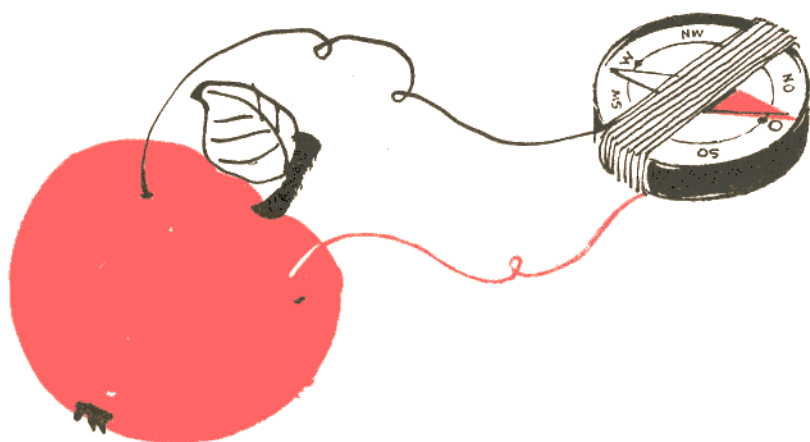
an der die Stromstärke in Ampere angegeben wird. Leider hätte das aber wenig Zweck, weil dieses Instrument zu ungenau wäre, besonders bei großen Ausschlägen der Nadel. Eine solche Eichung wäre für unsere Zwecke auch nicht notwendig.

Mit ungefähr 100 Windungen wird das Galvanometer bereits so empfindlich, daß die Nadel schon bei Strömen von wenigen Milliampere (also wenigen $\frac{1}{1000}$ A) deutlich ausschlägt. Wir können damit besonders bei elektrochemischen Versuchen noch Ströme nachweisen, auf die unsere Lampen längst nicht mehr reagieren.

Versuchen wir einmal, einen Kupfer- und einen Eisendraht in eine Zitrone oder einen unreifen Apfel einzustecken! Kupfer und Eisen ergeben, wie wir bereits wissen, das Elektrodenpaar für ein chemisches Element. Der Elektrolyt unseres Elementes wird hier von der

Fruchtsäure gebildet. Zwischen den beiden Drähten können wir also eine elektrische Spannung abnehmen. Sie ist so schwach, daß sie nicht für den Betrieb einer Lampe ausreicht, und wird nur bei wenigen Zehntel Volt liegen. Der diesem Element entnehmbare Strom ist wegen des sehr hohen inneren Widerstandes ebenfalls sehr gering und beträgt höchstens etwa 1 bis 2 mA. Diese Werte ergeben aber an unserem Kompaßgalvanometer bereits einen deutlichen Nadelausschlag, wenn wir seine Wicklung mit den beiden eingestochenen Drahtelektroden verbinden!

Die Funktion des Kompaßgalvanometers wird uns sofort klar, wenn wir uns Abb. 35 noch einmal ansehen: Die Kompaßnadel ist bestrebt, sich längs der Kraftlinien einzustellen. Andererseits wird sie – wenn wir das Gerät richtig aufgestellt haben! – durch das Erdmagnetfeld quer dazu gestellt. Sie nimmt



also (je nachdem, welches der beiden Magnetfelder überwiegt) eine Zwischenstellung ein.

Es gibt sehr empfindliche wissenschaftliche Instrumente, die ganz ähnlich funktionieren und noch weit geringere Ströme anzeigen können. Sie werden Galvanometer genannt, und wir können deshalb unser Hilfsinstrument durchaus als Kompaßgalvanometer bezeichnen.

Meßinstrumente

Wie funktionieren elektrische Meßinstrumente? Das zu wissen, ist für uns wichtig, denn in der Elektronik kommen wir ohne sie nicht aus. Besonders dann, wenn wir die Rundfunkbasterei erfolgreich betreiben wollen, werden wir uns schon bald ein Meßinstrument anschaffen. Wir müssen dann auch wissen, wie es arbeitet, um es richtig einsetzen zu können.

Für uns sind dabei vorläufig nur zwei Instrumentenarten von Interesse, die auf dem magnetischen Prinzip beruhen.

DAS WEICHEISENINSTRUMENT

Wir nehmen noch einmal unseren Garnrollenmagneten ohne Eisenkern zur Hand, legen jetzt aber in die Bohrung der Garnrolle zwei Eisendrähte lose ein

und schließen die Spule dann — waagrecht gehalten — an die Batterie an. Dabei bemerken wir, daß die beiden Drähte deutlich ein Stück auseinanderweichen. Wie kommt das?

Sehen wir uns Abb. 49 an! Wir wollen annehmen, daß am linken Spulenende der magnetische Nordpol, am rechten der Südpol zustande kommt. Die beiden Eisendrähte wirken dann als Kern und werden im gleichen Sinne magnetisiert. Solange Strom fließt, können wir sie daher als Stabmagnete ansehen. Beide haben links ihren Nord-, rechts ihren Südpol.

Wir wissen aber, daß sich gleichnamige Magnetpole abstoßen. Dies ist der Grund, weshalb die Drähte auseinanderweichen. Sind sie aus Weicheisen, so verschwindet ihr Magnetismus beim Abschalten des Stromes wieder, und durch ihr Gewicht rollen sie in der zylinderförmigen Bohrung der Garnrolle wieder zusammen.

Nach diesem Prinzip sind die Weicheisenmeßgeräte aufgebaut. Sie haben eine flache Spule mit ziemlich großer Mittellochöffnung (Abb. 50), in der ein Eisenblechstreifen (der rechte in der Abbildung) fest angebracht ist, der andere (linke) Streifen ist mit seiner Kante schwenkbar an einer Mittelachse befestigt, die drehbar durch die Spulenmitte führt. An die-

ser Achse ist auch der Skalenzeiger befestigt.

Wenn wir mit Abb. 49 vergleichen, müssen wir von der Seite auf die Spule sehen und uns vorstellen, daß wir einen der Eisendrähte dort festhalten, so daß nur der andere ausweichen kann. Schicken wir jetzt einen Strom durch die Spule von Abb. 50, so wird der linke Streifen nach links weggedrängt – der rechte sitzt ja fest. Der linke Streifen schwenkt um die Achse, dreht diese und damit auch den Zeiger; wie weit, das hängt von der Magnetkraft und damit vom durchfließenden Strom ab, denn der Zeiger spannt, je weiter er auslenkt, die Rückstellfeder an. Sie zieht den Zeiger nach Abschalten des Stromes auch wieder in die Nullstellung zurück. An der Skale kann daher die Stromstärke direkt in Ampere angeschrieben werden.

Diese Geräte, deren Name sich aus ihren wesentlichen Teilen – den Weicheisenstreifen – erklärt, sind recht robust, aber nur für verhältnismäßig starke Ströme ab

etwa 1 A geeignet. Bei schwachen Strömen ist die Abstoßung zwischen den Blechstreifen zu gering.

Für die Anzeige ist es bei den Weicheiseninstrumenten gleichgültig, in welcher Richtung der Strom die Spule durchfließt. Das ergibt sich auch aus Abb. 49: Kehren wir dort die Stromrichtung um, so haben beide Eisendrähte rechts ihren Nordpol, links den Südpol. Auch dann stehen sich also gleiche Pole gegenüber, und die Abstoßung erfolgt in derselben Weise.

DAS DREHSPULINSTRUMENT

Die empfindlichsten Meßgeräte für unsere Zwecke werden nach dem Prinzip der Drehspule gebaut; sie sind in der Technik bei weitem die wichtigsten.

Sehen wir uns Abb. 51 an! Zwischen den beiden Polen eines Permanentmagneten (wie wir ihn in Abb. 6 schon kennenlernten) ist eine Spule um ihre Querachse drehbar angeordnet. Wir schicken einen Strom durch sie, und zwar in der Rich-

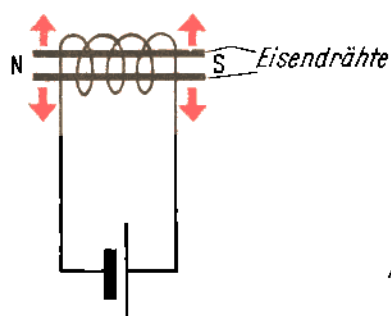


Abbildung 49

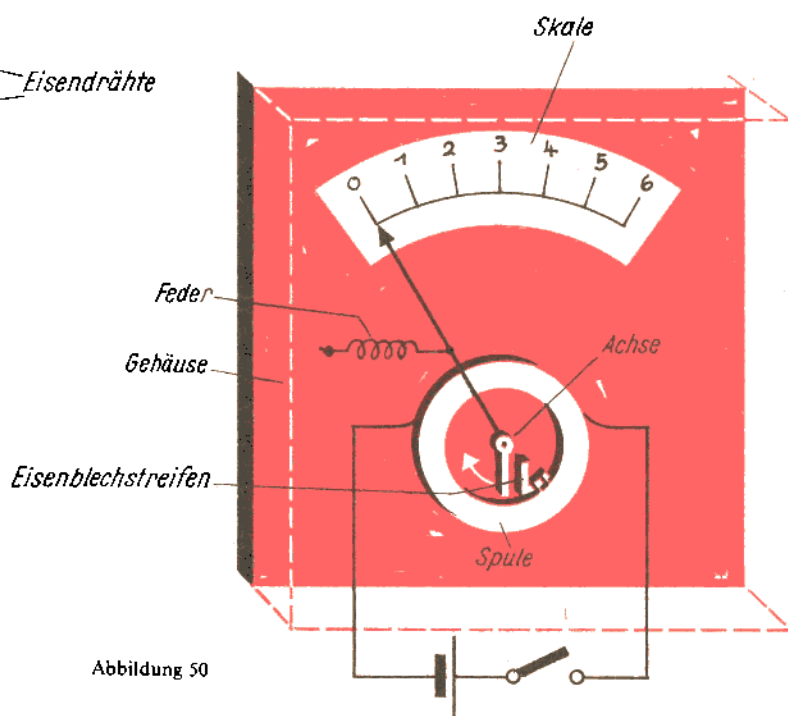


Abbildung 50

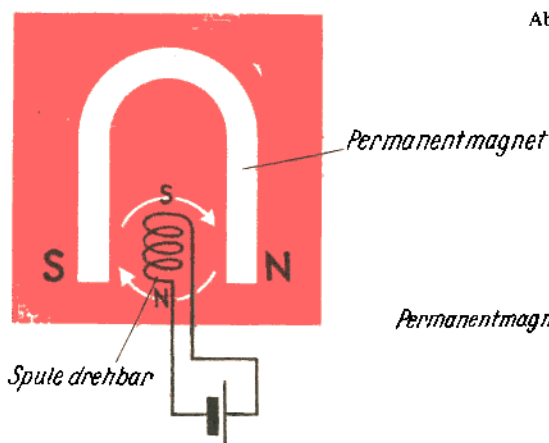


Abbildung 51

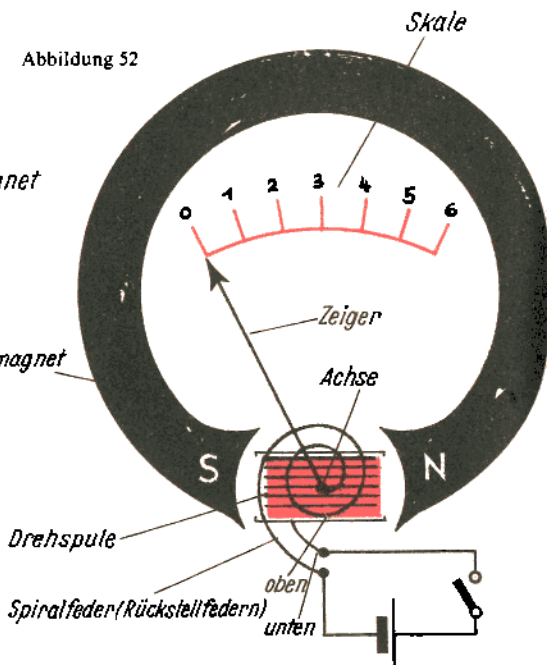


Abbildung 52

tung, daß sich oben an der Spule der Südpol, unten der Nordpol bildet. Da sich ungleichnamige Pole anziehen, wird das obere Spulenende zum rechten Pol des Permanentmagneten, das untere zum linken Pol gezogen – die Spule dreht sich im Uhrzeigersinn.

Abb. 52 zeigt uns, wie ein Drehspulinstrument praktisch aufgebaut ist. Der Permanentmagnet hat Ringform, und die Spule ist auf ein flaches, auf einer Achse drehbar angeordnetes Rähmchen gewickelt. Im übrigen entspricht die Funktion dem bei der Abb. 51 Gesagten: An der Achse ist wiederum der Zeiger befestigt, der von der Spulendrehung mitgenommen wird. Die Stromzuführung zur Drahtspule erfolgt aber hier über zwei kleine Spiralfedern, die ähnlich wie die Unruhfeder in einer Uhr aussehen. Diese Federn wirken gleichzeitig als Rückstellfedern, um den Zeiger bei stromloser Spule wieder in Nullstellung zu bringen. In Abb. 52 ist nur die obere dieser beiden Federn eingezeichnet.

Beim Drehspulinstrument muß die Stromrichtung beachtet werden. Kehren

wir bei Abb. 51 die Stromrichtung um, so entsteht der Südpol der Spule unten, der Nordpol oben. Die Spule würde sich also nach links drehen! Deshalb ist bei Drehspulinstrumenten stets an den Anschlüssen die Polarität mit + und – angegeben.

Drehspulinstrumente lassen sich so empfindlich bauen, daß der Zeiger schon bei Strömen von $50 \mu\text{A}$ ($= 0,00005 \text{ A}$) bis zum Skalenende ausgelenkt wird. Solche Instrumente haben dann auf der Drehspule mehrere tausend Windungen mit Drahtstärken, die dünner sind als ein Menschenhaar. Die Achse ist wie bei hochwertigen Uhren in Edelsteinen gelagert, Drehspule und Zeiger sind sehr leicht, und die Rückstellfedern haben nur ganz schwache Kraft. Als Permanentmagneten werden Speziallegierungen benutzt, die ein besonders kräftiges Magnetfeld erzeugen.

Solche Instrumente sind natürlich nicht billig und gegen Überlastungen (zu starke Ströme) sehr empfindlich. Bei zu starkem Strom schlägt der Zeiger leicht so heftig aus, daß er abbricht oder die

Achse verbiegt – oder der dünne Draht der Drehspule brennt gar durch. Beim Umgang mit den empfindlichen Drehspulinstrumenten ist daher Sorgfalt nötig.

VOLTMETER UND AMPEREMETER

Worin besteht der Unterschied zwischen Voltmeter und Amperemeter? Einen grundsätzlichen Unterschied gibt es nicht, so merkwürdig das klingt.

Wir haben bisher immer nur in dem Sinne von der Strommessung gesprochen, daß wir durch die Spule des Meßinstrumentes einen Strom schickten, von dessen Stärke der Zeigerausschlag abhing. Der Strom wird also zum Messen durch die Spule geleitet. Das ist eine wichtige Bedingung: Wenn wir das Amperemeter zur Strommessung zusätzlich in einen Stromkreis einschalten (vergleiche Abb. 19 und 20), so muß der Widerstand der Spule sehr gering sein, besonders dann, wenn ein starker Strom fließt. Sonst wird der Strom geschwächt. Der Widerstand der Spule würde beispielsweise in Abb. 19 in Reihe mit der Lampe liegen, und wenn er nicht bedeutend geringer als der Lampenwiderstand ist, so wirkt er für die Lampe wie ein Vorwiderstand. So etwas darf nicht passieren, denn wir würden einen falschen Stromwert messen!

Amperemeter müssen also einen recht geringen Widerstand haben. Je geringer er ist, desto besser, denn desto weniger macht sich die Einschaltung des Amperemeters in den Stromkreis bemerkbar und desto genauer wird das Meßergebnis.

Und die Spannungsmessung? Sehen wir uns in Abb. 17 erst noch einmal an, wie ein Voltmeter angeschlossen wird. Die Spule unseres Instrumentes versehen wir jetzt mit vielen Windungen aus dünnem Draht, sie erhält also einen recht hohen Widerstand. Dieser Widerstand bleibt stets gleich, und es wird jetzt nur noch

von der Spannung, die wir an die Spule anlegen, abhängen, wie stark der durch das Instrument fließende Strom ist (Ohmsches Gesetz).

Je höher die angelegte Spannung ist, desto höher ist der Spulenstrom, desto weiter wird der Zeiger ausgelenkt. Also können wir an die Skale gleich den Spannungswert in Volt anschreiben. Wir lesen dann an der Skale eine Spannung ab, obwohl wir eigentlich eine Strommessung vornehmen: die Messung des Stromes durch die Spule des Instrumentes.

Das zu wissen, ist für uns sehr wichtig. Das Voltmeter verbraucht einen zwar kleinen, aber doch merklichen Eigenstrom!

Auf Abb. 17 ist dieser Nachteil schon zu erkennen, denn dieser Eigenstrom wird ja der Batterie zusätzlich entnommen. Infolgedessen sind jene Voltmeter die hochwertigsten, die den geringsten Eigenstrom verbrauchen, also deren Spule einen möglichst hohen Innenwiderstand hat.

Den Innenwiderstand kann man nicht beliebig hoch wählen, weil man den Draht der Spule nicht beliebig dünn machen kann, auch paßt nicht beliebig viel Draht auf die Spule. Wie hilft man sich, besonders dann, wenn das Voltmeter für höhere Spannungen geeignet sein soll?

Wer die vorangegangenen Kapitel aufmerksam gelesen hat, wird jetzt an Abb. 22 denken und damit schon die Lösung gefunden haben. Wir müssen das selbe tun, was wir nach Abb. 22 mit der Lampe getan haben: Wir schalten dem Voltmeter einen Widerstand vor. Meist ist er gleich mit im Voltmeter eingebaut; die eigentliche Spule bekommt dann entsprechend geringere Spannung. Hier gelten dieselben Verhältnisse wie bei dem Beispiel der Lampe mit Vorwiderstand. An die Stelle der Lampe in Abb. 22 tritt nur die Spule des Instrumentes.

Wie bedeutsam ein geringer Eigenstrom-

verbrauch des Voltmeters sein kann, erkennen wir an der Abb. 18. Für die Voltmeter 2 und 3 wäre das nicht so kritisch, deren Eigenstrom bedeutet lediglich eine zusätzliche Belastung der Batterien. Wie steht es aber mit Voltmeter 1? Sowohl die Lampen L 1 und L 2 als auch die Spule des Voltmeters 1 können wir als Widerstände betrachten. Dann erkennen wir aber deutlich, daß L 1, L 2 und Voltmeter 1 zusammen einen Spannungsteiler bilden.

Vergleichen wir die Verhältnisse einmal mit Abb. 23 und 24 und lesen dort noch einmal nach! Wenn wir Abb. 18 mit Abb. 24 vergleichen, würde R 2 der Lampe L 1 entsprechen, R 1 der Lampe L 2, und das Voltmeter 1 wäre der Widerstand R 3. Nanu? Wenn wir R 3 parallel zu R 1 schalten, geht doch an R 1 die Spannung zurück?! Also würde unser Voltmeter gar nicht die Spannung zeigen, die an R 1 (oder Lampe L 2) steht, wenn das Voltmeter nicht mehr angeschlossen ist?!

Tatsächlich, so ist es. Durch den Eigenstromverbrauch des Voltmeters geht die Spannung am Meßpunkt zurück. Wie weit — das hängt von der Höhe des Innenwiderstandes des Voltmeters ab. Je geringer er ist — je geringer also R 3 in Abb. 24 ist —, um so mehr geht die Spannung bei der Messung zurück, um so ungenauer wird also das Meßergebnis.

Bei einem hohen Widerstand des Voltmeters ist der Spannungsrückstand nur gering, so gering, daß er nicht ins Gewicht fällt. Wir erkennen das, wenn wir das Beispiel nach Abb. 24 noch einmal durchrechnen und für R 3 — den Innenwiderstand des Voltmeters — den hundert- oder zweihundertfachen Wert von R 1 annehmen. Nach Abb. 25 ist dann R_{ges} nicht wesentlich niedriger als R 1 allein, und damit ändern sich auch die Spannungsverhältnisse nicht wesentlich. Aber leider läßt sich R 3 im Falle des Voltmeters nicht beliebig hoch machen.

Wenn etwa die Widerstände R 1 und R 2 in der zu messenden Schaltung schon sehr hohe Werte haben, macht sich die Parallelschaltung von R 1 und R 3 doch schon in einem beträchtlichen Spannungsrückgang bemerkbar. Das Voltmeter zeigt dann nicht die tatsächlich an R 1 (ohne das Voltmeter) vorhandene Spannung an, sondern einen zu niedrigen Wert. Das gleiche kann schon bei den einfachen Schaltungen mit den Lampen der Fall sein, wenn wir ein relativ unempfindliches Voltmeter verwenden, das einen hohen Spulenstrom braucht und demzufolge einen niedrigen Innenwiderstand hat.

Die Kenntnis dieser Zusammenhänge ist wichtig! Wenn wir später Spannungsmessungen in Geräten durchführen, kommt es oft vor, daß Spannungen an hohen Widerständen gemessen werden müssen. Man muß dann den Eigenstromverbrauch seines Voltmeters — oder, was auf das gleiche hinauskommt, den Innenwiderstand — kennen, um den entstehenden Meßfehler abschätzen zu können.

Nun werden wir auch verstehen, warum empfindliche Drehspulinstrumente nicht nur zur Messung geringster Ströme, sondern vor allem gerade zu genauen Messungen von Spannungen auch an hochohmigen Meßpunkten erforderlich sind, denn geringer Eigenstrom des Voltmeters ist ja gleichbedeutend mit hohem Innenwiderstand. Einen hochohmigen Meßpunkt hätten wir in Abb. 24, wenn R 1 und vor allem R 2 sehr hohe Werte (einige $k\Omega$ oder $M\Omega$) hätten. Bei solchen Messungen sagt der Fachmann übrigens, wenn die Spannung durch die zusätzliche Belastung des Voltmeters an R 1 zurückgeht: Die Spannung bricht zusammen. Diesen Ausdruck wollen wir uns merken, weil er in der technischen Literatur häufig benutzt wird.

Es gibt in Fernsehgeräten tatsächlich Meßpunkte, an denen ohne Meßinstru-

ment 100 V und mehr vorhanden sind, ein angeschlossenes Voltmeter aber wegen der Hochohmigkeit des Meßpunktes je nach seinem Innenwiderstand nur ganz wenige Volt anzeigt! Leicht kann man dann glauben, man habe einen Fehler im Gerät gefunden, obwohl alles in Ordnung ist. Um derartige Spannungen an sehr hochohmigen Punkten zu messen, benutzt man Spezialinstrumente (z. B. sogenannte Transistorvoltmeter), die einen Innenwiderstand von vielen Millionen Ohm haben. Sie sind aber zu kompliziert und zu teuer, als daß sie für uns vorläufig in Frage kämen.

Die Induktion

Mit den magnetischen Wirkungen des elektrischen Stromes haben wir uns nun schon mehrfach beschäftigt und dabei festgestellt, daß ein stromdurchflossener Leiter ein Magnetfeld um sich aufbaut. Nun wollen wir versuchen, ob sich dieser Vorgang umkehren läßt, ob es also möglich ist, durch Einwirkung eines Magnetfeldes auf einen Leiter elektrischen Strom zu erzeugen.

Magnetische Induktion

Um die magnetische Induktion nachzuweisen, benötigen wir einen möglichst kräftigen Permanentmagneten (entweder einen Hufeisenmagneten, wie er zu Spielzeugzwecken benutzt wird, oder einen alten Lautsprechermagneten).

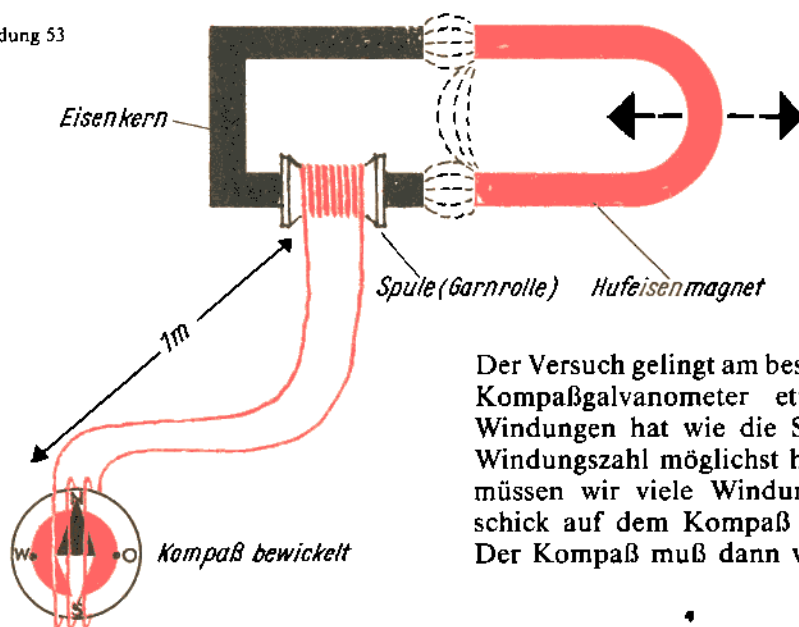
Der bei diesem Versuch entstehende Strom ist nicht sehr stark, deshalb wickeln wir den Leiter, den wir beeinflussen wollen, zu einer Spule auf, oder wir benutzen die mit Draht bewickelte Garnrolle aus den früheren Versuchen.

Als Nachweismittel für den Strom verwenden wir das Kompaßgalvanometer.

Die Garnrollenspule erhält zur weiteren Verstärkung der Magnetwirkung einen Weicheisenkern, den wir – falls ein Hufeisenmagnet verwendet wird – wieder U-förmig gestalten (wie beim selbstgebauten Wecker). Abb. 53 zeigt die Versuchsanordnung.

Der U-förmige Eisenkern bietet den Vorteil, daß sich beide Magnetpole in direkten Kontakt zum Kern bringen lassen und wir damit keine Schwächung des Magnetfeldes durch die Luft in Kauf nehmen müssen.

Abbildung 53



Der Versuch gelingt am besten, wenn das Kompaßgalvanometer etwa so viele Windungen hat wie die Spule. Da die Windungszahl möglichst hoch sein soll, müssen wir viele Windungen mit Geschick auf dem Kompaß unterbringen. Der Kompaß muß dann von der Spule

so weit entfernt stehen, daß er von ihr nicht magnetisch beeinflußt wird, also wenigstens 1 m weit ab (Verbindungsdrähte lang genug lassen!).

Wir setzen den Magneten nun abwechselnd schnell auf die Spule auf und reißen ihn plötzlich wieder weg.

Solange der Magnet ruht, wird kein Strom erzeugt, wobei es keine Rolle spielt, ob das Magnetfeld vorhanden ist oder nicht und wie stark es ist. Wird das Magnetfeld aber stärker (bei Annäherung des Magneten) oder schwächer (beim Wegnehmen des Magneten), so entsteht ein Stromstoß, wie wir am kurzen Ausschlagen der Magnetnadel im Kompaß erkennen.

Die Richtung des Stromstoßes ist davon abhängig, in welcher Richtung (stärker oder schwächer) sich das Magnetfeld ändert. Die Stromstärke oder die Höhe der in der Spule induzierten Spannung hängt unter anderem von der Schnelligkeit der Feldänderung ab. Eine andere Erscheinung läßt sich mit unseren einfachen Mitteln schlecht sichtbar machen, ist aber begreiflich: Der Stromstoß hält an, solange sich das Magnetfeld ändert bzw. der Magnet bewegt.

Wir können uns die Spule als eine große Anzahl von in Serie geschalteten einzelnen Leitern (nämlich den Windungen) vorstellen. Die in den einzelnen Windungen induzierten Spannungen addieren sich durch diese Serienschaltung, ähnlich, wie wir das bereits von den Batterien her kennen. Wenn wir von der Spule eine Anzahl Windungen abwickeln, ist der induzierte Stromstoß merklich schwächer.

Grundsätzlich wäre es auch möglich, einen einfachen geraden Leiter in einem Magnetfeld zu bewegen. Aber dieser Versuch läßt sich von uns nicht ausführen, weil der dabei induzierte Stromstoß so schwach ist, daß wir ihn mit unseren Mitteln nicht nachweisen können.

Wir erkennen: Die Richtung des indu-

zierten Stromstoßes — oder genauer gesagt, die Polarität der induzierten Spannung — hängt davon ab, in welchem Sinne sich das Magnetfeld ändert. Daß sie auch von der magnetischen Polarität abhängt, läßt sich ebenfalls leicht zeigen: Wir brauchen dazu in Abb. 53 nur den Nord- und den Südpol des Magneten zu vertauschen. Die Spule wird dann im umgekehrten Sinne von den Kraftlinien durchflossen, und die Ausschlagsrichtung der Kompaßnadel ist genau umgekehrt wie beim ersten Versuch.

Wir können auch leicht zeigen, daß die Höhe der induzierten Spannung außerdem noch von der Stärke des Magnetfeldes abhängt. Die Versuche brauchen nur mit einem schwächeren Magneten wiederholt zu werden. Er ergibt, wie erwartet, schwächere Stromstöße.

Elektromagnetische Induktion

Da ein Elektromagnet die gleichen Eigenschaften hat wie ein Permanentmagnet, ist anzunehmen, daß diese Versuche auch mit einem Elektromagneten gelingen. Abb. 54 zeigt die entsprechende Versuchsanordnung; wieder in der uns nun schon geläufigen schematischen Darstellung.

Wir müssen uns jetzt noch einen zweiten Garnrollen-Elektromagneten wickeln und ihn, wie den schon vorhandenen, mit einem Weicheisenkern versehen. Die linke Spule mit dem Kompaßgalvanometer entspricht der bisherigen Versuchsanordnung; an die Stelle des Permanentmagneten in Abb. 53 tritt jetzt die zweite Spule mit Schalter und Batterie. Der Schalter wird geschlossen, dadurch stellt die rechte Spule einen Elektromagneten dar.

Nun wiederholen wir alle Versuche des vorangegangenen Abschnitts. Wir erhalten die gleichen Ergebnisse. Zwischen dem Elektromagneten und Permanent-

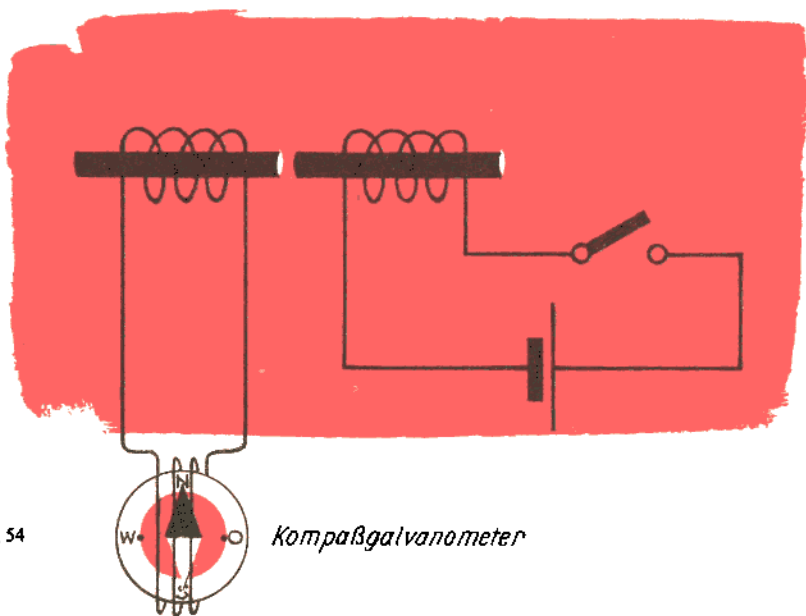


Abbildung 54

Kompaßgalvanometer

magneten besteht also kein grundsätzlicher Unterschied.

Den Einfluß verschieden starker Magnetfelder können wir hier untersuchen, indem wir den Elektromagneten (rechte Spule) einmal mit schwächerem Strom, dann mit stärkerem Strom betreiben. Wir benutzen zu diesem Zweck einmal eine Batterie mit 1,5 V oder 2 V Spannung (Monozelle oder Trockenakku), zum anderen eine 4,5-V-Flachbatterie.

Das Annähern und Entfernen des Magneten hatte nur den Zweck, das Magnetfeld zu verändern. Jetzt ergibt sich noch eine bessere Möglichkeit: Wir lassen beide Spulen eng aneinandergesetzt und schalten dafür mit dem Schalter den Strom aus und ein. Da die Veränderung des Magnetfeldes unseres Elektromagneten nun sehr schnell vor sich geht, können wir jetzt besonders kräftige Kompaßausschläge beobachten. Die Nadel schlägt beim Einschalten nach der einen, beim Ausschalten nach der anderen Seite aus.

Mit dieser Versuchsanordnung haben wir Elektrizität in Magnetismus, diesen gleich wieder in Elektrizität umgewan-

delt. Damit ist auch die Umkehrbarkeit beider Vorgänge bewiesen. Da zum Bewegen der Magnetnadel eine — wenn auch kleine — mechanische Kraft erforderlich ist, läßt sich eine Kraft also über den Umweg des Magnetismus übertragen.

Selbstinduktion

Wir stellten fest: Wenn sich ein elektrischer Leiter in einem veränderlichen Magnetfeld befindet, wird in ihm eine elektrische Spannung induziert. In Abb. 54 befindet sich nicht nur die linke Spule unter dem Einfluß des Magnetfeldes, sondern ebenso auch die rechte Spule, die dieses Magnetfeld erst erzeugt. Wir können uns leicht vorstellen, daß das von dieser Spule erzeugte Magnetfeld auch auf die eigenen Spulenwindungen einwirkt und dort zusätzlich zu dem von der Batterie gelieferten Strom eine Induktion ergibt. Dieser Vorgang heißt Selbstinduktion.

Der Nachweis der Selbstinduktion ist mit unseren Mitteln nur indirekt mög-

lich. Wir verzichten dabei auf die linke Spule unserer Anordnung nach Abb. 54 und den Kompaß. Für die rechte Spule wird eine möglichst hohe Windungszahl (etwa 1000 Windungen) gebraucht, was beim Selbstbau genügend dünnen Draht sowie etwas Sorgfalt beim Wickeln verlangt. Dabei muß besonders darauf geachtet werden, daß kein Windungsschluß entsteht, also daß der Draht nicht irgendwo blanke Stellen hat, über die es zum Kurzschluß einzelner Windungen kommen könnte.

Besser geeignet ist eine normale kleine Radio-Netzdröselspule. Sie stellt eine Spule hoher Windungszahl dar und hat zugleich den kräftigen, geschlossenen Eisenkern, der für diesen Versuch günstig ist. Es kommt jetzt nämlich darauf an, das Magnetfeld so wenig wie möglich zu schwächen. Der Kraftlinienfluß soll möglichst auf dem ganzen Weg durch das Eisen verlaufen.

Um den Effekt zu verstärken, benutzen wir eine möglichst hohe Batteriespannung (10 ··· 20 V); wir schalten also mehrere Batterien in Serie.

Wenn die Spule an die Batterie geschaltet wird, halten wir den angefeuchteten Finger gleichzeitig auf beide Spulenanlüsse und schalten dann die Spule wieder ab. Im Moment des Abschaltens wird ein kleiner elektrischer Spannungstoß deutlich im Finger zu bemerken sein.

Was ist aber beim Einschalten und Ausschalten der Spule geschehen?

Die Selbstinduktionswirkung auf die eigene Wicklung des Elektromagneten besteht tatsächlich. Sie ist um so stärker, je mehr Windungen die Spule hat und je stärker das Magnetfeld ist.

Beim Einschalten der Spule wird eine Spannung mit einer Polarität induziert, die — und das müssen wir uns merken — stets der Polarität der Batteriespannung entgegengesetzt ist. Also wirkt sie der Batteriespannung entgegen; aus diesem

Grunde kann der Spulenstrom beim Einschalten nicht sofort den Höchstwert erreichen, der durch den Ohmschen Widerstand der Spule bestimmt wird. Der Strom muß die Induktionsspannung allmählich überwinden, steigt also langsam an. Daher wird auch das Magnetfeld allmählich stärker, was wieder eine dauernde Induktionswirkung zur Folge hat. Erst wenn der Strom durch die Spule seinen Höchstwert entsprechend dem Spulenwiderstand erreicht hat, bleibt er konstant, und die Selbstinduktion hört auf. Beim Abschalten der Spule geschieht das Gegenteil. Das Magnetfeld bricht zusammen, es wird also schwächer, und damit tritt wieder eine Selbstinduktion auf, diesmal aber in umgekehrter Richtung. Denn das Magnetfeld ändert sich jetzt ebenfalls im umgekehrten Sinne! Die Selbstinduktionsspannung beim Abschalten ist daher der Batteriespannung gleichgepolt, sie liegt gewissermaßen mit ihr in Serie. Der Unterschied gegenüber dem Einschaltvorgang: Da der Schalter zu diesem Zeitpunkt bereits geöffnet ist, kann jetzt kein Strom mehr fließen.

Das zusammenbrechende Magnetfeld, in dem ja eine bestimmte Energiemenge gespeichert ist, bewirkt ein Ansteigen der Selbstinduktionsspannung auf sehr hohe Beträge. Sie können weit über der Batteriespannung liegen. Bei unserem Versuch ist keine zweite Spule mehr vorhanden, die die Energie des zusammenbrechenden Magnetfeldes aufnehmen und weiterleiten könnte, wie z. B. in Abb. 54 zum Kompaßgalvanometer. Also kann diese Energie nirgends mehr einen Strom bewirken; doch andererseits verschwindet Energie nicht spurlos. Es kommt deshalb zu der sehr hohen Abschaltinduktionsspannung, die wir mit unserem Finger deutlich gespürt haben. Wenn wir den Schalterkontakt langsam genug öffnen, können wir auch dort ein deutliches Fünkchen beobachten. Die Abschaltspannung bahnt sich einen Weg

in Form eines Funkenüberschlages zwischen den — im ersten Abschaltmoment nur wenige Zehntel Millimeter auseinanderstehenden — Kontakten.

Die Abschaltfunken treten immer dann auf, wenn eine Spule — oder, wie das Fachwort dafür lautet: Induktivität — abgeschaltet wird. Die Beseitigung dieser kontaktzerstörenden Funkenbildung macht den Technikern oft große Sorgen. Wir wissen, daß der Spulenstrom beim Einschalten der Spule „langsam“ ansteigt. Die Schnelligkeit des Stromanstiegs hängt von der Größe der Selbstinduktion (also von Windungszahl und Spulenaufbau) ab. Je nach der Spule erreicht der Strom seinen vollen Wert in spätestens $\frac{1}{10}$ s, bei kleineren Windungszahlen schon in $\frac{1}{10000}$ s oder in noch kürzerer Zeit. Deshalb können wir hierzu keinen Versuch durchführen.

Der Begriff Induktivität wird außer für die Spule selbst auch für die Größe der Selbstinduktion benutzt. Man kann also sagen: Die Induktivität einer Spule ist um so größer, je größer ihre Windungszahl ist. Mit geringer Windungszahl ist die Induktivität also klein, mit nur zwei oder drei Windungen oder gar nur einer halben Windung sogar so klein, daß sie kaum noch feststellbar ist. Aber vorhanden ist die Selbstinduktion auch dann (vergleiche noch einmal die Abb. 33 bis 35)!

Hat ein einfacher, gestreckter Draht (Abb. 33) also auch eine Induktivität aufzuweisen? Jede gewöhnliche Leitung? So ist es tatsächlich. Jede einfache Leitungsverbindung ist als winzige Spule anzusehen! Die Induktivität einfacher Leitungen ist aber so gering, daß sie für uns vorläufig keine Rolle spielt. Später werden wir noch darauf zurückkommen, wenn wir hören, warum es in manchen Radiogeräten wichtig ist, Leitungen recht kurz zu halten. Deren Induktivität ist einer der Gründe dafür.

Nun haben wir ein weiteres Bauelement

kennengelernt: die Induktivität oder Spule. Auch hier haben wir gesehen, daß die Wirkung nicht auf das Bauelement selbst begrenzt ist. Nicht nur auf Eisenkerne aufgewickelte Drähte wirken als Induktivität, sondern in geringem Maße alle Leitungen.

Ähnliches hatten wir beim Widerstand festgestellt: Einen Widerstand hat nicht nur das Bauteil, welches wir unter diesem Namen kaufen können, sondern — wieder in geringerem Maße — jede Leitung überhaupt.

Die speziellen Wirkungen, mit denen wir uns beschäftigen, kommen meist dadurch zustande, daß wir sie in dem betreffenden Bauelement konzentrieren (also nicht etwa dort erst entstehen lassen!).

Einen Widerstand stellen wir dadurch her, daß wir den bei jedem Leiter vorhandenen Widerstand besonders groß machen (dünne oder lange Leitungen aus Material mit hohem Widerstand), eine Induktivität dadurch, daß wir einen Leiter zur Spule aufwickeln und sein Magnetfeld dadurch konzentrieren.

Oft kann man dann die erwünschte Wirkung von der unerwünschten nicht so gut trennen, wie das der Techniker und der Konstrukteur gern möchten. Auch dafür ein Beispiel: Manchmal wird eine möglichst große Selbstinduktion angestrebt, ohne daß die Spule einen hohen Widerstand hat. Eine große Selbstinduktion bedeutet aber viele Windungen, diese erfordern einen langen Draht für die Spule, und dessen Widerstand kann man leider nicht beliebig klein machen. Man könnte es nur durch dicken Spulendraht — aber dann wird die Spule räumlich viel zu groß. Hier muß man also jeweils einen günstigen Mittelweg finden. Das mag als Beispiel dafür genügen, vor welchen Problemen die Konstrukteure solcher — scheinbar sehr einfachen — Bauteile manchmal stehen. Für uns genügt es aber, wenn wir diese Zusammen-

hänge in ihren Grundzügen kennenlernen.

Wir hatten bereits die Serienschaltung und Parallelschaltung von Widerständen untersucht. Wie steht es damit bei den Spulen?

Die Zusammenschaltung von Spulen

Hier müssen wir zunächst ein neues Maß kennenlernen, das für die Induktivität. Die Induktivität einer Spule ist um so größer, je stärker in ihr die Wirkung der Selbstinduktion auftritt; sie hängt also außer vom Eisenkern vor allem von der Windungszahl ab.

Die Induktivität wird in Henry gemessen (nach einem englischen Physiker benannt), Kurzzeichen H. Das Formelzeichen für die Induktivität ist das L. Auch beim Henry sind Vorsätze möglich: mH und μH ($1\text{ H} = 1000\text{ mH} = 1\,000\,000\ \mu\text{H}$). Bei sehr kleinen Spulen (in der UKW-Technik) kommt sogar das Nanohenry (nH) vor: $1\text{ H} = 1\,000\,000\,000\text{ nH}$. Die Bedeutung dieser Maße werden wir später im Zusammenhang mit dem Wechselstrom noch besser verstehen.

Bei der Zusammenschaltung von Spulen müssen wir zunächst zwei Fälle sorgfältig trennen: Entweder stehen beide Spulen so weit getrennt voneinander, daß sich ihre Magnetfelder nicht gegenseitig beeinflussen, oder beide Spulen sind so dicht beisammen, daß ihre Magnetfelder ineinander übergehen, beispielsweise wenn wir sie auf den gleichen Eisenkern aufwickeln.

Der erste Fall ist recht einfach: Zwei getrennte Spulen können wir genau wie Widerstände entweder in Serie schalten – dann addieren sich ihre Induktivitäten. Zwei Spulen mit je 1 H ergeben in dieser Schaltung die Wirkung einer Spule mit 2 H. Oder wir schalten die Spulen parallel. Die resultierende Induktivität errechnet sich dann genauso,

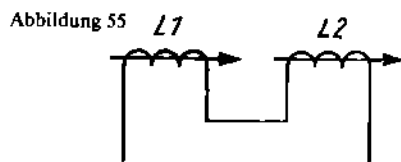
wie wir das für die Parallelschaltung von Widerständen erfahren haben.

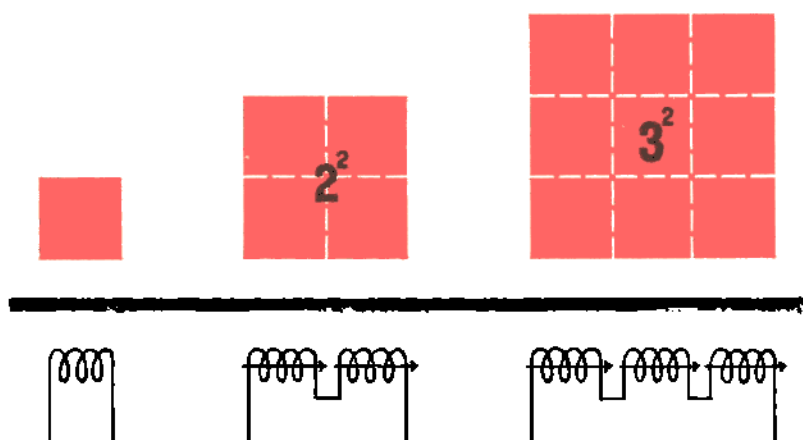
Was aber, wenn beide Spulen auf einem Eisenkern sitzen? Sehen wir uns dazu Abb. 55 an. L 1 und L 2 sind die beiden Spulen. Den Eisenkern haben wir nicht gezeichnet, weil er nicht unbedingt erforderlich ist – es besteht bereits eine magnetische Kopplung zwischen beiden Spulen, wenn wir sie dicht aneinander setzen.

Den Vorgang der magnetischen Kopplung kennen wir übrigens bereits, nur der Name dafür ist uns noch neu: In Abb. 54 sind die beiden Spulen ebenfalls magnetisch gekoppelt.

Wir wollen nun annehmen, daß beide Spulen im gleichen Wickelsinn gewickelt sind und so zusammengeschaltet werden, daß sie in gleicher Richtung vom Strom durchflossen werden. Ihre Magnetfelder haben dann – wie die beiden Pfeile in Abb. 55 andeuten – die gleiche Richtung; sie addieren sich. Also haben wir die doppelte Induktivität? Falsch! Es fließen jetzt durch jede Spule doppelt so viel Kraftlinien wie zuvor, denn die von L 1 erzeugten Kraftlinien fließen auch durch L 2 und umgekehrt. Jede Spule für sich hat bereits die doppelte Selbstinduktionswirkung wie zuvor bei Einzelschluß! Die Induktivität jeder Spule verdoppelt sich, außerdem sind beide in Serie geschaltet – wir haben die vierfache Induktivität gegenüber der Einzelspule! Würden wir drei Spulen solcherart vereinen, so hätten wir die neunfache Induktivität – sie wächst also, mathematisch ausgedrückt, mit dem Quadrat der Induktivität der Einzelspule.

Wenn wir darüber genau nachdenken, bemerken wir, daß die Spulen hier ei-





gentlich gar keine Einzelspulen mehr sind, denn wenn sie auf dem gleichen Eisenkern sitzen, könnten wir sie – um bei unserem Versuchsaufbau als Beispiel zu bleiben – auch auf die gleiche Garnrolle wickeln: Die Garnrolle bekommt einfach doppelt soviel Windungen. Daraus leiten wir eine wichtige Regel ab: Verdopplung der Windungszahl bedeutet vervierfachte Induktivität, oder, wieder mathematisch ausgedrückt: Die Induktivität einer Spule wächst mit dem Quadrat ihrer Windungszahl!

Sehen wir uns Abb. 56 an. Wieder haben wir zwei gleiche Spulen, aber beide sind entgegengesetzt gewickelt, der Strom fließt in der einen Spule genau andersherum als in der anderen. Jetzt sind beide Magnetfelder entgegengesetzt – sie heben sich auf! Wir sehen daran schon, daß die Induktivität sinken muß und sogar – wenn beide Felder gleichstark, beide Windungszahlen also gleichgroß sind – fast verschwindet. Die restliche Induktivität entspricht dann ungefähr dem Wert eines geraden Drahtes in Länge des auf der Spule aufgewickelten. Das gleiche ist der Fall, wenn wir einfach eine der Spulen der Abb. 55 umpolen, wie es Abb. 57 darstellt. Aber wozu das? Dann können wir die Spule doch gleich ganz weglassen, wenn sie keine Induktivität mehr hat?!

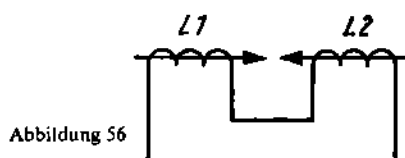


Abbildung 56

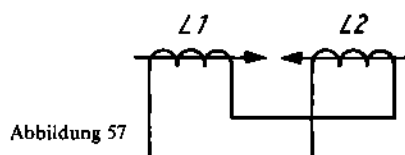


Abbildung 57

Probieren wir erst einmal aus, ob sich die Magnetfelder tatsächlich aufheben. Wir nehmen dazu unsere beiden Garnrollen-Elektromagneten aus Abb. 54 und schalten sie so zusammen, wie es Abb. 57 zeigt (oder wir drehen in einem zweiten Versuch eine der Spulen um, wie das in Abb. 56 der Fall ist) – wir müssen nur erreichen, daß der Strom in beiden Spulen im entgegengesetzten Sinn fließt. Als Eisenkern dient ein dicker Eisenstift (Zimmermannsnagel) für beide Spulen. Wir werden feststellen, daß diese Spulenkombination tatsächlich kaum noch wie ein Magnet wirkt. Ein klein wenig restliche Anziehungskraft wird übrigbleiben, selbst wenn wir (was natürlich Bedingung ist) auf beiden Spulen genau die gleiche Windungszahl haben. Das

kommt daher, daß bei unserer einfachen Anordnung ein Teil der Kraftlinien seitlich aus den Spulen austritt (wer das nicht glaubt, legt ein Blatt Papier über die Spulen und macht das Kraftfeld mit Eisenpulver sichtbar!). Deshalb heben sich beide Kraftfelder nicht restlos auf. Grundsätzlich richtig ist aber auch, was wir zuvor erfahren haben. Nur — wozu polt man dann zwei Spulen gegeneinander? Nun, es kommt in der Technik vor, daß ein Widerstand gebraucht wird, der sehr konstant und ausreichend belastbar sein soll, also aus Konstantan-Widerstandsdraht gewickelt werden muß. Er darf aber keine Induktivität aufweisen, sondern nur den ohmschen Widerstand des Drahtes. Was tun? Wird er aufgewickelt, so wird er doch zur Spule?

Wir verfahren so, wie es Abb. 57 zeigt. Praktisch wird der Widerstandsdraht einfach in der Mitte gefaltet und so aufgerollt, daß zuletzt beide Enden übrigbleiben. Wir erhalten eine Spule, die aus zwei entgegengesetzt gepolten Teilspulen besteht (Abb. 58).

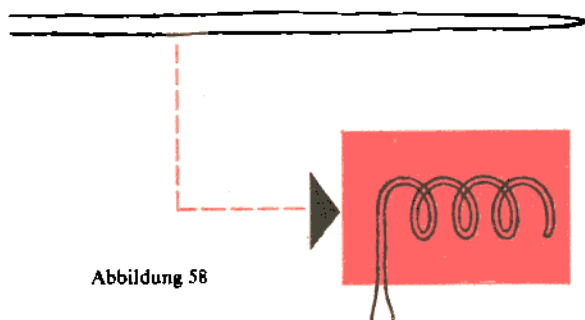


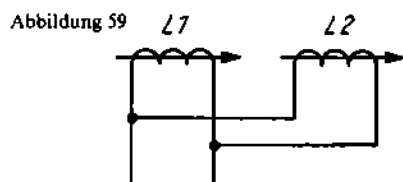
Abbildung 58

Der Erfolg dieser Anordnung: Wir haben den langen Widerstandsdraht gut untergebracht, ohne daß wir eine Induktivitätswirkung in Kauf nehmen müssen! Derartige Wicklungen nennt man bifilar gewickelt.

Über die Serienschaltung zweier Spulen wissen wir nun Bescheid. Vor allem haben wir erkannt, daß es — wenn beide Spulen magnetisch gekoppelt sind — auf

die richtige Polung ankommt. Wie steht es nun mit der Parallelschaltung zweier magnetisch gekoppelter Spulen?

Schauen wir uns zunächst einmal die Zeichnung an (Abb. 59). Wir polen beide Spulen wieder so, daß sie vom Strom in gleicher Richtung durchflossen werden und ihre Magnetfelder sich — wie in Abb. 55 — addieren. Also haben wir auch hier die vierfache Induktivität?



Nein. Der Strom teilt sich jetzt (wie bei jeder Parallelschaltung) zwischen beiden Spulen auf; jede wird also nur vom halben Strom durchflossen. Das Magnetfeld jeder Spule hat dann nur noch die halbe Kraft, beide Felder zusammen haben die Kraft einer Spule. Damit hat sich für beide Spulen gar nichts geändert, ihre Induktivität bleibt die einer einzelnen Spule. Da beide Spulen nicht in Serie liegen, addiert sich auch nichts! Wir können das Gebilde nach Abb. 59 einfach so auffassen, als hätten wir nur eine der Spulen gewickelt, dafür aber mit dem doppelten Drahtquerschnitt!

Die Gesamtinduktivität dieser Kombination ist also gleich der einer Einzelspule. Das gilt natürlich nur für zwei genau gleiche und magnetisch gekoppelte Spulen.

Schalten wir die Spulen so parallel, daß sie vom Strom entgegengesetzt durchflossen werden (Abb. 60), heben sich ihre Magnetfelder wieder auf; die In-

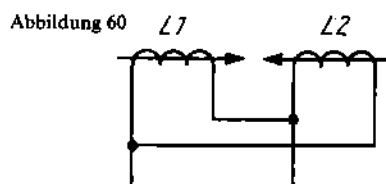


Abbildung 60

duktivität wird also fast Null (diese Verhältnisse ähneln denen der Abb. 56).

Wenn wir das Zustandekommen der Selbstinduktion, der Induktivität und die Zusammenhänge bei Parallel- und Serienschaltung mit und ohne magnetische Kopplung einmal richtig verstanden haben, dann werden wir später immer wissen, in welcher Weise sich die Induktivität ändert, wenn wir zwei Spulen miteinander verbinden. Das Verständnis dieser Zusammenhänge ist für uns viel wichtiger als das Einprägen von Regeln. Verstehen ist besser als Auswendiglernen!

Das Prinzip des Transformators

So, wie jeder Techniker von einem Akku spricht, obwohl dieses Gerät eigentlich Akkumulator heißt, nennt der Fachmann den Transformator umgangssprachlich einfach Trafo.

Was ist ein Trafo? Transformieren heißt übertragen, und tatsächlich überträgt der Trafo etwas. Nach Abb. 54 haben wir elektrische Energie auf dem Umweg über den Magnetismus von einem Stromkreis (Batterie und rechte Spule) in einen anderen (linke Spule und Kompaßgalvanometer) übertragen. Wir wollen diesen Versuch noch einmal wiederholen.

Zunächst wickeln wir auf beide Spulen die gleiche Windungszahl und merken uns, wie weit die Kompaßnadel ausschlägt. Damit der Versuch besser zeigt, worauf es uns jetzt ankommt, wollen wir dafür sorgen, daß auf dem Kompaß ungefähr doppelt soviel Windungen sind wie auf der linken bzw. rechten Spule.

Nachdem wir uns die Größe des Ausschlages gemerkt haben, wickeln wir von der linken Spule die Hälfte der Windungen ab und probieren noch einmal. Wie zu erwarten war, ist der Kompaßausschlag geringer geworden. Wickeln wir aber auf die linke Spule doppelt soviel

Windungen wie auf die rechte, so ist der Ausschlag noch stärker als zu Anfang. Bis jetzt überrascht uns das Ergebnis nicht.

Die linke Spule erhält nun wieder so viele Windungen wie zu Anfang; von der rechten wird die Hälfte abgewickelt, und dann probieren wir erneut. Der Nadelausschlag ist stärker als zu Anfang!

Machen wir es umgekehrt und wickeln wieder so viele Windungen auf wie zu Anfang und dann noch einmal die gleiche Anzahl dazu, so daß jetzt rechts doppelt soviel Windungen sind wie zuvor! Nun ist der Nadelausschlag schwächer als zu Anfang.

Das Ergebnis ist leicht zu erklären. Für die Versuche mit der veränderten linken Spule gilt: Wenn wir weniger Windungen haben, werden weniger Windungen vom Magnetfeld geschnitten — die induzierte Spannung ist geringer. Umgekehrt ist es, wenn wir mehr Windungen aufbringen.

Nun wissen wir aber, daß die Stärke der induzierten Spannung nicht allein von der Windungszahl, sondern auch von der Stärke des Magnetfeldes und von der Schnelligkeit, mit der das Magnetfeld sich ändert, abhängig ist. Wickeln wir auf die rechte Spule mehr Windungen, dann steigt auch die Selbstinduktion dieser Spule. Beim Einschalten und beim Ausschalten kann sich das Magnetfeld jetzt nicht mehr so schnell auf- und abbauen wie zuvor — aber damit wird die Induktionswirkung in der linken Spule geringer! Diese vereinfachte Erklärung soll uns nur zeigen, daß die in der linken Spule induzierte Spannung offenbar mit dem Verhältnis beider Windungszahlen in Zusammenhang steht.

Bis jetzt haben wir nur von „rechter“ und „linker“ Spule gesprochen. In eine der Spulen schickten wir den Batteriestrom hinein, aus der anderen Spule kam der induzierte Strom zum Vorschein. Natürlich können wir beide Spulen miteinander

der vertauschen, also links die Batterie und rechts das Kompaßgalvanometer anschließen. Wir müssen aber die Spulen bei technischen Beschreibungen eindeutig unterscheiden können. Man nennt deshalb die Spule, in die der Strom hineingeschickt wird, die Primärspule, und die Spule, aus der wir einen Strom entnehmen, die Sekundärspule.

Sitzen beide Spulen auf einem gemeinsamen Kern, so kann man sie auch auf einem Wickelkörper übereinanderwickeln. In der Abb. 54 liegt rechts die Primärspule und links die Sekundärspule. Wickeln wir beide auf einer einzigen Garnrolle übereinander, so sprechen wir nicht mehr von Spulen — es ist ja dann nur noch eine, aber mit zwei getrennten Wicklungen —, sondern von der Primärwicklung und Sekundärwicklung unseres Trafos.

Beide Spulen übereinanderzuwickeln ist sogar vorteilhaft, denn dann gehen (besonders wenn wir einen geschlossenen Eisenkern verwenden, so daß die Kraftlinien nirgends durch Luft verlaufen) keine Kraftlinien durch seitlichen Austritt aus den Spulen für die Induktionswirkung verloren.

Ein Trafo kann auch mehrere Sekundärspulen haben. Stellen wir uns noch eine dritte Spule für den Aufbau nach Abb. 54 her und dazu ein zweites Kompaßgalvanometer! Die dritte Spule — unsere zweite Sekundärspule — ordnen wir rechts von der Primärspule an, oder wir wickeln alle drei Spulen auf einen Spulenkörper.

Die Primärspule erzeugt dann in beiden Sekundärspulen zugleich Induktionsstromstöße. Erhalten beide Sekundärspulen verschiedene Windungszahlen, so können wir zugleich zwei verschieden starke Induktionsströme abnehmen. Wir werden noch sehen, daß wir es in der Technik oft mit Trafos zu tun haben, die mehrere Sekundärwicklungen aufweisen.

Beim Versuchsaufbau nach Abb. 54 bekommen wir immer nur im Moment der Schalterbetätigung einen kurzen Stromstoß von der Sekundärspule, aber keinen ständigen Strom! Also müßten wir den Schalter so schnell wie möglich abwechselnd ein- und ausschalten können. Dazu könnten wir einen selbsttätigen Schalter verwenden: den Unterbrecher. Wir schalten die Primärspule unseres Versuchstrafos einfach parallel zu der Magnetspule des Weckers (Abb. 43 bis 45). Sie wird dann immer zusammen mit der Magnetspule an die Batterie angeschaltet und abgeschaltet. Der Selbstunterbrecher nimmt uns die Arbeit des schnellen Ein- und Ausschaltens ab, er sorgt dafür, daß der durch die Primärspule des Trafos fließende Batteriestrom gewissermaßen in einzelne Stromstöße „zerhackt“ wird.

Tatsächlich gab es für diese Zwecke sogenannte Zerhacker, die ganz ähnlich wie unser Selbstunterbrecher aufgebaut sind (natürlich ohne Glocke und Klöppel!) und die dazu benutzt wurden, Batterieströme zum Zweck des Transformierens in Stromstöße umzuwandeln — eben zu „zerhacken“. Das brauchte man z. B. bei älteren Autoradios, um die wenigen Volt der Wagenbatterie mit einem Trafo auf höhere Spannung heraufsetzen zu können. Warum das nicht mit dem Batteriestrom direkt möglich ist, wissen wir: Der Strom fließt nach dem Einschalten gleichmäßig in einer Richtung (deshalb wird er Gleichstrom genannt), und weil das Magnetfeld im Trafo sich dabei nicht mehr ändert, entsteht in der Sekundärspule außer dem Einschaltstromstoß keine Spannung.

Die praktische Durchführung des Versuchs mit dem Selbstunterbrecher und unserem Trafo und der Anschluß des Kompaßgalvanometers an die Sekundärspule würde uns enttäuschen, da die Nadel höchstens ein wenig zittern, aber keine so kräftigen Ausschläge wie zuvor

bei Handbetrieb unseres Schalters zeigen würde. Die Erklärung ist einfach. Der Stromstoß in der Sekundärspule fließt ja beim Einschalten in entgegengesetzter Richtung wie beim Ausschalten der Primärspule. Die Kompaßnadel müßte also abwechselnd nach rechts und links ausschlagen, und zwar so schnell, wie der Anker unseres Unterbrechers vibriert. Das aber schafft die Nadel nicht – sie ist zu träge. Sie wird von der schnellen Richtungsänderung der Sekundärspannung so schnell abwechselnd nach rechts und links gelenkt, daß sie ganz einfach in Mittellage bleibt. Mit einem Kopfhörer an Stelle des Kompaßgalvanometers werden wir die Sekundärspannung als kräftiges Knattern hören. Etwas Wichtiges haben wir hier ganz nebenbei erwähnt: Die Sekundärspannung unseres Trafos wechselt dauernd ihre Richtung. Wir nennen sie deshalb Wechselspannung. Der von ihr erzeugte Stromfluß durch das Kompaßgalvanometer ist also ein Wechselstrom.

Wie wir gesehen haben, eignet sich das Kompaßgalvanometer nicht zum Nachweis von Wechselstrom oder Wechselspannung. Während der Trafo ein Gerät für Wechselspannung ist, handelt es sich beim Kompaßgalvanometer um ein Gleichstrominstrument.

Wir kennen nun den Gleichstrom und auch den Wechselstrom. Der Drehstrom soll hier nur erwähnt werden. Er stellt keine dritte Stromart dar, sondern eine Verknüpfung dreier Wechselströme (genauer: Wechselspannungen) in bestimmtem Verhältnis und spielt nur für den Starkstromtechniker eine Rolle. Wir haben bei unseren Basteleien nichts mit ihm zu tun.

Was ist aber Allstrom? Es gab doch beispielsweise Allstromradiogeräte? Allstrom ist keine Stromart, sondern eine sprachliche Vereinfachung und bedeutet: „Für alle Stromarten geeignet“. Ein Allstromgerät ist also sowohl für Gleich-

strom als auch für Wechselstrom geeignet.

Wir kennen schon einige technische Geräte, die als Allstromgeräte bezeichnet werden können: Den ohmschen Widerstand und seine spezielle Form, die Glühlampe. Auch Tauchsieder, Heizsonnen und fast alle anderen Geräte, die auf der Wärmewirkung des elektrischen Stromes beruhen, sind Allstromgeräte; für die Erwärmung des Drahtes ist es ja gleichgültig, in welcher Richtung er vom Strom durchflossen wird (denken wir daran, wie diese Erwärmung durch Anprall der Leitungselektronen an die Molekülgitter zustande kommt!), der Strom kann deshalb auch seine Richtung dauernd wechseln – ein Wechselstrom sein – ohne daß sich an der Erwärmung etwas ändert.

Der Wechselstrom ist die für uns wichtigste Stromart. Deshalb müssen wir uns mit seinen Eigenschaften etwas genauer beschäftigen.

Von Wellen und Frequenzen

Wechselstrom und Wechselspannung

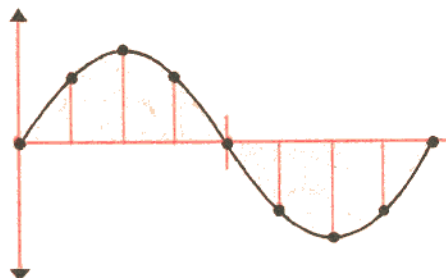
Der Weg, eine Wechselspannung durch Zerhacken einer Gleichspannung und anschließendes Transformieren zu gewinnen, ist umständlich. Wie kann man Wechselspannung anders erzeugen?

Nehmen wir wieder die Induktion zu Hilfe! Wir können dann etwa so vorgehen, wie es Abb. 61 zeigt. Von einer Spule – die einen Eisenkern haben kann – lassen wir einen stabförmigen Permanentmagneten sich schnell drehen.

Wir wissen, daß in der Spule bei Annäherung eines Magnetpols ein Stromstoß entsteht, der so lange anhält, wie das Magnetfeld stärker wird. Die Spule der Abb. 61 ist an nichts angeschlossen; es kann also kein Strom fließen. Wir sprechen deshalb besser von einer Span-

nung. Sie ist an den Spulenanschlüssen nachweisbar.

Solange sich ein Pol des Magneten nähert, steigt diese Spannung – der Pol kommt ja immer näher, und das Feld in



der Spule wird immer stärker. Geht der Magnetpol an der Spule vorbei, so wird das Feld wieder schwächer – die Spannung sinkt ab. Steht der Magnet quer zur Spule, so ist die Spannung gleich Null – der Spulenkern wird in diesem Moment von keinen Kraftlinien durchflossen.

Der Magnet dreht sich weiter, deshalb kommt jetzt der andere Magnetpol in Spulennähe. Das Kraftfeld in der Spule beginnt wieder zu wachsen – aber die Kraftlinien verlaufen nun umgekehrt. Demzufolge ist auch die jetzt in der Spule entstehende Spannung umgekehrt gepolt! Sie steigt erneut an, bis der Magnetpol an der Spule vorbeigeht, danach

fällt sie wieder bis Null ab (der Magnet steht in diesem Moment quer zur Spule), und dann beginnt alles von vorn.

An der Spule können wir also eine Spannung abnehmen, die vom Wert Null bis zu einem Maximalwert ansteigt, wieder bis Null fällt und danach mit umgekehrter Polarität wieder bis zum Maximalwert ansteigt, um dann erneut bis auf Null zu sinken. Schließen wir an die Spule einen Verbraucher an – etwa einen Widerstand oder eine Lampe –, so würde der Strom durch diesen Verbraucher den gleichen Verlauf nehmen. Er wechselt also ständig seine Richtung – es ist Wechselstrom.

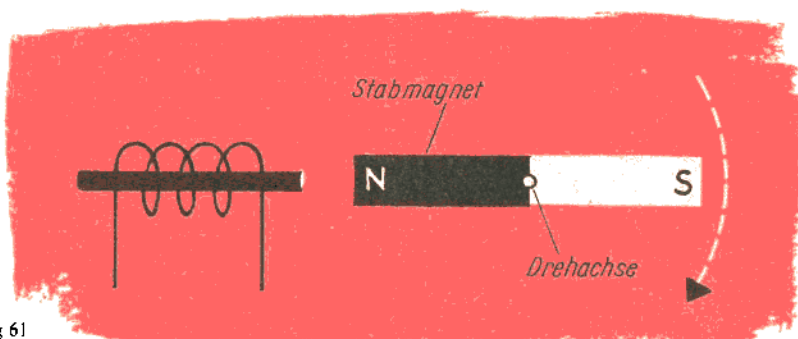
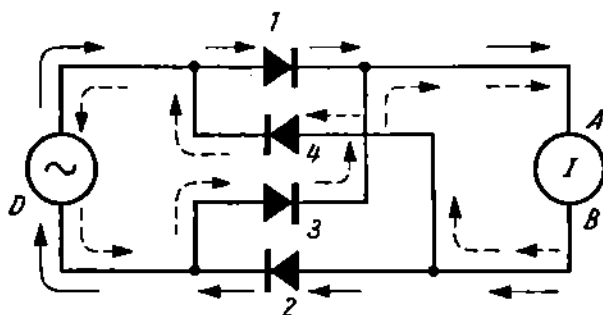


Abbildung 61

Abbildung 62



Damit haben wir das Prinzip der Dynamomaschine erkannt. Wenn wir einen Fahrraddynamo öffnen, erkennen wir, daß er ebenso arbeitet. Bei ihm steht der Permanentmagnet fest, statt dessen dreht sich die Spule. Oft sind sogar zwei oder vier Magnete vorhanden und auch mehrere Spulen, die dann in Serie geschaltet werden, um eine höhere Spannung zu erreichen. Das Prinzip ist aber das gleiche. Wie messen wir eine Wechselspannung und einen Wechselstrom? Über Meßinstrumente haben wir schon einiges erfahren, die Unterscheidung zwischen Strom- und Spannungsmessung ist uns ebenfalls bekannt, sie gilt auch für Wechselstrom und Wechselspannung. Bleibt uns also nur festzustellen, wieweit sich unsere Meßgeräte – das Weicheisen- und das Drehspulinstrument – für Wechselstrom eignen.

Beginnen wir mit dem Weicheiseninstrument (Abb. 49 und 50). Hier kommt die Wirkung durch die Abstoßung zweier gleicher Magnetpole zustande. Wechselt die Stromrichtung, so wechseln auch beide Magnetpole der Eisenstreifen in der Spule; die Abstoßung bleibt also erhalten. Dieses Instrument ist offensichtlich auch für Wechselstrom verwendbar – es ist ein Allstrominstrument.

Anders beim Drehspulinstrument. Hier hängt die Drehrichtung der Spule von der Stromrichtung ab (Abb. 51); bei falscher Stromrichtung würde sich der Zeiger nach links drehen (Abb. 52). Bei Wechselstrom müßte die Drehspule in

schneller Folge abwechselnd nach links und rechts abgelenkt werden – sie würde aber in Ruhe bleiben, weil sie den schnellen Stromwechseln nicht folgen kann.

Ein Drehspulinstrument stellt zunächst ein reines Gleichstrominstrument dar. Der vielen Vorzüge wegen, die wir schon kennengelernt haben – vor allem wegen seines geringen Eigenstromes bei Spannungsmessungen und der hohen Empfindlichkeit bei Strommessungen –, ist es aber auch in der Wechselstromtechnik unentbehrlich. Man macht es durch einen kleinen Kniff dafür verwendbar – nämlich, indem man es mit einigen Gleichrichtern zusammenschaltet.

Gleichrichter sind elektrische „Ventile“, deren Wirkungsweise wir später noch genau kennenlernen. Wir wollen uns zunächst merken, daß sie den Strom nur in einer Richtung hindurchlassen, also nicht in der Gegenrichtung.

Abb. 62 zeigt uns die Zusammenschaltung eines Drehspulinstrumentes *I* mit vier solchen Gleichrichtern (1 bis 4 in der Abb.). Als Wechselstromquelle – deren Stromabgabe wir messen wollen – können wir uns bei *D* unseren Versuchsdynamo nach Abb. 61 denken. Sie ist hier ganz allgemein als Wechselspannungsquelle angegeben.

In der Funktechnik ist es üblich, in Schaltbildern Spannungsquellen, deren Art und Aufbau für die Betrachtung der Schaltung nebensächlich ist, mit einem solchen Kreis anzugeben. Im Kreis wird

dann nur das Symbol für die abgegebene Spannungsart angegeben: Das Zeichen $=$ bedeutet Gleichspannung, das Zeichen $\sim$ Wechselspannung. Das Zeichen für Allstrom-Verbraucher ist aus beiden Zeichen zusammengesetzt: $\equiv$. Es darf natürlich nur für Verbraucher verwendet werden, nicht für Spannungsquellen!

Wie funktioniert die Gleichrichterschaltung in Abb. 62, in die zur Veranschaulichung Strompfeile für beide Richtungen eingetragen sind?

Die ausgezogenen Pfeile haben folgende Richtung: Von der Wechselspannungsquelle D oben über Gleichrichter 1, Instrumentanschluß A, B, Gleichrichter 2, zurück nach D. Über die Gleichrichter 3 und 4 kann kein Strom fließen, denn auf sie trifft der Strom jetzt in Sperrichtung. Das Instrument wird also in der Richtung A nach B durchflossen und soll so angeschlossen sein, daß dabei der Zeiger in der richtigen Weise ausgelenkt wird. Betrachten wir nun die andere Stromrichtung – also die Richtung nach Umkehr der Polarität der Wechselspannung. Sie ist mit punktierten Pfeilen verdeutlicht. Der Strom fließt hier von D unten über Gleichrichter 3, A, B, 4 zurück nach D. Jetzt sperren Gleichrichter 1 und 2 diese Stromrichtung. Das Instrument wird aber wieder von A nach B durchflossen!

Wie wir sehen, lenken jetzt beide Stromrichtungen unserer Stromquelle den Zeiger nach der richtigen Seite aus. Der durch das Instrument I fließende Strom hat beide Male die gleiche Richtung – wir haben den Wechselstrom gleichgerichtet! Mit dieser Ergänzung kann man deshalb ein Drehspulinstrument auch für Wechselstrommessungen verwenden.

Wir wollen uns nun den zeitlichen Verlauf der Wechselspannung, wie sie unsere Dynamomaschine von Abb. 61 liefert, genauer ansehen.

Zur Veranschaulichung von Strömen und Spannungen benutzt der Techniker Kurvendarstellungen, sogenannte Diagramme. Wie kommt solch ein Kurvendiagramm zustande?

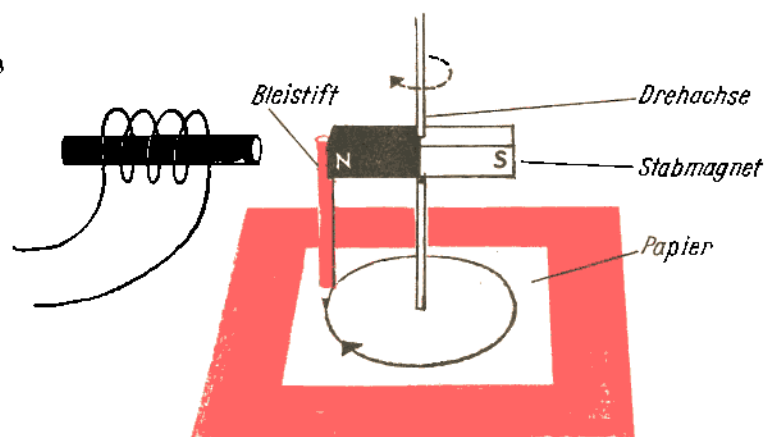
Nehmen wir an, wir hätten an einem Ende des Stabmagneten in Abb. 61 einen Bleistift mit der Spitze in Richtung parallel zur Achse befestigt und unter dem Magneten läge ein Stück Papier. Die Bleistiftspitze würde dann, wenn sich der Magnet dreht, einen Kreis schreiben. Das Ganze sieht in der Seitenansicht etwa so aus, wie es Abb. 63 zeigt (die Spule ist hier nur schematisch angedeutet).

Wir ziehen das Papier nun unter dem rotierenden Magneten schnell weg. Welche Figur wird die Bleistiftspitze dann schreiben?

Probieren wir das einmal aus. Den Magneten können wir entbehren, wir nehmen nur den Bleistift in die Hand, legen ein nicht zu kurzes Papierband unter



Abbildung 63



(zwei Zeichenblätter aneinanderkleben!), setzen den Bleistift am linken Ende des Bandes auf und malen nun einen schönen Kreis. Die Hand muß dabei ganz gleichmäßig im Kreise schwenken. Während wir nun unverdrossen den Bleistift kreisen lassen, zieht ein Helfer das Papierband gleichmäßig und schnell unter dem Bleistift weg (Abb. 64). Dabei darf der Bleistift nicht mit dem Papier mitwandern. Der Kreis wird zu einer Wellenlinie, ähnlich in Abb. 64.

Abb. 65 zeigt uns den Zusammenhang zwischen der Drehung des Stabmagneten, der Kurvenform der Bleistiftlinie und der von unserer Spule abgegebenen, zwischen A und B meßbaren Wechselspannung.

Nehmen wir an, daß sich der Magnet in einer Sekunde einmal dreht. Er wird dann von der Stellung 1 – in der wir ihn gezeichnet haben – über Stellung 2, 3 usw. bis 8 und wieder über 1 kreisen. Von einem dieser Punkte zum anderen braucht er $\frac{1}{8}$ s.

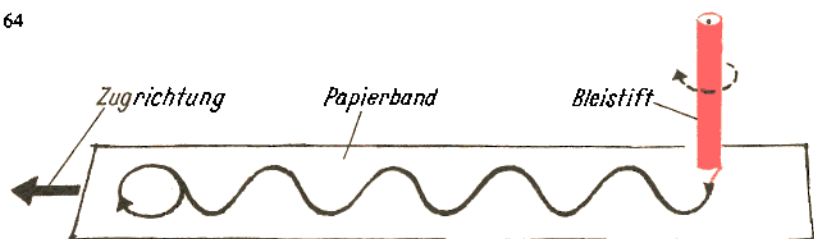
Die waagerechte Linie in der Kurvenzeichnung stellt gewissermaßen die Zeitachse dar. Wir teilen sie in acht gleiche Abstände, jeder Teil soll $\frac{1}{8}$ s entsprechen. Die Strecke vom Punkt 1 der Zeitachse bis zum nächsten Punkt 1 entspricht dann gerade 1 s und damit einer Umdrehung des Magneten.

Wenn der Magnet in Abb. 65 waagrecht steht, liegt er quer zur Spule. In diesem Moment wird keine Spannung in ihr induziert. Der Bleistift am Magneten befindet sich gerade in Höhe der Zeitachse, die wir – weil die Spannung in diesem Moment Null ist – als Nulllinie bezeichnen wollen.

Bei der weiteren Drehung nähert sich der Nordpol des Magneten der Spule; an den Anschlüssen A und B können wir jetzt eine Spannung messen, die beispielsweise mit dem Pluspol bei A, mit dem Minuspol bei B auftritt.

Über dem Punkt 1 unserer Zeitachse geben wir nun die augenblickliche Höhe der Bleistiftspitze an. Sobald der Magnet

Abbildung 64





senkrecht steht, hat der Bleistift die höchste Stelle (Punkt 2 im Drehkreis und über der Zeitachse) erreicht. Auch die Spannung zwischen A und B hat jetzt ihren höchsten Wert.

Dreht sich der Magnet dann weiter (Punkt 3), so sinkt die Spannung wieder ab, auch der Bleistift steht wieder tiefer. Das tragen wir über die Zeitachse ein.

Bei Punkt 4 ist es ebenso: Der Bleistift

hat die Nulllinie wieder erreicht, auch die Spannung zwischen A und B ist Null. Nun beginnt die zweite Halbdrehung des Magneten. Der Südpol nähert sich jetzt der Spule, die Spannung steigt wieder, aber mit umgekehrtem Vorzeichen: Jetzt ist Plus unten bei B, Minus oben bei A. Der Bleistift steht unterhalb der Nulllinie (Punkt 5). So verfahren wir weiter, bis wieder Stellung 1 erreicht ist.

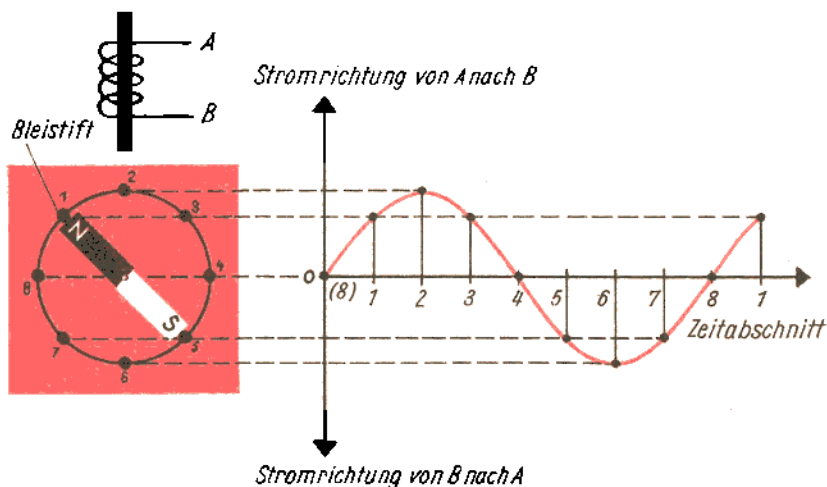


Abbildung 65

Die Kurve, die sich ergibt, wenn wir unsere acht eingetragenen Punkte (und alle Zwischenpunkte, die ebenso entstehen) verbinden, entspricht in ihrem Verlauf genau der Spannung an den Punkten A und B. Die obere Halbwelle (der „Berg“ der Kurve) entspricht dabei der einen Stromrichtung, die untere Halbwelle (das „Tal“) der anderen, umgekehrten Stromrichtung. In den Momenten, in denen die Kurve die Zeitachse schneidet, ist keine Spannung vorhanden. Hier – in den Punkten 4 und 8 unserer Skizze – erfolgt die Richtungs- und Stromumkehr der Wechselspannung, die also dauernd zwischen Null und dem Maximalwert der Spannung (Punkte 2 und 6) hin und herpendelt. Die Kurve ist deshalb ein genaues Abbild des zeitlichen Verlaufs der Wechselspannung. Wir zeichnen sie, weil sie für uns sehr wichtig ist, noch einmal ohne die zusätzlichen Hilfslinien auf (Abb. 66), und zwar gleich für zwei Magnetumdrehungen.

Die Zeit wird in der Technik mit dem Buchstaben t bezeichnet, sie ist bei derartigen Kurvendarstellungen stets von links nach rechts fortschreitend zu lesen. Die Höhe der Spannung im jeweiligen Zeitpunkt wird senkrecht aufgetragen, und zwar nach oben als positive Halbwelle, nach unten – für die umgekehrte Stromrichtung – als negative Halbwelle. Der Ausdruck Welle ergibt sich aus dem

Aussehen dieser Kurve. Wichtiger für uns ist der Begriff Schwingung – er ist ebenfalls leicht zu verstehen, wenn wir bedenken, daß die Elektronen in der Spule und den von Wechselstrom durchflossenen Leitern nicht mehr gleichmäßig voranfließen, sondern hin- und herpendeln. Sie bewegen sich also im Leiter nur ein kleines Stück vorwärts, dann wieder zurück und so fort; sie kommen dabei nicht einmal sehr weit von der Stelle (denken wir an das, was wir bereits über die recht geringe Transportgeschwindigkeit der Leitungselektronen erfahren haben!) Das Hin- und Herpendeln der Elektronen kann man mit dem Schwingen eines Uhrpendels vergleichen – deshalb bezeichnet man eine Welle, bestehend aus der positiven und der negativen Halbwelle, als eine Schwingung.

Wie lange dauert nun eine solche Schwingung? Offenbar so lange, wie der Stabmagnet in unserem Beispiel in Abb. 65 für eine Umdrehung braucht.

Die Dauer einer vollständigen Schwingung wird auch Periode genannt (Abb. 66). Die Periodendauer ist dabei um so kürzer, je schneller sich der Stabmagnet dreht.

Die Anzahl der Perioden je Sekunde nennt man die Frequenz des Wechselstromes. Die Frequenz ist ein sehr wichtiges Maß. Während beim Gleichstrom die Angabe von Spannung und Strom-

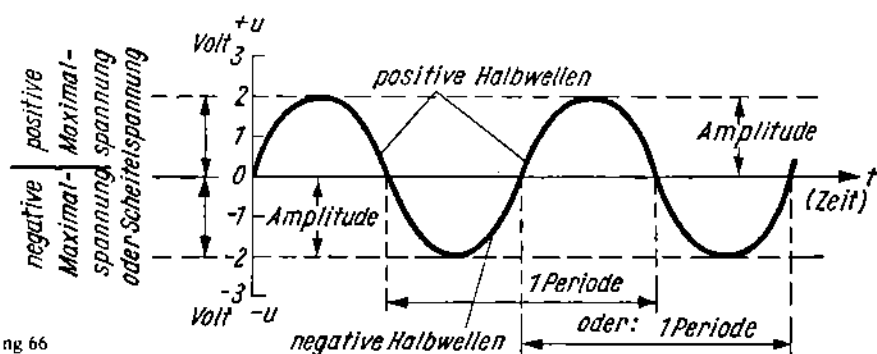


Abbildung 66

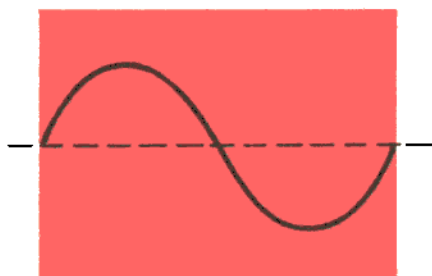
stärke ausreicht, kommt beim Wechselstrom noch als dritte Größe die Frequenz hinzu. Sie wird in Hertz (nach dem deutschen Physiker Heinrich Hertz) gemessen. Das Formelzeichen für die Frequenz ist das f , das Kurzzeichen für die Maßeinheit Hertz lautet Hz.

Der Wechselstrom des Starkstromnetzes hat die Frequenz 50 Hz, er führt also je Sekunde 50 Schwingungen aus (entspricht 50 „Bergen“ und 50 „Tälern“ in Abb. 66 während jeder Sekunde). Für höhere Frequenzen sind die Abkürzungen Kilohertz (kHz) und Megahertz (MHz) üblich: $1000 \text{ Hz} = 1 \text{ kHz}$, $1000 \text{ kHz} = 1 \text{ MHz}$.

Die Höhe der Kurve entspricht der Maximalspannung, die unsere Wechselspannung nur kurzzeitig erreicht; sie wird auch als Amplitude bezeichnet – ein Begriff, der für uns ebenfalls sehr wichtig ist. Da der Wert der Maximalspannung in technischen Veröffentlichungen auch als Scheitelspannung bezeichnet wird, ist auch diese Bezeichnung in Abb. 66 mit angegeben.

Welche Form hat die Kurve, wenn die Frequenz des Wechselstromes steigt?

Da die Einteilung der Zeitachse bestehen bleibt, rücken die einzelnen Schwingungen dichter zusammen. Bei Verdoppelung der Frequenz der Wechselspannung in Abb. 66 entfallen auf die gleiche Länge der Zeitachse nicht zwei, sondern vier Perioden. Umgekehrt rücken die einzelnen Schwingungszüge immer weiter auseinander, je niedriger die Frequenz wird.



Nun könnte man fragen: Was ist, wenn die Frequenz den Wert Null erreicht? Dann wechselt die Spannung nullmal – also gar nicht – ihre Richtung. In Abb. 66 würden wir dann – je nach Richtung der Spannung oder des Stromes – eine gerade Linie entweder ober- oder unterhalb der Nulllinie sehen, die parallel zu ihr verläuft. Ihre Höhe über oder unter der Nulllinie kennzeichnet Richtung und Höhe der so dargestellten Spannung oder des Stromes. Die Richtung ändert sich nicht mehr – es ist Gleichstrom! Tatsächlich könnte man den Gleichstrom als Wechselstrom mit der Frequenz null Hz ansehen. Wir wollen aber weiterhin bei unserer bisherigen einfachen Vorstellung von Gleich- und Wechselstrom bleiben.

In der Mathematik und Elektronik wird die Kurvenform der Abb. 66 (nicht nur bei elektrischen Vorgängen, sondern ganz allgemein) Sinuskurve genannt. Die Wechselstromkurve hat also den Verlauf einer Sinuskurve, und man kann vereinfacht sagen: Der Wechselstrom oder die Wechselspannung ist sinusförmig!

Das ist allerdings nicht immer so – wir hatten ja bisher nur die von unserer Versuchsdynamomaschine abgegebene Wechselspannung betrachtet. In der Funktechnik kennt man andere, kompli-



zierter verlaufende Kurvenformen – beispielsweise Sägezahnkurven und Rechteckkurven, deren Name schon auf ihre Form hindeutet –, doch damit wollen wir uns vorläufig nicht befassen. Wenn nichts anderes gesagt ist, nehmen wir in Zukunft bei Wechselspannungen immer die Sinusform an.

Wir haben es in der Funktechnik mit sehr verschiedenen Frequenzen zu tun. Das Starkstromnetz hat 50 Hz, die Antennenströme der UKW-Rundfunksender aber bis über 100 MHz, das sind mehr als 100 Millionen Schwingungen je Sekunde! Wie wir noch sehen werden, unterscheiden sich Wechselströme mit niedriger und hoher Frequenz im Verhalten in vielerlei Hinsicht. Man hat deshalb im Sprachgebrauch eine Unterteilung zwischen Niederfrequenz und Hochfrequenz getroffen und auch sie mit Kurzbezeichnungen versehen: NF heißt Niederfrequenz, HF Hochfrequenz. Mit diesen Buchstaben sind also keine bestimmten Frequenzen gemeint, sondern Bereiche.

Die Niederfrequenz, – der NF-Bereich – umfaßt die Frequenzen von etwa 10 Hz bis etwa 20 oder 30 kHz, also ungefähr den gesamten Hörbereich. Wir müssen hier daran denken, daß auch der hörbare Schall nur eine mechanische Schwingungserscheinung ist. Die Luft pflanzt den Schall durch das Schwingen ihrer Moleküle fort; auch diese Schwingungen kann man mit einer Sinuskurve zeichnerisch darstellen.

Die Begriffe Frequenz und Amplitude gelten in der Akustik – der Lehre vom Schall – ebenfalls. Je schneller die Schwingung, je höher die Frequenz ist, desto höhere Töne hören wir. Wenn eine elektrische Schwingung in eine gleichartige Luftschwingung (Schallschwingung) umgewandelt wird, können wir sie als Ton hören; die Tonhöhe entspricht dann der Frequenz unserer Wechselspannung. Der Bereich der hörbaren Schwingungen

reicht etwa von 16 Hz bis 15 kHz, darüber liegt das Gebiet des Ultraschalls.

Für die Unterscheidung NF und HF gibt es keine eindeutige Grenze. Wir wollen zum NF-Bereich alle die Frequenzen zählen, die in den hörbaren Bereich fallen oder nicht zu weit davon liegen. Was darüber ist, soll für uns der HF-Bereich sein. In ihm gibt es auch noch weitere Unterteilungen, die wir – soweit für uns von Interesse – im zweiten Teil des Buches kennenlernen werden.

Der Transformator

Über den Transformator – umgangssprachlich Trafo genannt – wissen wir bereits einiges (Abb. 54 hatte uns eine Versuchsanordnung gezeigt). Wir erinnern uns noch einmal daran, daß für die Induktionswirkung ein ständiges Entstehen und Verschwinden des Magnetfeldes Voraussetzung ist. Wenn wir nun an Stelle der Batterie eine Wechselspannungsquelle verwenden, wird der Strom in der Primärspule abwechselnd ansteigen, fallen, in umgekehrter Richtung steigen, fallen und so fort – das Magnetfeld wird nie zur Ruhe kommen.

Abb. 67 zeigt den alten Versuchstrafo, den wir jetzt mit Wechselstrom betreiben. Der Wechselstrom wird der Primärspule P zugeführt.

Wir können gleichzeitig mehrere Sekundärspulen – hier S 1 und S 2 – anbringen. Alle Spulen setzen wir auf einen gemeinsamen Eisenkern oder wickeln sie, um eine noch festere magnetische Kopplung zu erreichen, übereinander. Wenn

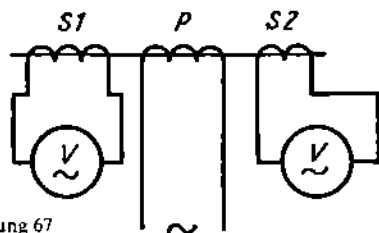


Abbildung 67

S 1 und S 2 verschiedene Windungszahlen haben, können wir an ihnen verschiedenen hohe Wechselspannungen abnehmen und mit Voltmetern messen. Die Voltmeter müssen natürlich für Wechselstrom geeignet sein. Das ist in der Skizze durch die Wellenlinie $\sim$ angedeutet. Warum man für Wechselstrom gerade dieses Zeichen gewählt hat, wissen wir nun auch: Es deutet die Sinuskurve an. Wichtig ist, daß möglichst keine magnetischen Kraftlinien verlorengehen oder geschwächt werden. Deshalb ist es vorteilhaft, einen geschlossenen Eisenkern zu verwenden, wie Abb. 68 zeigt. Die Kraftlinien verlaufen dann nirgends durch Luft. Diesen Aufbau finden wir zum Beispiel bei dem bekannten Klingeltransformator, der benutzt wird, um aus der hohen Netzwechselspannung von 220 V ungefährliche Spannungen von wenigen Volt herzustellen.

Die beiden Sekundärspulen des Klingeltransformators in Abb. 68 sind in Serie geschaltet, S 1 gibt 3 V ab (Anschlüsse A-B), S 2 gibt 5 V ab (Anschlüsse B-C), so daß wir zwischen A und C dann 8 V abnehmen können und uns dadurch eine dritte Sekundärwicklung für diese Spannung sparen — falls S 1 und S 2 richtig zusammengeschaltet sind. Würden wir eine der beiden Spulen umpolen, so würde ihre Stromrichtung in jeder Halbwelle des Wechselstromes der Stromrichtung der anderen Spule genau entgegengesetzt sein — die Spannungen würden sich aufheben, und zwischen A und C hätten wir dann nur die Differenz beider Spannungen — in unserem Fall 2 V — zur Verfügung.

Wenn sich die Spannungen addieren sollen, müssen die Wicklungen im gleichen Drehsinn — bei beiden Spulen übereinstimmend — verlaufen. Wir können uns aber S 1 und S 2 auch als eine durchgehend gewickelte Spule vorstellen, die für den Anschluß der Leitung B angezapft ist.

Wie viele Windungen müssen die Primär- und die Sekundärspule haben? Wie beides grundsätzlich voneinander abhängt, haben wir früher schon experimentell ermittelt. Wir wollen uns deshalb hier nur die Regel für den Trafo einprägen:

Die Spannungen verhalten sich zueinander wie die Windungszahlen! Was bedeutet das praktisch? Nehmen wir an, daß die Primärwicklung 100 Windungen hat. Hat die Sekundärwicklung halb soviel Windungen, also 50, so gibt sie auch nur die Hälfte von derjenigen Spannung ab, die wir an die Primärwicklung anlegen. Hat die Sekundärwicklung doppelt soviel Windungen wie die Primärwicklung, so gibt sie das Doppelte der Primärspannung ab.

Diese Zusammenhänge haben zu dem Begriff „Windungen je Volt“ geführt, der vor allem bei der Herstellung von Trafos bedeutsam ist.

Nehmen wir an, daß die Primärwicklung eines Klingeltrafos 2200 Windungen hat und wir an sie die Netzspannung 220 V anlegen. Dann entfällt jeweils 1 V auf 10 Windungen. Die Primärwicklung hat nun 10 Windungen je Volt.

Diese Angabe sagt allerdings weder etwas darüber aus, wieviel Windungen die

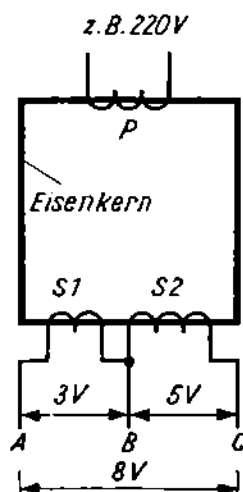


Abbildung 68

Primärspule insgesamt hat, noch, für welche Primärspannung sie bestimmt ist. Wir können dieser Angabe aber entnehmen, wieviel Windungen unsere Sekundärspule benötigt, um dort eine bestimmte Spannung zu erhalten.

Wenn wir sekundär 4 V haben wollen, rechnen wir so: 10 Windungen ergeben 1 V, also ergeben 40 Windungen 4 V. Für 6 V brauchen wir dann 60 Windungen. Wollen wir beide Spannungen erreichen, so brauchen wir nicht 40 und 60 Windungen, sondern wickeln zu den 40 Windungen noch 20 dazu – dadurch bekommen wir weitere 2 V. Diese 20 Windungen werden mit den 40 Windungen in Serie geschaltet (Abb. 68).

Daß man beim Trafobau sekundär etwas mehr Windungen je Volt rechnet als primär (man gibt 10 · · · 20 Prozent zu), hat seine Ursache in den Verlusten der Wicklungen (die ja auch einen ohmschen Widerstand haben, dessen Wirkung wir mit dem Innenwiderstand bei unserem chemischen Element nach Abb. 30 vergleichen können) und des Eisenkernes. Warum im Eisenkern Verluste entstehen, werden wir noch erfahren. Das Verhältnis der Primärwindungszahl zur Sekundärwindungszahl wird Übersetzungsverhältnis genannt. Bei einem Trafo mit primär 100 Windungen und sekundär 500 Windungen (die Sekundärspannung ist dann also fünfmal so hoch wie die Primärspannung!) beträgt das Übersetzungsverhältnis 1:5. Ebenso groß wäre es, wenn primär 200 und sekundär 1000 Windungen vorhanden wären. Sind dagegen primär 200, sekundär

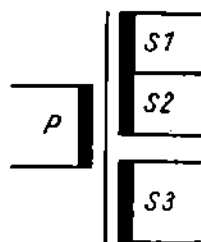


Abbildung 69

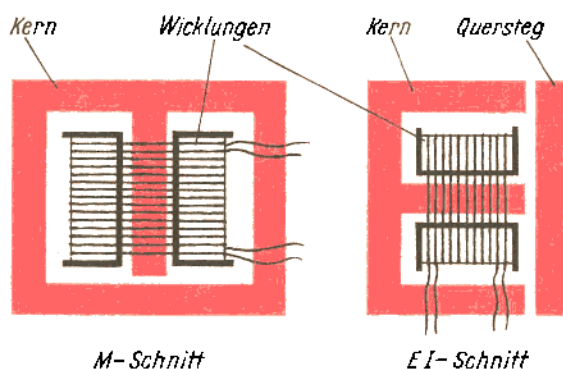


Abbildung 70

nur 100 Windungen vorhanden, beträgt das Übersetzungsverhältnis 2:1, ebenso, wenn primär 80, sekundär 40 Windungen vorhanden sind usw. Daraus erkennen wir, daß das Verhältnis von Primär- und Sekundärspannung dem Übersetzungsverhältnis gleicht. Wenn wir also das Übersetzungsverhältnis und eine der Spannungen kennen, können wir die andere daraus errechnen.

Wir wollen uns nun das Schaltsymbol für einen Trafo einprägen, und zwar besonders das für einen NF-Trafo mit Eisenkern, wie wir ihn als Klingeltransformator und in der Rundfunktechnik als Netztransformator oder Ausgangsübertrager kennen. Die Wicklungen werden hier oftmals nicht, wie wir das bisher machten, als Spule, sondern als schwarze Rechtecke gezeichnet; der dicke Strich deutet den Eisenkern an (Abb. 69). Die Buchstaben für Primär- und Sekundärwicklung müssen nicht vermerkt werden. Welche Wicklung für welche Funktion bestimmt ist, ergibt sich immer aus der Schaltzeichnung des ganzen Gerätes. Man kann ja einen Trafo auch umkehren: Es wäre gleich, ob man an eine Wicklung 100 V anlegt und an der anderen 50 V entnehmen kann, oder ob man an dieser 50 V anlegt und dafür an der ersten Wicklung 100 V entnimmt! Der Eisenkern des Trafos soll möglichst geschlossen sein. Wie Trafokerne tatsächlich aussehen, zeigt die Abb. 70. Von

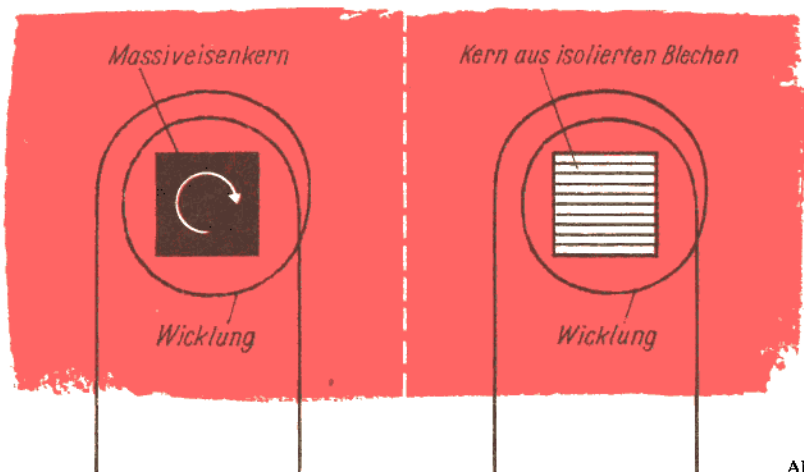


Abbildung 71

Abbildung 72

den verschiedenen gebräuchlichen Formen wollen wir die zwei wichtigsten nennen: den M-Kernschnitt und den EI-Kernschnitt. Beide gibt es in einer nach Größen gestaffelten Typenreihe, deren Maße genormt sind. Die Typenbezeichnung gibt genau an, um welche Kerngröße es sich handelt. Der Kern M 42/15 hat z. B. folgende Maße: Kantenlänge 42 mm, Höhe des Blechpaketes 15 mm. Ähnlich werden EI-Kerne gekennzeichnet. Beim Selbstwickeln von Trafos nach Bauvorschrift müssen wir uns immer an die angegebene Kerngröße halten! Jede Kerngröße hat für das Kraftlinienfeld einen ganz bestimmten magnetischen Widerstand, und danach richtet sich die Berechnung der Windungszahlen. Diese ändern sich also, wenn wir einen Kern anderer Größe verwenden.

Warum besteht ein Trafokern nicht aus massivem Eisen, sondern aus einzelnen, mit dünnem Papier oder Lacküberzug voneinander isolierten Blechen? Es handelt sich dabei um einen Schutz gegen die sogenannten Wirbelströme.

Betrachten wir Abb. 71. Wir denken dabei wieder an den stabförmigen (offenen) Kern unseres Versuchstrafos, auf dessen Stirnfläche wir jetzt sehen. Deutlich ist zu erkennen, daß der Umfang des

Kernes gewissermaßen eine Kurzschlußwindung bildet — eine in sich geschlossene Spule mit einer Windung. Im Eisenkern selbst werden deshalb ebenfalls Ströme induziert, die im Kern kreisen. Der Kreispeil deutet das an.

Die Induktionsströme entziehen dem Magnetfeld beträchtliche Energien und setzen sie im Eisenkern in Wärme um. Um dem zu begegnen, teilt man den Kern in einzelne Bleche auf, wie es Abb. 72 zeigt. Die Verlustströme — man nennt sie Wirbelströme — finden dann keine geschlossene Strombahn mehr vor. Die Bleche des Kerns sind gegeneinander isoliert und um so dünner — der Kern muß dann um so feiner unterteilt sein —, je höher die Frequenz des Wechselstromes ist, für den wir den Trafo verwenden wollen.

Da man die Bleche nicht beliebig dünn halten kann, geht man bei sehr hohen Frequenzen, also im HF-Gebiet, einen anderen Weg. Man verwendet feines Eisenpulver, das mit keramischen Massen oder Kunstharzen vermischt und gepreßt wird. Das Bindemittel isoliert die einzelnen Körnchen voneinander, trotzdem bleibt die magnetische Eigenschaft erhalten. Dieses Kern-Material wird als HF-Eisen (im Hinblick auf seine Ver-

wendung) bezeichnet. Ganz ähnlich aufgebaut sind die Ferrite genannten magnetischen Werkstoffe. Mit ihnen werden wir später noch zu tun haben. Wir begegnen ihnen in der Ferritstabantenne und den Ferritspulenkernen von HF-Spulen.

Nicht immer haben die HF-Übertrager Eisenkerne; hier wird oft die magnetische Kopplung mit Luft als magnetischem Leiter angewendet. Soweit Kerne benutzt werden, sind sie stets aus Ferritmaterialien. Man stellt sie im Schaltbild anders dar als NF-Trafos; ihr Schaltsymbol (Abb. 73) ähnelt der von uns bisher benutzten Darstellungsform. Soweit ein Kern vorhanden ist, wird er mit der punktierten Linie angegeben.

Ferritkerne können recht verschiedene Formen haben, vom kleinen Stabkern mit Gewinde, einschraubbar in den Spulenträger, über EI-ähnliche Formen bis zum Topfkern, der – wie sein Name schon sagt – die Spule allseitig umschließt. Im Schnitt ähnelt ein Topfkern der EI-Form. Abwandlungen dieser Form sind der Schalen- und der Haspelkern.

Wie sich die Spannungen der einzelnen Wicklungen zueinander verhalten, ist uns bekannt. Wie sieht das aber mit den Strömen und den Leistungen aus? Beginnen wir mit der Leistung. Der Trafo ist keine Energiequelle, aber er ist auch kein Verbraucher – vorausgesetzt, wir sorgen durch richtigen Aufbau (Vermeidung von Wirbelströmen im Kern und von

Stromwärme in den Wicklungen infolge zu dünner Drähte) dafür, daß er keine nennenswerten Verluste hat. Es kann also weder mehr noch weniger Leistung sekundär herauskommen, als wir primär hineingeben.

Da sich die Leistung aus Stromstärke und Spannung errechnet, muß uns, wenn wir sekundär nur die Hälfte der Primärspannung entnehmen, dafür die doppelte Stromstärke zur Verfügung stehen. Setzen wir die Spannung sekundär herauf, wird die maximal entnehmbare Stromstärke um so geringer, je höher die Sekundärspannung ist. Sind mehrere Sekundärwicklungen vorhanden, so ergibt die Summe der von ihnen entnommenen Leistungen die von der Primärwicklung aufgenommene Leistung. Unseren bekannten Merksatz: „Die Spannungen verhalten sich zueinander wie die Windungszahlen“ können wir also ergänzen durch den zweiten Merksatz: „Die Ströme verhalten sich zueinander umgekehrt wie die Windungszahlen.“

Wie steht es nun mit den Widerständen der Wicklungen?

Der induktive Scheinwiderstand

Wir müssen zunächst feststellen, welchen Widerstand eine einzelne Trafowicklung hat.

Wenn wir einen Trafo nur mit einer Wicklung anschließen, können wir die anderen Wicklungen als nicht vorhanden ansehen. Dann bleibt praktisch eine Spule übrig, die wir bereits als Selbstinduktionsspule kennen.

Wir wollen nun einen Versuch mit einem Klingeltransformator machen. Seine 8-V-Wicklung soll die Selbstinduktionsspule sein; die 220-V-Wicklung schließen wir nicht an.

Messen wir zunächst einmal den ohmschen Widerstand der 8-V-Wicklung, indem wir die Wicklung an eine Batterie



Abbildung 73

mit bekannter Spannung anschließen (ein kleiner 2-V-Trockenakku eignet sich gut) und mit einem Amperemeter den durchfließenden Strom sowie gleichzeitig mit einem Voltmeter die Spannung an der Wicklung messen.

Es wird ein verhältnismäßig starker Strom fließen (deshalb den Versuch nicht zu lange durchführen, sonst wird die Wicklung heiß), und wegen des Innenwiderstandes der Batterie werden an der Wicklung nicht mehr ganz 2 V stehen. Auf die Angabe auf der Batterie können wir uns deshalb nicht verlassen. Aus dem gemessenen Strom- und Spannungswert läßt sich der Widerstand der Wicklung nach dem Ohmschen Gesetz errechnen. Es ist ihr Gleichstromwiderstand oder ohmscher Widerstand — wir haben ja mit Gleichstrom gemessen.

Gibt es noch einen zweiten Widerstand? Wir wiederholen den Versuch, indem wir an Stelle der Batterie einen zweiten Klingeltransformator oder einen anderen Trafo mit 4 · · · 6 V benutzen. Die Meßinstrumente müssen jetzt natürlich für Wechselstrom geeignet sein. Erstaunt werden wir feststellen, daß ein weit geringerer Strom fließt als zuvor — nach unserer Rechnung ergibt sich überraschend ein weit höherer Widerstand der Wicklung!

Wie war das doch mit der Selbstinduktion? Beim Einschalten kann der Strom nicht sofort die volle Höhe erreichen; er steigt infolge der Selbstinduktionswirkung (Seiten 73–76) erst allmählich an, und zwar um so langsamer, je mehr Windungen die Spule hat, also je höher ihre Selbstinduktion ist.

Wie ist das nun bei Wechselstrom? Die an der Wicklung liegende Spannung steigt langsam an, und mit ihr nach dem Ohmschen Gesetz der Strom? Nein! Er kann nicht so schnell ansteigen wie die Spannung; die Selbstinduktion verhindert das.

Wenn die Wechselspannung ihren Maxi-

malwert erreicht hat, ist der Strom noch nicht so weit angestiegen, wie das nach dem Ohmschen Gesetz auf Grund des Wicklungswiderstandes zu erwarten wäre. Doch nun beginnt die Spannung wieder abzufallen — der Strom hat also keine Zeit, den Höchstwert zu erreichen, er bleibt geringer, als er beim Anlegen einer Gleichspannung wäre —, die Wicklung hat für Wechselstrom scheinbar einen größeren Widerstand.

Man spricht hierbei tatsächlich vom Scheinwiderstand der Wicklung, manchmal auch von ihrem Wechselstromwiderstand, was für uns das gleiche bedeuten soll.

Nun wissen wir, wie sich das unterschiedliche Ergebnis zwischen den beiden Messungen mit Gleichstrom und Wechselstrom erklärt: Wir haben zuerst den ohmschen Widerstand, dann den Scheinwiderstand gemessen.

Es hat in der Rundfunktechnik große Bedeutung, daß der Scheinwiderstand nicht nur von der Windungszahl der Spule — oder exakt ausgedrückt, von ihrer Induktivität — abhängt, sondern auch von der Frequenz des Wechselstromes. Er steigt mit steigender Frequenz. Das ist leicht einzusehen: Konstant bleibt die Selbstinduktion und mit ihr auch die Schnelligkeit des Stromanstiegs beim Anlegen der Spannung an die Spule. Wenn aber die Frequenz des Wechselstromes steigt, so erreicht die Spannung ihren maximalen Wert schneller als zuvor, aber der Strom kann nicht schneller steigen und wird daher — bevor die Spannung wieder sinkt — noch geringere Höhe erreichen als zuvor, und dies, obwohl die Spannung gleichgeblieben ist. Das bedeutet aber einen Anstieg des Scheinwiderstandes.

Kehren wir zum Transformator zurück. Üblicherweise macht man die Induktivität der Primärwicklung so groß, daß — wenn die Sekundärwicklungen nicht angeschlossen sind — nur ein ganz minima-

ler Primärstrom fließt (die Primärspule hat sehr viele Windungen). Dann ist auch die vom Trafo aufgenommene Primärleistung sehr klein.

Schließen wir jetzt an eine Sekundärwicklung einen Verbraucher an, so entnimmt dieser dem Trafo einen Sekundärstrom und damit eine Sekundärleistung. Sie wird aus dem Energieinhalt des magnetischen Kraftfeldes erzeugt. Die Energie, die das Kraftfeld nun an die Sekundärwicklung abgibt, geht jedoch für die Selbstinduktion in der Primärwicklung verloren – deren Selbstinduktion wird geringer, und dies bedeutet, daß sich ihr Scheinwiderstand verringert! Die Primärwicklung nimmt jetzt einen höheren Strom und damit höhere Leistung auf – die Leistung, die wir als Sekundärleistung entnehmen.

Unsere Erklärung vereinfacht diese Zusammenhänge, sie sind in Wirklichkeit komplizierter: Es treten zeitliche Verschiebungen zwischen der Spannungs- und der Stromkurve auf – sogenannte Phasenverschiebungen. Wir wollen diese Zusammenhänge aber im Rahmen dieses Buches übergehen.

Hier noch ein weiteres Gedankenexperiment. Wie wir wissen, hat jede Stromquelle einen inneren Widerstand; wir haben das bei den Batterien kennengelernt. Nun wollen wir uns eine Wechselstromquelle vorstellen, die eine Spannung von 10 V abgibt und einen inneren Widerstand von $10\ \Omega$ hat. Sie kann also höchstens 1 A Strom abgeben. An sie schließen wir einen Trafo an, der primär einen Scheinwiderstand von $10\ \Omega$ haben soll. Im ganzen Primärstromkreis sind also $20\ \Omega$ Widerstand vorhanden, und es fließt ein Primärstrom von 0,5 A. Daraus ergibt sich, daß an der Primärwicklung 5 V stehen (die restlichen 5 V fallen am Innenwiderstand der Stromquelle ab).

Die Primärwicklung soll 200 Windungen haben; auf dem Trafo sind weiter zwei Sekundärwicklungen vorhanden, eine

mit 100 Windungen und eine mit 400 Windungen. An derjenigen mit 100 Windungen können wir 2,5 V abnehmen, an derjenigen mit 400 Windungen demzufolge 10 V. Die aufgenommene Primärleistung wäre $5\text{ V} \cdot 0,5\text{ A} = 2,5\text{ W}$, ebenso groß wäre die entnehmbare Sekundärleistung.

Wir schließen die 2,5-V-Wicklung an einen Verbraucher an, der gerade 1 A aufnimmt und damit die Sekundärleistung von 2,5 W. Wie groß ist sein Widerstand? Nach dem Ohmschen Gesetz ist $R = \frac{U}{I} = \frac{2,5\text{ V}}{1\text{ A}} = 2,5\ \Omega$.

Betrachten wir die andere Wicklung. Sie gibt 10 V ab, für 2,5 W Sekundärleistung bedeutet das 0,25 A (denn $10\text{ V} \cdot 0,25\text{ A} = 2,5\text{ W}$). Ein Verbraucher, der dieser Wicklung 2,5 W entnimmt, hätte also $\frac{10\text{ V}}{0,25\text{ A}} = 40\ \Omega$. Nun

sehen wir uns das Verhältnis der Widerstände der Wechselspannungsquelle und der Verbraucher an. Die Wechselspannungsquelle gibt an den Trafo 5 V ab; ihr Innenwiderstand beträgt $10\ \Omega$. Zunächst das Übersetzungsverhältnis: primär zur ersten Sekundärwicklung = 2:1, zur zweiten Sekundärwicklung = 2:4 oder 1:2. Ebenso übersetzen sich die Spannungen. Zur ersten Sekundärwicklung also wie 2:1 = 5:2,5 V und zur zweiten wie 1:2 = 5:10 V. Der „Quellenwiderstand“ wird aber zum ersten Verbraucher übersetzt mit $10\ \Omega : 2,5\ \Omega = 4:1$, zum zweiten Verbraucher mit $10\ \Omega : 40\ \Omega = 1:4$. Wir sehen an diesem Rechenbeispiel, daß man hier von einer Widerstandstransformation sprechen kann (wenn der Fachmann von einer Impedanztransformation spricht oder einer Impedanzwandlung, so meint er etwas Ähnliches, denn die Impedanz hängt eng mit unserer Erklärung des Scheinwiderstands zusammen).

Die Scheinwiderstände zweier Trafowicklungen verhalten sich zueinander

wie ihre Induktivitäten. Denken wir an die Reihenschaltung zweier Spulen (wenn wir die Windungszahl einer Wicklung verdoppeln, entspricht das der Reihenschaltung zweier Spulen gleicher Windungszahl!) und betrachten wir nochmals Abb. 55.

Wie wir wissen, steigt die Induktivität (und damit der Scheinwiderstand bei einer bestimmten Frequenz) mit dem Quadrat der Windungszahl. Doppelte Windungszahl bedeutet also doppelte Spannung, vierfache Induktivität, vierfacher Scheinwiderstand (auch der der Quelle scheint um das Vierfache erhöht), halber Strom, gleiche Leistung. Für dreifache Windungszahl sinngemäß dreifache Spannung, neunfache Induktivität, ein Drittel des Stromes, daher wieder gleiche Leistung; der Scheinwiderstand der Quelle erscheint ebenfalls mit seinem neunfachen Wert als Scheinwiderstand der Sekundärspule.

Das klingt alles sehr kompliziert, ist aber bedeutend einfacher, als es zunächst aussieht. Diese Zusammenhänge sind aber für uns sehr wichtig. Wenn wir sie erst verstanden haben, wird uns das Verständnis für ein Bauteil leichtfallen, das wir eigentlich schon kennen, hier aber mit seinem zweiten, vom Fachmann häufiger benutzten Namen nochmals vorstellen wollen: die Selbstinduktionspule oder Drosselspule – kurz Drossel genannt.

Die Drossel besteht nur aus einer einzigen Wicklung mit vielen Windungen (Windungszahl je nach der Frequenz, bei der sie benutzt werden soll) und einem Kern, der – wieder je nach Frequenzbereich – ein Eisenblechkern oder ein HF-Eisenkern ist. Für Frequenzen oberhalb einiger MHz wird oft auf den Kern verzichtet; die Drossel besteht dann nur noch aus einigen frei aufgerollten Drahtwindungen, was sich auch in ihrem Schaltsymbol ausdrückt (Abb. 74). NF-Drosseln mit Eisenkernen sehen ebenso

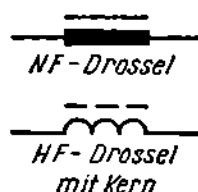


Abbildung 74

aus wie Trafos, haben aber nur zwei Anschlüsse. HF-Drosseln werden wie HF-Übertrager dargestellt. Haben sie keinen Kern, so läßt man die punktierte Linie weg.

Woher nun der Name Drosselspule? Ganz einfach: Eine solche Spule läßt Gleichstrom nahezu ungehindert durch, wenn man nur dafür sorgt, daß der Drahtwiderstand (ohmscher Widerstand der Wicklung) recht gering bleibt. Wechselstrom dagegen muß den Scheinwiderstand überwinden, der durch geeignete Konstruktion allerdings sehr hoch gemacht werden kann. Er ist außerdem um so höher, je höher die Frequenz des Wechselstromes ist.

Wechselstrom kann man mit einer solchen Spule also abdrosseln oder – je nach Frequenz – sogar völlig sperren (wir wollen uns gleich einprägen, daß die Sperrwirkung sehr von der Frequenz abhängt, man hier also nicht schematisch zwischen Gleich- und Wechselstrom unterscheiden kann). Gleichstrom läßt diese Spule fast ungehindert durch. Als Drosseln bezeichnet man daher nur solche Spulen, die nach ihrer Konstruktion und Schaltung im fertigen Gerät die Aufgabe des Abdrosselns von Wechselströmen haben.

Die Induktivität von Drosselspulen wird in den uns schon bekannten Maßen Henry (H), mH oder μ H angegeben. Bei Drosseln für den NF-Bereich, die Eisenkern und verhältnismäßig große Drahtlängen (hohe Windungszahlen) haben – Induktivität meist um $1 \dots 10$ H –, findet man mitunter auch noch zusätzlich die Angabe des ohmschen Widerstandes der Wicklung. Außerdem gilt für diese

Drosseln eine bestimmte maximale Gleichstrombelastung, die nicht überschritten werden soll. Sonst könnte es geschehen, daß der Eisenkern magnetisch gesättigt ist und keine weiteren Kraftlinien mehr aufnehmen kann. Die Folge wäre dann ein starkes Absinken der Induktivität, deren genauer Wert (das sei hier nur nebenbei erwähnt) in jedem Fall von der Stärke einer solchen Gleichstromvormagnetisierung abhängt.

Es kommt also vor, daß in der gleichen Leitung sowohl Gleichstrom als auch Wechselstrom gleichzeitig fließen. Wie ist das möglich? Denken wir an den Leitungsmechanismus: Wenn in einer Leitung ein Gleichstrom und gleichzeitig ein schwächerer Wechselstrom fließen, dann strömen die Leitungselektronen zwar in einer Richtung – dem Gleichstrom entsprechend –, aber mit einer im Takt der Wechselspannung rhythmisch schneller und langsamer werdenden Geschwindigkeit. Man sagt dann, dem Gleichstrom ist ein Wechselstrom überlagert.

Wir können den Wechselstromversuchsdynamo aus Abb. 61 auch in Serie mit einer Batterie schalten. Die eine Halbwelle der Wechselspannung wird dann der Batterie entgegengesetzt gepolt sein, die andere mit ihr gleichsinnig. Während der einen Halbwelle findet dann eine Subtraktion, während der anderen Halbwelle eine Addition statt. Aus dieser Vorstellung heraus können wir uns den Begriff der Überlagerung zweier Ströme recht gut verständlich machen.

Der Kondensator

(Der kapazitive Scheinwiderstand)

Ein weiteres sehr wichtiges Bauelement ist der Kondensator. Dazu wieder ein Experiment, das wir allerdings zunächst einmal in Gedanken durchführen müssen, weil der Effekt des praktischen Ex-

periments hier so schwach wäre, daß wir ihn mit unseren Mitteln nicht nachweisen könnten.

Abb. 75 zeigt zwei Metallplatten, die wir mit einem geringen Luftzwischenraum aufgestellt haben. Da sie sich nicht berühren, kann zwischen ihnen kein Strom fließen.

Schließen wir beide Platten einmal an unsere Batterie an, wie das in Abb. 75 schon angedeutet ist. Wir wissen: Am negativen Batteriepol herrscht Elektronenüberfluß, dort stauen sich die Elektronen. Am Pluspol herrscht Elektronenmangel.

Die Metallplatten sind zunächst elektrisch neutral, sie enthalten wie jedes Metall eine Anzahl freier Elektronen. Die Batterie saugt nun von der mit Plus verbundenen Platte die vorhandenen freien Elektronen ab; diese Platte wird positiv geladen. Die andere Platte bekommt vom Elektronen-„Stau“ des Minuspoles der Batterie ein entsprechendes Quantum negativer Ladung; zwischen beiden Platten steht jetzt die Batteriespannung.

Nun trennen wir die beiden Verbindungen zur Batterie auf. Mit speziellen Meßgeräten könnten wir jetzt feststellen, was wir schon vermuten: Die Spannung zwischen beiden Platten bleibt bestehen!

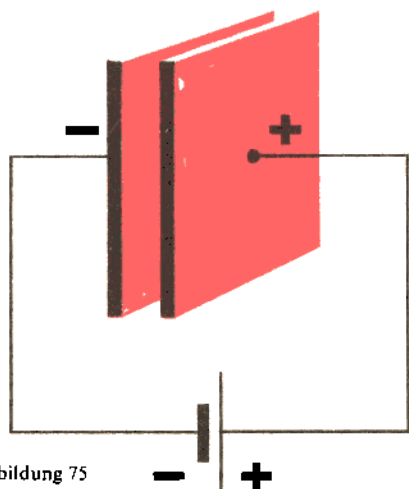


Abbildung 75

Auf der negativen Platte herrscht nach wie vor Elektronenüberschuß (wohin sollten diese Elektronen auch abwandern, da die Platte keine Verbindung hat), auf der positiven Platte herrscht Elektronenmangel (woher sollte diese Platte die von der Batterie abgezogenen Elektronen ergänzen).

Was würde geschehen, wenn wir beide Platten miteinander direkt verbänden, etwa mit einem Drahtstück? Die überschüssigen Elektronen der negativen Platte wanderten zur positiven, ergänzten dort die fehlenden freien Elektronen, und beide Platten wären wieder elektrisch neutral. Hätten wir in das Drahtstück ein Amperemeter eingeschaltet, so hätten wir einen kurzen Stromstoß bemerkt, der von den Ausgleichselektronen herrührte, die von der negativen zur positiven Platte strömten. Dieses einfache Gebilde ist ein Kondensator! Bevor wir uns mit ihm weiter beschäftigen, lernen wir das Schaltsymbol für den Kondensator kennen, damit wir unsere nächsten Skizzen gleich recht übersichtlich zeichnen können (Abb. 76). Dieses Symbol ist sehr einprägsam; die beiden Querstriche deuten die beiden Metallplatten an.

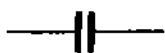


Abbildung 76

Der Kondensator ist also für die von der Batterie gelieferte Gleichspannung so etwas wie ein Elektrizitätsspeicher. Leider ist er das nicht im Sinne eines Akkus – wir können ihn also nicht etwa als Stromquelle benutzen, denn auf den Platten finden nur verhältnismäßig wenige Elektronen Platz, der „Elektrizitätsspeicher“ wäre also sehr schnell erschöpft. Wie viele Elektronen (welche Elektrizitätsmenge) wir auf ihm unterbringen können, hängt von zwei Umständen ab: einmal von der Platten-

größe, zum anderen von der Spannung, mit der wir den Kondensator aufladen. Hat die Batterie in Abb. 75 eine hohe Spannung (hohen „Druck“, wenn wir an unseren früheren Hilfsbegriff der „Elektronenpumpe“ denken), so können auf die negative Platte mehr Elektronen gepreßt, von der positiven mehr abgesaugt werden. Also müßten wir den Kondensator als „Elektrizitätsspeicher“ recht groß machen und ihn mit hoher Spannung aufladen. Und trotzdem eignet sich der Kondensator nicht als Stromquelle. Denn wenn wir ihn entladen, sinkt die Spannung zwischen beiden Platten um so mehr ab, je mehr Elektronen von der einen Platte zur anderen gewandert sind – je weiter der Ausgleichsvorgang fortgeschritten ist. Wir könnten also bei der Stromentnahme nicht mit konstanter Spannung und daher auch nicht mit konstantem Strom rechnen.

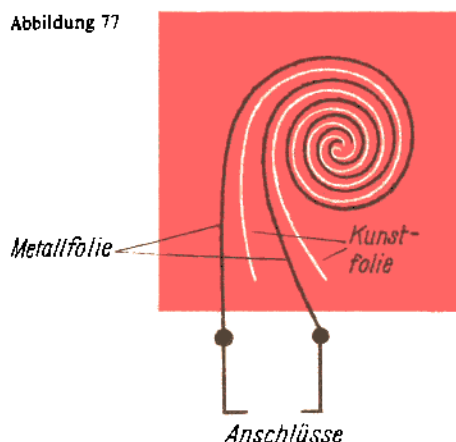
Tatsächlich erfolgt die Aufladung des Kondensators, sobald wir die Batterie entsprechend Abb. 75 anschließen, zunächst mit hohem Strom – die Platten sind ja noch ungeladen. Je mehr sie aufgeladen sind, um so größer ist beispielsweise auf der negativen Platte der Elektronen-„Stau“, gegen den die Batterie aufkommen muß – um so größer ist auch die Spannung zwischen beiden Platten und damit um so geringer die Spannungsdifferenz zwischen dem Kondensator und der Batterie. Um so geringer ist aber mit fortschreitender Ladung auch der Aufladestrom.

Der Aufladestrom ist also zu Anfang sehr kräftig und nimmt dann allmählich ab. Ebenso ist es bei der Entladung, wenn wir die Kondensatorplatten verbinden: Zunächst herrscht eine hohe Spannungsdifferenz zwischen beiden Platten, und im ersten Moment fließt ein hoher Entladestrom. Je mehr die Entladung fortschreitet, desto geringer wird die Spannung zwischen den Platten und auch der Entladestrom.

Versuchen wir zunächst einmal, das „Fassungsvermögen“ unseres Kondensators recht groß zu machen. In der Industrie wird dabei ein Kniff angewendet: Als Platten nimmt man Metallfolien. Als Isolierung dient nicht Luft, sondern es wird ein Kunstfolie-Band zwischengelegt und das Ganze zu einem Wickel zusammengerollt (Abb. 77). Die entstandene Rolle trinkt man mit einem Isoliermittel (meist Kunstharz) und bringt sie entweder in einem Metallbecher unter (Becherkondensator) oder in einem rollenförmigen Isoliergehäuse (Rollenkondensator).

Für hochwertige Kondensatoren geht man, um sie bei gleichem „Fassungsvermögen“ kleiner zu halten, noch einen Schritt weiter: Man verzichtet auf die

Abbildung 77



Metallfolien und bringt auf dem Kunstfolie-Band selbst eine dünne Metallschicht auf. Zwei solcher zusammengerollter Bänder ergeben dann ebenfalls einen Kondensator.

Mit jedem Metallbelag ist ein Anschlußdraht verbunden, der aus der Vergußmasse herausgeführt wird. Die Foliezwickelung macht man so dünn wie möglich – auch dadurch wird das „Fassungsvermögen“ gesteigert. Sie darf jedoch nicht zu dünn sein, da sonst bei hohen Spannungen zwischen den Metallbelä-

gen ein Spannungsdurchschlag erfolgen kann – die Spannung sucht sich dann in Form eines Funkenüberschlages einen Weg durch die Isolierung. Der Kondensator wird so durch Kurzschluß zwischen beiden Belägen zerstört. Die für jeden Kondensator angegebene höchstzulässige Spannung darf deshalb niemals überschritten werden!

Der Fachausdruck für das „Fassungsvermögen“ lautet Kapazität; dieser Begriff wird manchmal auch für den Kondensator selbst gebraucht. Gemessen wird die Kapazität in Farad (benannt nach dem englischen Physiker Faraday). Allerdings ist die Maßeinheit Farad (Kurzzeichen F) für die Praxis viel zu groß. Sie wurde nämlich zu einer Zeit festgesetzt, als man mit der Kapazität noch nichts Rechtes zu beginnen wußte. Heute benutzt man nur millionstel Teile davon als Maße: $1 \text{ F} = 1\,000\,000 \mu\text{F}$ (Mikrofarad) – aber diese Gleichung hat wenig praktischen Wert für uns. Wichtiger sind die folgenden: $1 \mu\text{F} = 1000 \text{ nF}$ (Nanofarad), $1 \text{ nF} = 1000 \text{ pF}$ (Pikofarad).

Die beiden Metallplatten aus Abb. 75 haben vergleichsweise, wenn wir sie uns etwa $10 \text{ cm} \times 10 \text{ cm}$ groß denken und ungefähr 1 mm voneinander entfernt aufstellen, eine Kapazität von knapp 100 pF . Eine Kapazität von $1 \mu\text{F}$ ($= 1\,000\,000 \text{ pF}$) hat dagegen schon eine wesentlich größere „Speicherfähigkeit“. Wie gering sie trotzdem noch ist im Vergleich zu dem Gewohnten aus unseren früheren Versuchen, werden die folgenden Versuche zeigen. Wir werden dann auch verstehen, warum wir diese Versuche nicht mit dem einfachen Plattenkondensator nach Abb. 75 durchführen konnten.

In einem Fachgeschäft kaufen wir uns einen Kondensator für $1000 \mu\text{F}$ (notfalls reichen auch $500 \mu\text{F}$) und für eine Spannung von wenigstens 12 V . Kondensatoren mit so großen Kapazitäten sind stets Elektrolytkondensatoren (der Fach-

mann sagt umgangssprachlich kurz Elkos).

Wodurch sich die Elektrolytkondensatoren von Rollkondensatoren unterscheiden, erfahren wir in einem späteren Kapitel. Vorläufig müssen wir nur darauf achten, daß auf diesen Kondensatoren die Anschlüsse mit + und – gekennzeichnet sind. Wir dürfen sie niemals falsch polen, sondern müssen immer darauf achten, daß die Batteriespannung bei unseren Versuchen stets mit richtiger Polarität anliegt, sonst können Elkos leicht Schaden nehmen. Bei Rollkondensatoren sind dagegen beide Anschlüsse gleichwertig. Hat unser Elko nur einen Anschluß, so ist dies der Pluspol; der Minuspol wird vom Metallgehäuse gebildet.

Wir bauen jetzt die Versuchsschaltung nach Abb. 78 auf. An ihr wollen wir das bisher zur Aufladung und Entladung Gesagte nachprüfen.

Wenn der Umschalter in der oberen Stellung ist, so ist die Batterie abgeschaltet, und die Lampe – da der Kondensator von sich aus keine Spannung erzeugen kann – dunkel.

Nun betätigen wir den Schalter nach unten. Im Moment des Umschaltens bemerken wir ein kurzes Aufblitzen des Lämpchens (für das wir am besten eine Fahrrad-Rückstrahlerlampe 6 V/0,05 A verwenden); danach verlöscht es sofort wieder. Jetzt schalten wir den Schalter in die obere Stellung zurück. Wieder blitzt die Lampe kurz auf – der Entladestromstoß wurde nachgewiesen.

Wir können die Batteriespannung nun verringern und werden feststellen, daß das Aufblitzen dann schwächer ist – die gespeicherte Elektrizitätsmenge ist geringer.

Haben wir mehrere Kondensatoren, so können wir auch an Stelle des 1000- μ F-Kondensators größere oder geringere Werte einsetzen. Wir werden dann feststellen, daß mit geringerer Kapazität

Abbildung 78

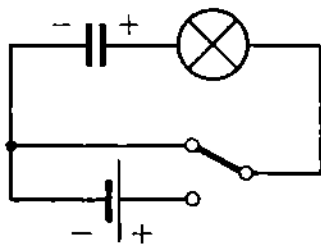


Abbildung 79

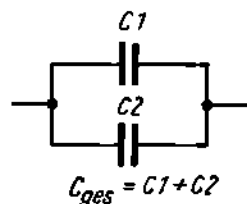


Abbildung 80

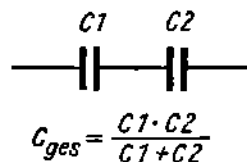
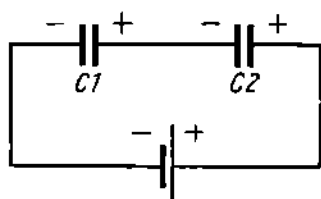


Abbildung 81



auch ein schwächeres Aufblitzen zu verzeichnen ist. Wird der Wert zu gering, so sehen wir gar kein Aufleuchten – die Elektrizitätsmenge reicht nicht mehr aus, den Glühfaden zum Glühen zu bringen. Daß die Auf- und Entladung aber trotzdem noch stattfindet, können wir recht gut mit dem Kompaßgalvanometer nachweisen, wenn wir es an Stelle der Lampe einschalten. Wir bemerken dann (ausreichend Windungen auf dem Kompaß vorausgesetzt) noch bei Werten um 50 bis 100 μ F ein deutliches Rucken der Nadel. Aus der Richtung ihrer Auslen-

kung erschen wir außerdem, daß die Stromrichtung bei der Aufladung gerade umgekehrt wie bei der Entladung ist — das war ja auch nicht anders zu erwarten (Elektronenflußrichtung in den Kondensatorzuleitungen bei der Auf- und der Entladung!).

Das Formelzeichen für den Kondensator (genauer: für die Kapazität) ist das C . In Schaltbildern können wir also Kondensatoren mit C_1 , C_2 , C_3 usw. numerieren, ebenso wie wir das bei Widerständen mit R_1 , R_2 , R_3 und bei Induktivitäten mit L_1 , L_2 usw. tun.

Wie verhält es sich mit der Serien- und Parallelschaltung von Kondensatoren?

Betrachten wir zunächst die Parallelschaltung (Abb. 79). Stellen wir uns in der Abb. 75 zwei gleiche Plattenkondensatoren parallelgeschaltet vor: Wir erhalten dasselbe Ergebnis, als hätten wir einen einzigen Kondensator mit doppelter Plattenfläche. Die Kapazitäten parallelgeschalteter Kondensatoren addieren sich also. Das gilt auch, wenn wir drei oder noch mehr Kondensatoren parallel schalten: Dann addieren sich alle Werte. Bei der Serienschaltung verhält es sich etwas komplizierter. Abb. 80 zeigt die Schaltung und auch die Formel dafür, nach der die gesamte Kapazität C_{ges} aus den beiden in Serie geschalteten Teilkapazitäten C_1 und C_2 errechnet wird. Sind beide Kapazitäten gleich, so ist die resultierende Kapazität C_{ges} gleich der halben Kapazität eines Einzelkondensators.

Diese Formel gleicht der für die Parallelschaltung von Widerständen. Wir müssen hier jedoch folgendes beachten: Bei Kondensatoren wird die Kapazität durch die Serienschaltung verkleinert, durch die Parallelschaltung vergrößert, also genau umgekehrt als bei Widerständen! Wir brauchen keine Formeln zu lernen, müssen uns aber merken, wie ein Plattenkondensator aussieht (Abb. 75) und was in ihm vorgeht. Dann können

wir uns jederzeit daran erinnern, ob die Parallelschaltung zweier solcher Kondensatoren die Kapazität (das „Fassungsvermögen“ für die Elektronen) vergrößert oder verkleinert. Und dann wissen wir auch, wann die Formel in der Abb. 80 gilt und wann wir nur die Kapazitätswerte zu addieren brauchen.

Man könnte jetzt fragen: Ja, funktioniert denn die Serienschaltung von Kondensatoren überhaupt? Die mittlere Leitungsverbindung in der Abb. 80 hat doch keinerlei Verbindung mit den äußeren Anschlüssen dieser Kondensatorkombination mehr?

Nun, experimentell läßt sich das mit der Anordnung nach Abb. 78 sehr schnell zeigen: Wir schalten zwei 1000- μF -Kondensatoren in Serie (wenn wir Elkos verwenden, müssen wir den Pluspol des einen mit dem Minuspol des anderen verbinden) und wiederholen den Versuch. Ergebnis: Die Lampe blitzt auf, und zwar gerade so hell, als hätten wir den Versuch mit einem 500- μF -Kondensator durchgeführt.

Damit ist bewiesen, daß die Serienschaltung klappt — warum das so ist, wissen wir noch nicht. Die Erklärung ist aber einfach: Wenn wir die Reihenschaltung so anschließen, wie Abb. 81 zeigt, dann herrscht auf der linken Platte von C_1 ein Elektronenüberschuß. Wir wissen aber, daß sich gleichnamige Ladungen abstoßen. Die überzähligen Elektronen auf der negativen Platte stoßen die vorhandenen Elektronen der dicht benachbarten positiven Platte ab — sie drängen sie gewissermaßen aus dem Kondensator hinaus. Diese Platte wird damit positiv, die verdrängten Elektronen wandern zur negativen Platte von C_2 , dort werden sie von der positiven Ladung der rechten Platte von C_2 — die ja von der Batterie positiv geladen wird — angezogen. Bei der Aufladung findet also auch im mittleren Leitungsstück zwischen C_1 und C_2 ein Stromfluß statt. Ebenso ist es bei

der Entladung: Die Elektronen im mittleren Leitungsstück fließen wieder dahin zurück, von wo sie bei der Aufladung herkamen – zur positiven Platte von C 1. Wie verhält sich ein Kondensator bei Wechselstrom? Dazu machen wir einen Versuch nach Abb. 82. Wir brauchen wieder einen Kondensator mit etwa $500\ \mu\text{F}$ Kapazität. Wenn ein Elko verwendet wird, kann der Versuch nur kurzzeitig durchgeführt werden, denn Elkos dürfen eigentlich nur mit Gleichspannung betrieben werden. Für einige Sekunden überstehen sie unseren Versuch aber ohne Schaden.

Wir haben jetzt lediglich die Batterie unseres Versuches aus Abb. 78 durch eine Wechselspannungsquelle ersetzt. Hierfür eignet sich gut ein Klingeltransformator oder ein Modellbahntransformator.

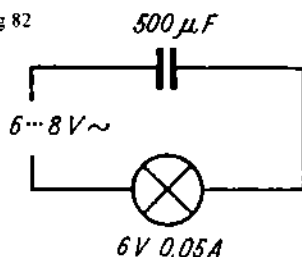
Wir stellen dabei fest, daß die Lampe jetzt ständig leuchtet. Das ist merkwürdig, denn außer dem Ladestrom kann doch über den Kondensator kein ständiger Strom fließen? Sollte er durchgeschlagen sein?

Ersetzen wir die Wechselspannungsquelle – den Trafo – nochmals durch die Batterie. Jetzt stellen wir den einmaligen Stromstoß beim Auf- und beim Entladen wieder fest. Sollte der Kondensator für Wechselspannung durchlässig sein?

Wir überlegen uns, wie die Aufladung vor sich ging. Für eine gewisse Zeit – so lange, bis der Kondensator voll geladen war – floß Strom. Das ist jetzt auch bei Wechselstrom der Fall.

Wir nehmen an, daß in der Abb. 82 die erste Halbwelle der Wechselspannung mit Minus am rechten Kondensatorenanschluß auftritt. Der Ladestrom beginnt zu fließen. Bevor der Kondensator aber voll geladen ist, hat der Wechselstrom seine Richtung umgekehrt – die soeben rechts in den Kondensator „hineingepumpten“ Elektronen werden also

Abbildung 82



sofort wieder abgezogen und dafür werden links Elektronen „eingepumpt“. Jetzt fließt ein Ladestrom in umgekehrter Richtung. Wieder kehrt, bevor der Kondensator voll geladen ist, die Wechselspannung ihre Richtung um – der Kondensator wird erneut umgeladen. Und so geht das Geschehen weiter – es fließt ein ständiger Ladestrom! Das ist der Grund, warum die Lampe ständig leuchtet. Der Kondensator läßt den Wechselstrom scheinbar durch; wir können also tatsächlich vereinfachend sagen: Ein Kondensator ist für Wechselstrom durchlässig, während er Gleichstrom sperrt (abgesehen von dem kurzen Ladestromstoß).

Um einen echten Stromfluß durch das Dielektrikum des Kondensators (so wird die Isolierung zwischen den Platten genannt) handelt es sich also nicht, jedoch tritt diese Erscheinung nach außen hin so auf. Wir können uns aber schon vorstellen, daß dieser Stromfluß um so geringer ist, je kleiner die Kapazität. Bei kleinerer Kapazität ist der Kondensator ja schneller geladen, und gegen Ende der Ladung läßt der Ladestrom, wie wir wissen, immer mehr nach.

Wir können auch das experimentell beweisen: Verwenden wir für den Versuch in Abb. 82 einen kleineren Kondensator (etwa $100\ \mu\text{F}$), so leuchtet die Lampe merklich dunkler. Bei wesentlich kleinerem Wert ist der Stromfluß so schwach, daß die Lampe gar nicht mehr leuchtet. Der Kondensator wirkt also bei Wechselstrom wie ein scheinbarer Widerstand – er hat ebenfalls einen Scheinwider-

stand! Da wir diesen Begriff bereits von der Induktivität her kennen, müssen wir in Zukunft zwischen dem induktiven Scheinwiderstand und dem kapazitiven Scheinwiderstand unterscheiden.

Der Scheinwiderstand unseres Kondensators steigt mit geringerer Kapazität. Bei der Induktivität war es umgekehrt; deren Scheinwiderstand fiel mit geringerer Induktivität. Außerdem hing der induktive Scheinwiderstand noch von der Frequenz der Wechselspannung ab — mit steigender Frequenz wurde der induktive Scheinwiderstand größer.

Wie verhält sich das beim Kondensator? Wir überlegen: Höhere Frequenz bedeutet schnelleren Wechsel der Stromrichtung, also schnellere Umladung des Kondensators. Infolgedessen wird der Kondensator bei höherer Frequenz nicht mehr so weit aufgeladen wie bei tieferer — er kann daher, um den gleichen Strom fließen zu lassen (und damit: um den gleichen Scheinwiderstand aufzuweisen!), geringere Kapazität haben.

Wir stellen fest: Der Scheinwiderstand eines Kondensators fällt mit steigender Kapazität. Auch hier verhält sich der induktive Scheinwiderstand genau umgekehrt wie der kapazitive. Der Extremfall für beide ist beim Gleichstrom gegeben: Der Kondensator läßt ihn nicht durch — er hat bei Gleichstrom einen unendlich hohen Widerstand. Die Induktivität dagegen weist bei Gleichstrom keinerlei induktiven Widerstand mehr auf (überlegen wir nochmals, wie er zustande kam!), sondern hat nur noch den sehr geringen ohmschen Widerstand des Wicklungsdrahtes. Induktivität und Kapazität verhalten sich in bezug auf Wechselstrom genau entgegengesetzt!

Zum Begriff Scheinwiderstand ist hier noch einiges zu sagen. Zunächst muß man wissen, daß in der Elektrotechnik grundsätzlich jedes Bauteil Verluste aufweist.

Jede Leitung hat einen — wenn auch ge-

ringen — Verlust: ihren ohmschen Widerstand, in dem ein Teil der elektrischen Energie in Wärme umgewandelt wird.

Die Induktivität hat Verluste: einmal wiederum den ohmschen Widerstand der Wicklung (der sich ja nicht vermeiden, sondern nur möglichst gering machen läßt), außerdem noch Verluste durch Wirbelströme im Kern, der ja nicht beliebig fein unterteilt werden kann.

Der Kondensator hat ebenfalls Verluste; sie sind bei guten Kondensatoren allerdings äußerst gering. Sie entstehen im Dielektrikum, also in der Isolierung zwischen den Belägen. Denken wir daran, daß es keine völligen Nichtleiter gibt: Auch im besten Isolierstoff sind noch einige wenige freie Elektronen vorhanden. Sie werden aber durch die Anziehungskräfte der Kondensatorbeläge ebenso in Bewegung gebracht wie die Elektronen in den Belägen selbst! Dabei stoßen sie an die Moleküle des Isolierstoffs — das Ergebnis ist wieder eine Erwärmung des Dielektrikums, dielektrische Wärme genannt.

Die Verlustwiderstände bei allen Bauteilen können wir uns mit dem „idealen“, verlustfreien Bauteil in Serie geschaltet denken — etwa so, wie der Innenwiderstand eines chemischen Elementes (der ja dessen Verlustwiderstand darstellt!) mit dem „idealen Element“ in Serie geschaltet gedacht werden kann (Abb. 30). Was wir im Vorangegangenen als Scheinwiderstand bezeichnet haben, ist daher stets die Summe des Verlustwiderstandes und „idealen“ induktiven bzw. kapazitiven Widerstandes.

Bei unseren Rundfunkbauteilen ist der Unterschied zwischen Verlustwiderstand und Scheinwiderstand meist so unbedeutend (der Verlustwiderstand ist in der Regel viel geringer!), daß wir ihn für unsere Basteleien vorläufig vernachlässigen können. Wir wollen uns deshalb

auch nicht um die Unterscheidungen kümmern, die der Techniker zwischen den drei Begriffen Blindwiderstand, Scheinwiderstand und Wirkwiderstand trifft. Das können wir später nachholen, wenn wir uns als fortgeschrittene Bastler mit der Fachliteratur befassen. Auch auf die rechnerischen Beziehungen zwischen Induktivität, Kapazität, ihren Scheinwiderständen und der Frequenz wollen wir hier verzichten. Es genügt für den Anfang, wenn wir die prinzipiellen Zusammenhänge kennen.

Drahtlose Energieübertragung

Wir beginnen auch diesen Abschnitt mit einem Gedankenexperiment.

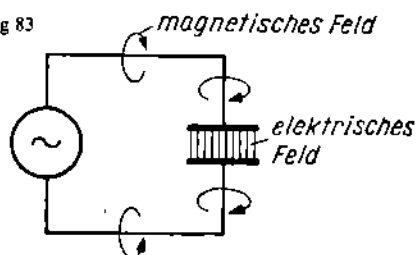
Abb. 83 zeigt eine Wechselstromquelle, an die als Verbraucher ein Kondensator mit seinem Scheinwiderstand angeschlossen ist. Wir wollen annehmen, daß unsere Wechselstromquelle eine Wechselspannung hoher Frequenz liefert – eine HF-Spannung also. Dann kann der Kondensator recht klein sein, trotzdem wird ein beachtlicher Wechselstrom im Stromkreis fließen.

Um die Zuleitungen des Kondensators baut sich ein magnetisches Kraftfeld auf – wir kennen es bereits aus unseren ersten Versuchen (Abb. 7), dort allerdings als Gleichfeld. Jetzt ändert es jedoch Stärke und Richtung im Takt des Wechselstromes, der durch den Kondensator fließt.

Wir wissen, daß die magnetischen Kraftlinien für uns nur ein Hilfsbegriff sind. Einen ähnlichen Hilfsbegriff wollen wir jetzt hinzufügen: den der elektrischen Kraftlinien bzw. des elektrischen Kraftfeldes.

Zwischen den Platten des Kondensators oder ganz allgemein zwischen zwei Punkten verschiedener Spannung muß ja offenbar ein Kraftfeld herrschen, anders wäre die gegenseitige Anziehung

Abbildung 83



zwischen positiver und negativer Ladung nicht erklärlich.

Denken wir noch einmal an das Atommodell (Abb. 8 und 9) und die Erklärung der gegenseitigen Anziehung zwischen positiver und negativer Ladung zurück! Wir hatten dort das Beispiel des an einer Schnur im Kreis geschleuderten Steines benutzt und uns vergegenwärtigt, daß die „Schnur“ im Atommodell nur ein Hilfsbegriff zur Veranschaulichung der Anziehungskraft war. Ein solches „Schnurenbündel“ – vielleicht in Form gespannter Gummifäden – könnten wir uns zwischen der positiven und negativen Ladung beider Kondensatorplatten denken. Freilich dürfen wir diesen Vergleich nicht wörtlich nehmen.

So kann man sich das Vorhandensein eines elektrischen Kraftfeldes zwischen zwei Punkten verschiedener Spannung vorstellen. Es gibt experimentelle Möglichkeiten, auch dieses Kraftfeld sichtbar zu machen – ähnlich wie wir das beim magnetischen Feld mit dem Eisenpulver taten. Dazu gehören recht hohe Spannungen, deren Erzeugung für uns jedoch zu gefährlich wäre. Deshalb verzichten wir auf dieses Experiment.

Das Kraftfeld ist dort besonders kräftig, wo sich hohe Spannungsunterschiede auf geringem Abstand gegenüberstehen – also zwischen den Platten eines Kondensators. In Abb. 83 ist seine Lage zwischen den Platten angedeutet.

Wir wollen nun den Kondensator – wie Abb. 84 zeigt – „auseinanderziehen“, also den Plattenabstand vergrößern. Dadurch wird auch das elektrische Kraft-

feld auseinandergezogen. Es wird schwächer, tritt jetzt aber bereits ein wenig aus dem Kondensator „heraus“.

Klappen wir den Kondensator nun ganz auseinander (Abb. 85), dann verläuft das elektrische Kraftfeld völlig außerhalb des Kondensators (der jetzt mit der ursprünglichen Form des Kondensators nicht mehr viel Ähnlichkeit hat); dafür treten die elektrischen Kraftlinien jetzt weit in den freien Raum hinaus. Mit zunehmendem Abstand von unserem „offenen Kondensator“ nimmt die Stärke dieses Kraftfeldes zwar zunächst sehr schnell, in größerer Entfernung langsamer ab; theoretisch reicht es jedoch unendlich weit.

In Abb. 85 ist dazu noch das magnetische Kraftfeld eingezeichnet. Seine Lage war in Abb. 83 und 84 schon angegeben; wir müssen uns aber wieder daran erinnern, daß es ebenfalls in Nähe der Leitung zunächst schnell, dann immer langsamer abnimmt, theoretisch jedoch ebenfalls unendlich weit reicht.

Dieser „offene Kondensator“ streut die elektrischen Kraftlinien weit in den freien Raum, seine Zuleitungen tun das gleiche mit dem magnetischen Kraftfeld. Beide Kraftfelder stehen, wie wir auf Abb. 85 gut erkennen, stets senkrecht aufeinander. Der „offene Kondensator“ hat nun nur noch geringe Kapazität, weit weniger als zu Anfang (Abb. 83), aber sie ist noch vorhanden.

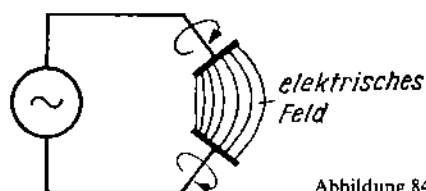


Abbildung 84

Da wir voraussetzten, daß unsere Wechselspannungsquelle eine sehr hohe Frequenz hat, fließt in den Leitungen in Abb. 85 trotzdem noch ein recht kräftiger Wechselstrom. Der Stromkreis ist auf den ersten Blick scheinbar nicht geschlossen. Etwas anderes ist dabei noch merkwürdiger.

Wir könnten, wenn wir eine ausreichend kräftige HF-Spannungsquelle hätten, durch Einschalten einer Lampe in eine der Kondensatorleitungen leicht beweisen, daß tatsächlich ein Wechselstrom fließt (die Lampe läge dann in Serie mit dem Kondensator). Daß an dem offenen Kondensator auch eine Spannung anliegt, ergibt sich schon aus der Tatsache, daß ein Strom fließt. Außerdem könnte man das auch beweisen, indem man eine Lampe zwischen beide Kondensatorplatten anschließt (die Lampe liegt dann dem Kondensator parallel). Wenn aber ein Strom fließt und eine Spannung vorhanden ist, wird auch eine Leistung verbraucht! Wo bleibt sie in diesem Fall?

Sie wird tatsächlich in den freien Raum abgestrahlt, und zwar in Form des Energieinhaltes des elektrischen und magne-

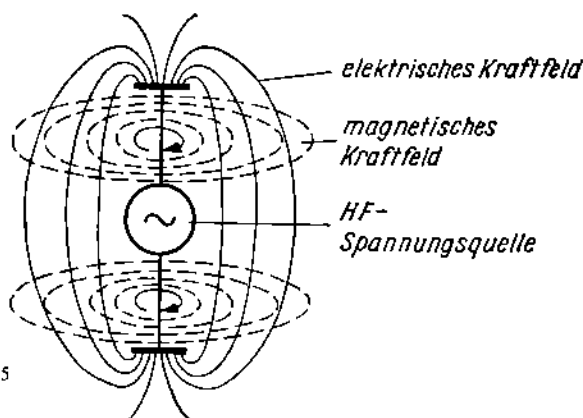


Abbildung 85

tischen Feldes! Unser „offener Kondensator“ strahlt die Energie in den offenen Raum ab — er sendet sie aus!

Wir ersetzen nun die obere Kondensatorplatte durch einen in großer Höhe lang ausgespannten Draht. Die untere Leitung verbinden wir mit dem Erdboden — wir erden sie. Was dann entsteht, zeigt Abb. 86: eine Sendestation! Den ausgespannten Draht nennen wir die Antenne. Ihr Schaltsymbol, eine Pfeilspitze, zeigt uns Abb. 86. Wir sehen dort auch das Symbol für die Erdverbindung. Die Antenne vertritt jetzt den einen Kondensatorpol, die Erde den anderen! Wie fangen wir diese Energie aber wieder auf? Abb. 87 deutet diesen Vorgang an. Es wird ein zweiter „offener Kondensator“ errichtet, der sich im elektrischen Kraftfeld des ersten befindet, das ja weit in den Raum reicht. Einen — wenn auch sehr kleinen — Teil der Kraftlinien nimmt er also auf. Die Folge: Zwischen

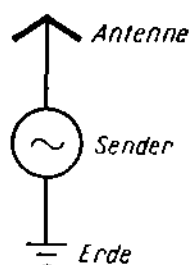


Abbildung 86

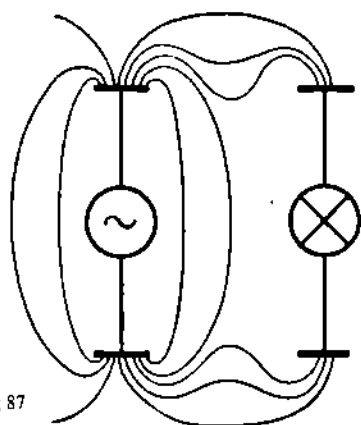


Abbildung 87

seinen Polen tritt eine, wenn auch kleine, HF-Spannung auf, die natürlich die gleiche Frequenz hat wie die des Senders. Wir können sie dann nutzbar machen, was in der Abb. 87 durch eine Lampe angedeutet ist. Allerdings reicht die aufgefangene Energie nur in nächster Nähe eines starken Senders zum Betrieb einer Lampe aus. In größerer Entfernung — etwa an den Antennen unserer Rundfunkgeräte — werden die aufgefangenen Leistungen nur noch Werte in der Größenordnung eines millionstel Watts oder noch weniger erreichen.

Einen drastischen Beweis für die Richtigkeit dieser Erklärung gab es in den zwanziger Jahren. In Hamburg hatte eine Rundfunkgesellschaft den Sendeturm eines starken Senders unmittelbar neben einer Laubenkolonie aufgestellt. Es dauerte nicht lange, und die Kleingärtner waren dahintergekommen, daß sie ihre Lauben kostenlos mit „Strom aus der Luft“ beleuchten konnten, indem sie einfach Antennendrähte in ihren Gärten spannten und zwischen diese und die Erde Glühlampen schalteten. Das klappte so gut, daß die Sendegesellschaft bald auf die allabendliche Festbeleuchtung aufmerksam wurde und einen Prozeß gegen die Kleingärtner anstrebte. Seitdem gibt es eine gesetzliche Bestimmung, die die Verwendung dieser von Sendern ausgestrahlten Energie zu anderen Zwecken als dem Empfang der Sendungen ausdrücklich verbietet.

Wir wollen uns das Prinzip dieser Energieübertragung noch besser verdeutlichen. Das ist möglich, wenn wir diese Übertragung etwas vereinfacht als Serienschaltung zweier Kondensatoren auffassen (Abb. 88). Ein Vergleich mit Abb. 87 und Abb. 84 zeigt uns das deutlich. Allerdings zeigt Abb. 87 auch, daß der größte Teil der Kraftlinien nicht die Platten des rechten Kondensators erreicht, sondern sich zwischen den linken bewegt und damit der Übertragung ver-

lorenght. Dies haben wir in der Abb. 88 punktiert mit einem dritten Kondensator angedeutet, der ja eigentlich nichts anderes darstellt als einen Teil unseres ursprünglichen Kondensators aus Abb. 83 und 84.

Wenn der untere Pol des Senders geerdet ist (das ist bei allen Rundfunktendern der Fall, muß aber nicht unbedingt sein, denn man kann die Erde z. B. bei tragbaren Funkstationen auch durch ein antennenähnliches „Gegengewicht“ in Bodennähe ersetzen), dann würde der unterste Kondensator in Abb. 88 entfallen. Die Übertragung — in der Darstellung mit Schaltzeichen — sieht dann so aus, wie es Abb. 89 zeigt.

Wir haben uns bisher mit der Energieübertragung durch elektrische Kraftlinien beschäftigt. Es gibt aber noch eine zweite Möglichkeit, wie Abb. 90 zeigt.

Eine Spule mit möglichst großem Durchmesser können wir so bauen und anordnen, wie das in Abb. 90 angedeutet ist (die Spule ist hier nur mit einer Windung gezeichnet). Die Spule wird dann von magnetischen Kraftlinien des Senderfeldes durchsetzt, demzufolge wird in ihr eine HF-Spannung induziert, natürlich

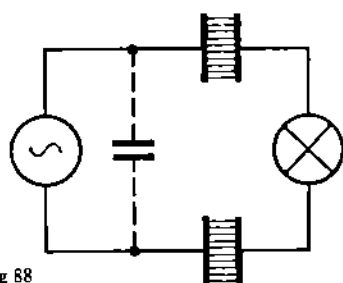


Abbildung 88

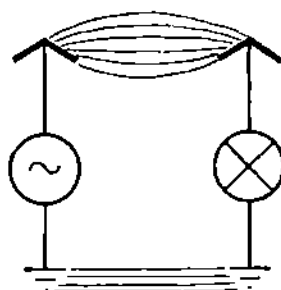


Abbildung 89

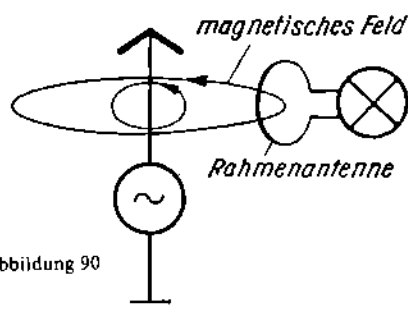


Abbildung 90



mit der gleichen Frequenz der HF-Spannung des Senders. Entsprechend der geringen magnetischen Feldstärke in größerer Entfernung von der Senderantenne wird die in der Spule induzierte Spannung wieder sehr schwach sein (in der Größenordnung weniger millionstel Volt).

Die Glühlampe ist hier wie in den anderen Abbildungen nur als Symbol für den „Verbraucher“ zu verstehen. An ihre Stelle müssen wir den Rundfunkempfänger denken.

Die Spule wird man also möglichst großflächig machen, damit sie von recht vielen Kraftlinien durchsetzt wird. Wenn man sie zu diesem Zweck auf einen Holzrahmen wickelt oder in ein ringförmiges Isolierrohr einzieht, erhält man eine sogenannte Rahmenantenne. Sie ist etwas unhandlich, hat aber den großen Vorteil der Richtwirkung. Deshalb wird sie heute noch in verschiedenen Funkdiensten als Peilantenne benutzt, um die Richtung festzustellen, in der sich ein Sender befindet. Wie die Richtwirkung zustande kommt, zeigt Abb. 91.

Rahmenantenne 1 wird von den Kraftlinien durchströmt, in ihr wird also eine Spannung induziert. Rahmenantenne 2 dagegen wird von den Kraftlinien quer getroffen, die Kraftlinien können nicht durch die Spule strömen – es wird keine Spannung induziert! Man hört den Sender daher am kräftigsten, wenn die Schmalseite des Rahmens in seine Richtung weist, und am geringsten – im günstigsten Fall gar nicht –, wenn die Breitseite des Rahmens (oder die Achse dieser überdimensionalen flachen Spule) zum Sender weist. Durch Verdrehen der Rahmenantenne kann man also die Senderrichtung feststellen.

Eine moderne „Schwester“ hat die Rahmenantenne in der Ferritstabantenne bekommen. Diese ist weiter nichts als eine auf einem Stab aus Ferritmaterial aufgewickelte Spule. Der Werkstoff Ferrit eig-

net sich besonders gut für hohe Frequenzen, da er geringe magnetische und Wirbelstromverluste aufweist. Wenn der Ferritstab auch recht lang (10 ... 20 cm) gewählt wird, damit er von möglichst vielen magnetischen Kraftlinien getroffen wird, gibt er dennoch weniger Spannung ab als die Rahmenantenne! Er hat jedoch die gleiche Richtwirkung wie sie.

Abb. 92 zeigt uns das. Ferritstab 1 empfängt den Sender nicht – die Kraftlinien treffen die Spule quer. Dagegen hat Ferritstab 2 die richtige Lage zum Empfang. Für die modernen Taschenempfänger benutzt man ausschließlich Ferritantennen. Durch Drehen der Ferritstabantenne oder des ganzen Empfängers kann man störende Sender weitgehend ausblenden, wenn sie nicht in der gleichen

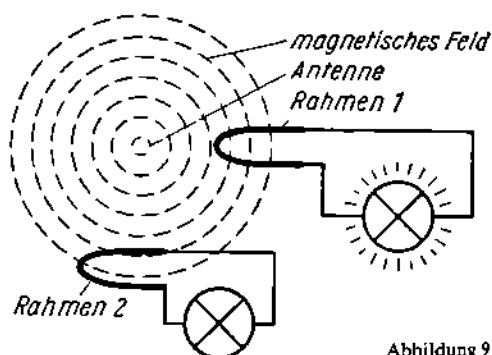


Abbildung 91

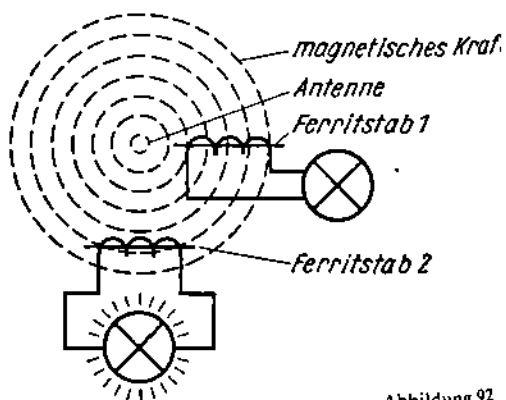


Abbildung 92

oder ähnlichen Richtung liegen wie der gewünschte Sender.

Der Sender sendet Energie aus – aber können wir damit schon eine richtige Nachrichtenübermittlung bewerkstelligen?

Das ist möglich, wenn wir das Morsealphabet zu Hilfe nehmen. Im Takt der Morsezeichen schalten wir unseren HF-Spannungserzeuger ein und aus, im gleichen Takt wird unsere „Empfängerlampe“ aufleuchten und verlöschen – vorausgesetzt, die ankommenden Energien sind stark genug. Aber dafür läßt sich sorgen. Bald werden wir erfahren, wie wir die Antennenenergie verstärken können und was wir zu tun haben, um mit diesen elektrischen Wellen Sprache und Musik zu übertragen.

Die elektrischen Wellen werden oft auch, besonders von Laien, als Rundfunkwellen bezeichnet. Der Fachmann benutzt diesen Ausdruck nicht gern, auch deshalb, weil die Anwendung für den Rundfunk ja nur eine von vielen Anwendungsmöglichkeiten der drahtlosen Übertragung ist.

Was verstehen wir nun unter diesen Wellen? Von Wellen hatten wir schon bei der Erklärung der Sinusschwingung gesprochen. Dieser Begriff war dort vom wellenförmigen Aussehen der Schwingungen abgeleitet worden. Wellen sind nichts anderes als Schwingungen – auch die Wasserwellen im Teich ergeben sich aus dem Auf- und Niederschwingen von Wassermolekülen.

Was schwingt jedoch bei der drahtlosen Übertragung? Wir könnten einfach sagen: Der ständige Wechsel des Kraftfeldes – sowohl des elektrischen als auch des magnetischen – ist ein Schwingungsvorgang; also breitet sich das Kraftfeld wellenförmig aus. Diese Erklärung ist richtig, aber man kann sich darunter nur schlecht etwas vorstellen. Versuchen wir deshalb, auf andere Weise zu einer anschaulichen Erklärung zu kommen.

Drahtlose Wellen

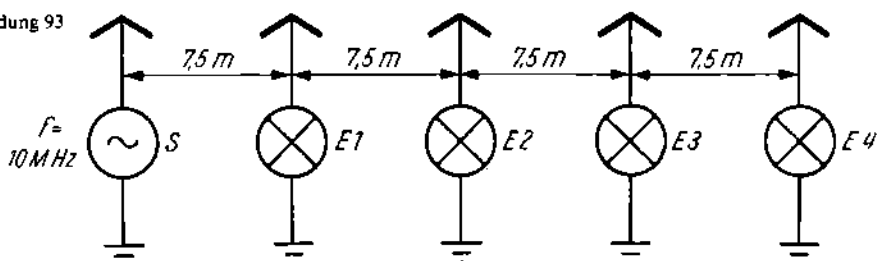
Die elektrische Spannung (der „Druck“ in den Stromkreisen) pflanzt sich annähernd mit Lichtgeschwindigkeit fort. Also breiten sich auch die elektrischen und magnetischen Kräfte – für die wir den Hilfsbegriff der Kraftlinien benutzen – mit dieser Geschwindigkeit aus (rund gerechnet 300 000 km/s). Diese Kraftfelder sind ja die Ursache für die Elektronenbewegungen.

Wir wollen uns nun einen Sender vorstellen, der eine Frequenz von 10 MHz ausstrahlt (sein von der Antenne erzeugtes Kraftfeld wechselt also die Polarität in jeder Sekunde 10millionenmal). 7,5 m von der Sendeantenne entfernt soll eine Empfangsantenne 1 stehen (Abb. 93), in 15 m Entfernung steht Empfänger 2, wieder 7,5 m weiter der dritte und in 30 m Entfernung der vierte Empfänger (wieder vereinfacht als Lampen dargestellt). Die Spannung an der Sendeantenne hat, wie wir wissen, einen sinusförmigen Verlauf, entspricht also der Kurve in Abb. 94.

Um nun nicht mit unnötig viel Nullen zu rechnen, wollen wir den Zeitablauf nicht in Sekunden, sondern in Nanosekunden (ns) berechnen: $1 \text{ ns} = \frac{1}{1000000000} \text{ s}$. 100 ns entsprechen also einer $\frac{1}{10000000} \text{ s}$ und damit einer Frequenz von $10\,000\,000 \text{ Hz} = 10 \text{ MHz}$.

Wir gehen vom Anfang der Schwingung, vom Nullpunkt aus. Die Spannung steigt an der Antenne nach positiven Werten (das bedeutet: Plus an der Antenne, Minus an der Erde). In diesem Moment gehen die ersten Kraftlinien von der Antenne aus. Entsprechend dem Kurvenanstieg folgen ihnen ständig weitere, immer stärkere Kraftlinien bis zur 25. ns. Danach fällt die Kurve wieder, die nächsten Kraftlinien sind also wieder schwächer. In der 50. ns ist der Nulldurchgang der Kurve erreicht und die Antenne spannungslos – es wird keine Kraftlinie aus-

Abbildung 93

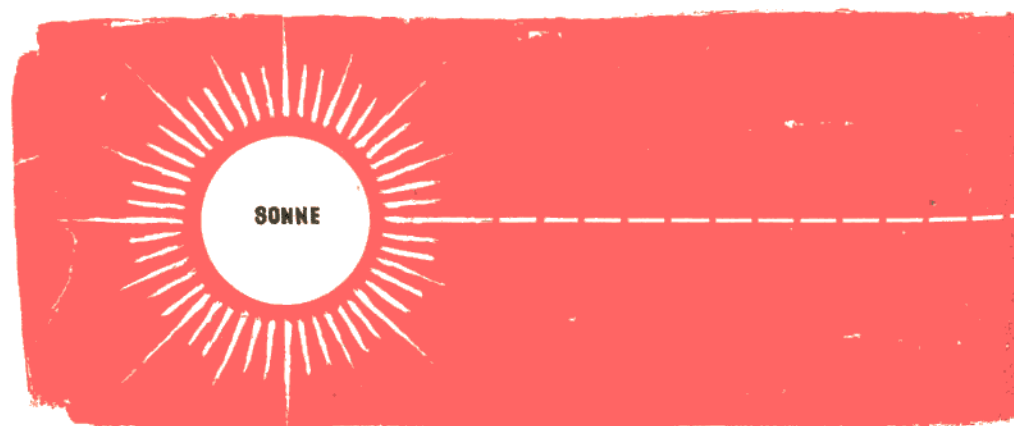


gestrahlt. Nun beginnt der Vorgang von neuem, jedoch mit umgekehrter Polarität der Antennenspannung (Minus an der Antenne, Plus an Erde) und des Kraftfeldes. Die Kraftliniendichte steigt wieder bis zur 75. ns und sinkt dann bis zur 100. ns auf Null ab, womit eine Schwingung vollendet ist.

Die Kraftlinien breiten sich mit $300\,000 \text{ km/s}$ aus. Da $1 \text{ s} = 1\,000\,000\,000 \text{ ns}$ ist, legen die Kraftlinien in 1 ns einen Weg von $\frac{300\,000\,000}{1\,000\,000\,000} = 0,3 \text{ m}$ zurück. Ihre Geschwindigkeit beträgt umgerechnet $0,3 \text{ m/ns}$. In 100 ns – der Zeitdauer einer Periode unserer Schwingung – legen sie also 30 m zurück.

Wir vergleichen nun Abb. 94 (die uns das „Geschehen“ an der Sendeanenne zeigt) mit Abb. 93. Mit Beginn der positiven Halbwelle beginnen die ersten Kraftlinien ihren Weg in Richtung der Empfangsantennen. Da Antenne 1 gerade $7,5 \text{ m}$ entfernt ist, kommt die erste

Kraftlinie dort nach 25 ns an. Zu diesem Zeitpunkt hat aber die Antennenspannung schon ihren Maximalwert erreicht. Weitere 25 ns später ist die Antennenspannung wieder Null, gleichzeitig haben die dem Maximum entsprechenden Kraftlinien die Antenne 1 und die mit Kurvenbeginn ausgestrahlten die Antenne 2 erreicht. Wieder 25 ns später: Jetzt sind die ersten Kraftlinien bei Antenne 3 eingetroffen, diejenigen, die der positiven Maximalspannung entsprechen, sind jetzt bei Antenne 2 und die in der $50. \text{ ns}$ ausgestrahlten Kraftlinien (genauer die in diesem Moment fehlenden, bei der $50. \text{ ns}$ ist ein Nulldurchgang der Spannung!) bei Antenne 1 angelegt. An der Sendeanenne wird in diesem Augenblick die negative Maximalspannung erreicht. In der $100. \text{ ns}$ schließlich kommt der Beginn unserer Schwingung bei Antenne 4 an (wir hatten oben errechnet, daß die entsprechenden Kraftlinien in 100 ns gerade 30 m zurücklegen),

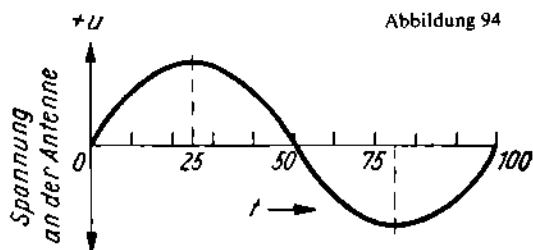


und bei der Sendeantenne beginnt in diesem Moment die zweite Schwingung. Wie unser Rechenbeispiel zeigt, können wir uns das Fortschreiten des Kraftfeldes tatsächlich so vorstellen, als bewege sich eine sinusförmige Welle von 30 m Länge von der Sendeantenne weg durch den Raum (und über die Antennen 1 bis 4 hinweg). Bildlich kann man das mit der Wellenausbreitung vergleichen, die sich ergibt, wenn man einen Stein ins Wasser wirft. Ebenso wie von der Einschlagstelle ringförmige Wasserwellen fortlaufen, breiten sich die elektrischen Wellen um die Sendeantenne aus – allerdings mit der viel, viel höheren Geschwindigkeit von 300 000 km/s.

Die Fortpflanzungsgeschwindigkeit bleibt stets die gleiche – also muß sich bei geänderter Frequenz auch die Wellenlänge ändern. Sie war in unserem Rechenbeispiel 30 m lang.

Der Begriff Wellenlänge ist zwar recht anschaulich, aber veraltet. Er wird nur noch in einigen Spezialfächern der Funktechnik benutzt.

Die Wellenlänge entspricht in unserem Beispiel der Länge einer Periode, wenn man deren Zeitdauer mittels der immer gleichen Fortpflanzungsgeschwindigkeit auf eine Wegstrecke umrechnet. Da Wellenlänge und Frequenz in festem Zusammenhang stehen, genügt es, für eine



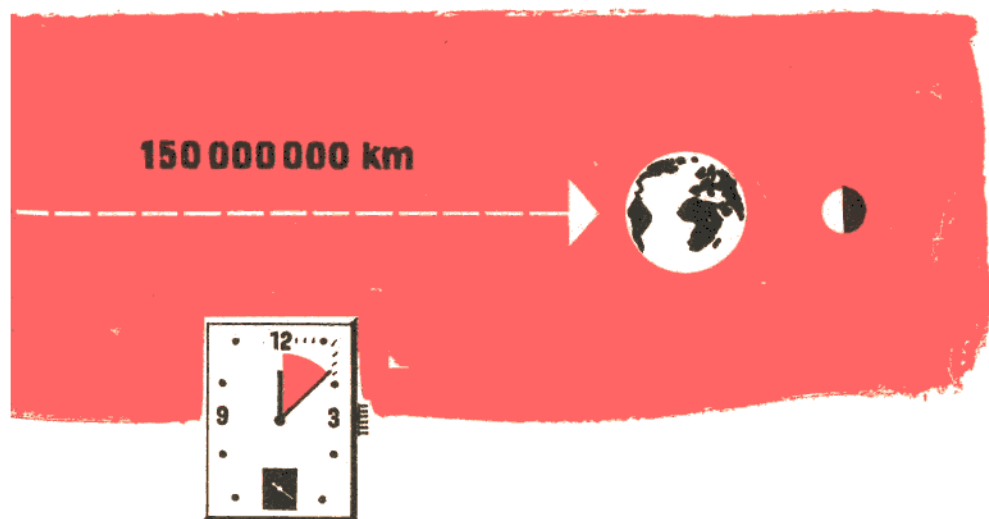
Schwingung entweder die Frequenz oder die Wellenlänge anzugeben.

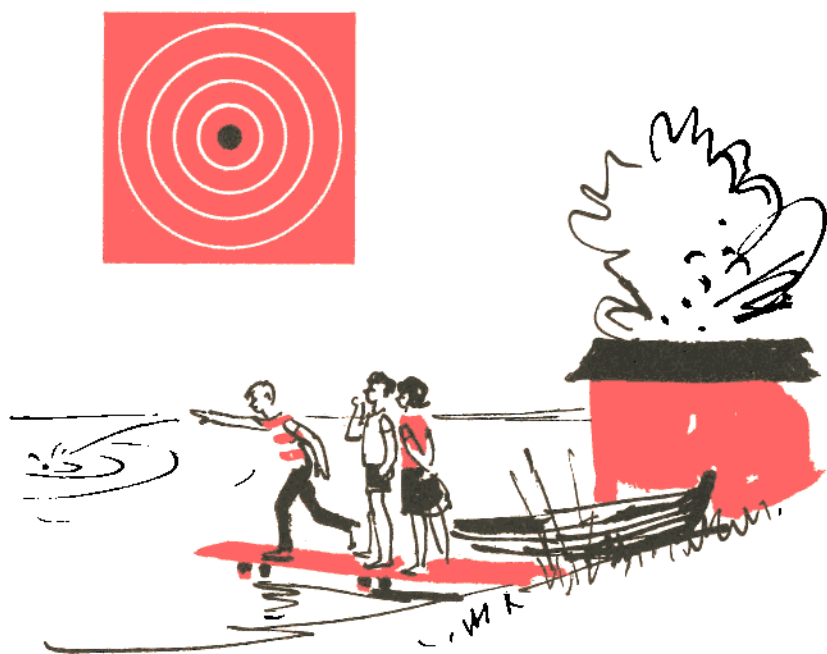
Aus verschiedenen praktischen Gründen gibt man heute meist die Frequenz an. Lediglich in den Rundfunkprogrammen finden wir noch beide Angaben nebeneinander, da ältere Rundfunkgeräte auf ihren Skalen meist noch Wellenlängenangaben in Metern, moderne Geräte fast immer Frequenzangaben in kHz oder MHz haben. Beide Maße werden über die Lichtgeschwindigkeit umgerechnet:

$$\text{Wellenlänge} = \frac{300\,000}{\text{Frequenz}} \text{ oder:}$$

$$\text{Frequenz} = \frac{300\,000}{\text{Wellenlänge}}$$

In diese Formeln müssen wir die Frequenz in Kilohertz (kHz) und die Wellenlänge in Metern einsetzen. Die Wellenlänge wird also mit sinkender Frequenz größer. Eine Schwingung von 100 kHz hat eine Wellenlänge von 3 km! Nur der Vollständigkeit halber sei noch das Formelzeichen für die Wellenlänge





– die wir in Metern messen – genannt:
Es ist das kleine griechische λ (sprich:
lambda).
Wie breiten sich die Wellen nun über
große Entfernung aus?

Die Wellenausbreitung

Wenn sich die Empfangsantenne nicht
weit von der Sendeantenne entfernt be-
findet, dann wird sie unmittelbar von
den Funkwellen getroffen. Wie geht das
aber bei größeren Abständen zwischen
Sender und Empfänger vor sich?

Betrachten wir Abb. 95, in der die Grö-
ßenverhältnisse allerdings übertrieben
dargestellt sind. S ist die Sendeantenne,
E 1 bis E 3 sind drei Empfangsantennen
in verschiedener Entfernung. E 1 be-
kommt die Funkwellen direkt von der
Sendeantenne. Die Antenne E 2 liegt –
vom Sender aus gesehen – direkt am
Horizont, die Welle zu ihr muß also
dicht über den Erdboden wandern und
wird dabei auf diese große Entfernung

schon stark geschwächt (wir können uns
das so vorstellen, daß jede Unebenheit
des Bodens, jeder Mast, jeder Baum und
Berggipfel dem Kraftfeld Energie entzie-
hen). Diese direkte Welle wird deshalb
Bodenwelle genannt. Gäbe es nur sie, so
könnte eine hinter der Erdkrümmung
(also unter dem Horizont) liegende
Empfangsantenne E 3 den Sender nicht
empfangen. Die Erde ist aber in einigen
hundert Kilometern Höhe von einer
Luftschicht umgeben, von der wir im Zu-
sammenhang mit Erdsatelliten schon oft
gehört haben: der Ionosphäre. In dieser
stark verdünnten Luftschicht gibt es
Gasschichten, in denen die Moleküle
ionisiert sind (daher auch der Name).
Von den Atomen der Gase sind also
Elektronen abgespalten – wir haben
dort starke Konzentrationen von Elek-
tronen und Ionen. Die Ionisation wird
unter anderem von der Ultraviolettstrah-
lung der Sonne und auch von der kosmi-
schen Strahlung bewirkt – auch das kön-
nen wir uns vergrößert so vorstellen, daß
die Strahlungsteilchen, die, aus dem

Weltall kommend, die Erde mit riesiger Geschwindigkeit erreichen, auf die Gasatome aufprallen und dabei aus deren Atomhüllen Elektronen herausschlagen. Diese ionisierten Gasschichten haben eine merkwürdige Eigenschaft: Auf manche Funkwellen wirken sie wie ein Spiegel: Sie reflektieren die Wellen. Von der Sendeantenne kommende Wellen treffen dort auf und können wieder zur Erde reflektiert werden. Man nennt solche Wellen Raumwellen. Wie Abb. 95 zeigt, kann eine Raumwelle auf ihrem „Zickzackkurs“ die Erdkrümmung überwinden – über die Raumwelle kann auch Empfangsantenne E 3 den Sender empfangen.

Die reflektierenden Schichten werden nach ihrem Entdecker auch als Heavisideschicht (sprich „häwißeid“) bezeichnet – es handelt sich aber um mehrere Schichten in verschiedenen Höhen, deren Eigenschaften ständigen tages- und jahreszeitlichen Schwankungen unterworfen sind (denken wir an ihre Entstehungsursache!).

Wir dürfen uns diese Schichten deshalb nicht als idealen Spiegel vorstellen, im Gegenteil: Die Stärke der bei E 3 ankommenden Raumwelle schwankt fortwährend in weiten Grenzen – der Sender wird lauter und leiser hörbar. Die Empfangsfeldstärke bei E 3 kann durchaus im Verhältnis 1:100 und mehr schwanken! Wenn die reflektierenden Schichten ungünstig liegen oder ihre reflektierende Eigenschaft kurzzeitig ganz verlieren, kann der Empfang auch ganz ausbleiben. Man spricht dann vom Schwund des Senders oder mit einem aus der englischen Sprache entnommenen Fachwort vom Fading (sprich: fäding). Im Empfänger gibt es zum Ausgleich dieser Schwankungen besondere Schaltungen: den Schwundausgleich oder Fadingausgleich. Wir werden diese später kennenlernen.

Besonders ungünstig sind die Verhältnisse bei der Empfangsantenne 2. Dort treffen Bodenwelle und Raumwelle zugleich ein. Da die Raumwelle einen längeren Weg zurückzulegen hat als die Bo-

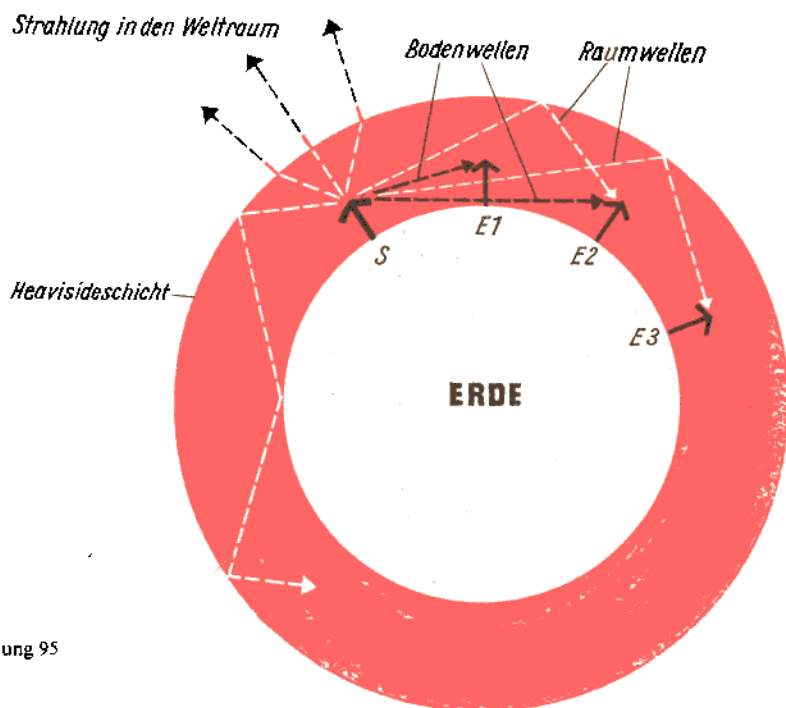
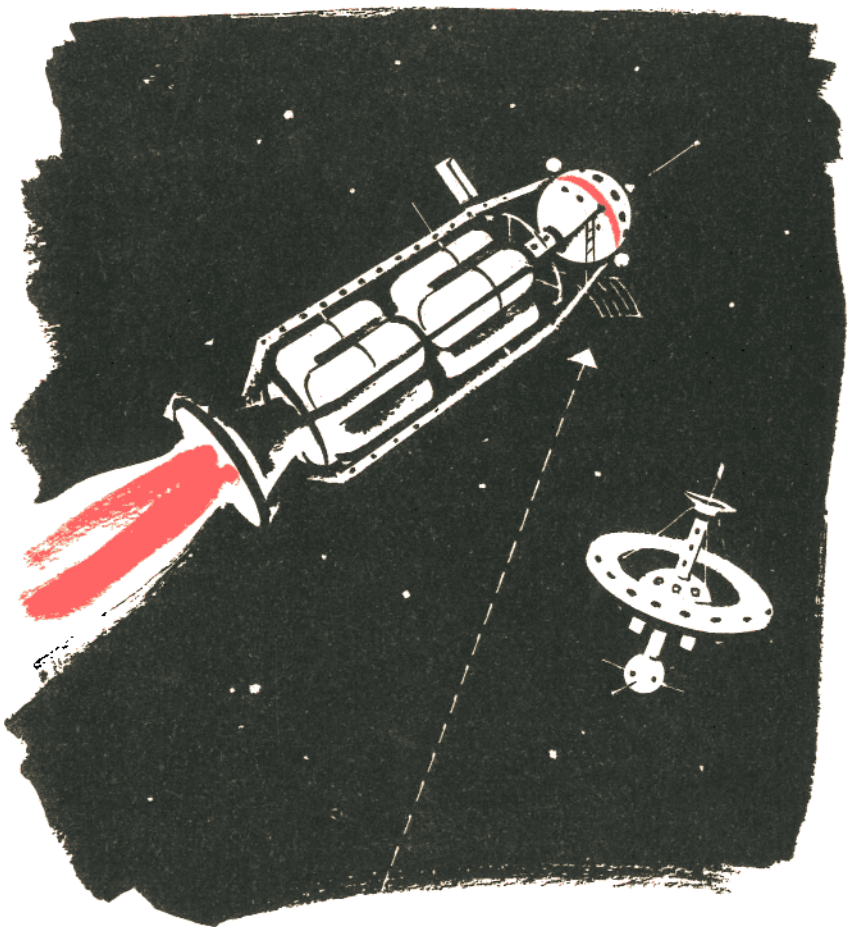


Abbildung 95



denwelle, kann es zwischen beiden je nach Höhe und Eigenschaft der Heavisideschicht einmal zu einer Verstärkung, kurz darauf wieder zur Schwächung oder vollständigen Auslöschung beider Wellen kommen. Hier kann oft der beste Schwundausgleich im Rundfunkgerät keinen brauchbaren Empfang mehr zustande bringen. Wir wollen uns noch merken, daß die reflektierenden Eigenschaften der Heavisideschicht auch von der Frequenz unserer Funkwellen abhängen. Lange Wellen breiten sich vorwiegend über die Bodenwelle aus, kurze Wellen dagegen vorwiegend über die Raumwelle. Sehr kurze Wellen (Ultrakurzwellen mit Frequenzen über etwa

30 MHz) werden nur schlecht reflektiert. Sie durchdringen die Ionosphäre und verlieren sich im Weltraum. Diese Frequenzen sind daher besonders gut für Funkverbindungen mit Raumschiffen geeignet, ermöglichen aber auf der Erde kaum Reichweiten, die länger sind als die der Bodenwelle.

Der Winkel, unter dem die Funkwelle auf die Heavisideschicht trifft, hat ebenfalls Bedeutung für die reflektierende Eigenschaft. Trifft die Welle sehr steil auf die Schicht, so durchdringt sie diese und verliert sich im Weltraum. Auch diese Möglichkeit haben wir in Abb. 95 eingezeichnet.

Was hat es nun mit den Begriffen Lang-

welle, Mittelwelle usw. auf sich? Dies ist eine willkürliche, aber für den Sprachgebrauch praktische Unterteilung in Frequenzbereiche. Die Funkwellen haben nach ihrer Wellenlänge oder Frequenz recht verschiedene Ausbreitungseigenschaften, von denen wir einige schon angedeutet haben. Wir wollen darauf hier aber nicht näher eingehen; einiges werden wir später bei der Besprechung der Ultrakurzwellen noch erfahren. Die Unterteilung – zwischen der es keine klare Abgrenzung gibt – sieht etwa so aus:

Langwellenbereich: 150 kHz–500 kHz
Mittelwellenbereich: 500 kHz–1600 kHz
Grenzwellenbereich: 1600 kHz–5 MHz
Kurzwellenbereich: 5 MHz–30 MHz
Ultrakurzwellenbereich (UKW-Rundfunk und Fernsehen): 30 MHz bis 600 MHz
Dezimeterbereich: 600 MHz und darüber (die Bezeichnung rührt von den bei 10 cm liegenden Wellenlängen her).

Für Bastler sind davon vor allem der Mittelwellen- und Kurzwellenbereich von Interesse. Der Ultrakurzwellenbereich wird außerdem in der Fernsichttechnik nochmals unterteilt in Frequenzbänder, die wiederum in Kanäle aufgeteilt werden. Die Kanäle kennzeichnen die Senderfrequenzen der einzelnen Stationen (das ist einfacher als die Angabe von Frequenzen). Es gilt dabei:

Band I (Fernsehen): 40 MHz bis 70 MHz
Band II (UKW-Rundfunk): 87 MHz bis 105 MHz
Band III (VHF-Fernsehen): 170 MHz bis 230 MHz
Band IV und Band V (UHF-Fernsehen): 470 MHz bis 600 MHz

Die Bezeichnungen VHF (very high frequency = sehr hohe Frequenzen) und UHF (ultra high frequency = extrem hohe Frequenzen) kennen wir von Fern-

sehgeräten und Fernsehantennenanlagen; sie dienen dort der Unterscheidung für die zu diesen Frequenzbereichen passenden Antennenformen. Der Frequenzbereich, den wir im Alltag als „UKW-Bereich“ für Radioempfang bezeichnen, ist also genau genommen nur ein schmaler Ausschnitt (eben das Band II) aus dem gesamten Ultrakurzwellenbereich. Die zwischen den einzelnen Ultrakurzwellenbändern liegenden Frequenzbereiche sind für nichtöffentliche Funkdienste (Polizeifunk, Taxifunk und Funk in anderen Bereichen des Verkehrswesens, Flugsicherungsfunk, Handfunksprechgeräte, militärische Zwecke usw.) bestimmt.

Von Mikrofonen und Lautsprechern

Schallwandler

Schallwellen sind mechanische Schwingungen der Luftmoleküle. Im Bereich der hörbaren Töne haben sie eine Frequenz zwischen etwa 16 Hz und 15 kHz. Wenn wir diese Schwingungen in genau gleichartige elektrische Schwingungen umwandeln können, dann lassen sie sich über Leitungen übertragen und am Ende der Leitung wieder in akustische Schwingungen – in Schall – zurückverwandeln. Das ist das Prinzip der Tonübertragung.

Die Geräte, mit denen wir den Schall in elektrische Schwingungen umwandeln, nennen wir Schallempfänger oder Mikrofone. Die entsprechenden Geräte zur Umwandlung der elektrischen Schwingungen in Schallschwingungen bezeichnen wir als Schallstrahler; hierzu gehören Kopfhörer und Lautsprecher. Beide Gruppen fassen wir unter dem Sammelbegriff Schallwandler zusammen.

Die elektrischen Schwingungen in der Tonübertragung müssen natürlich in der Frequenz und auch in der Schwingungs-



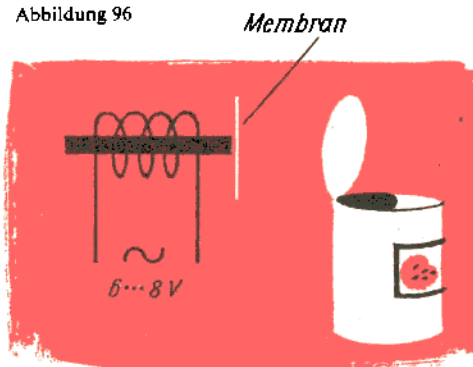
form – die durchaus nicht immer sinusförmig ist, sondern bei komplizierten Tönen (Klängen und Geräuschen) sehr komplizierte Formen haben kann – genau dem Schwingungsverlauf der Schallschwingung entsprechen. Die Frequenzen, mit denen wir es dabei zu tun haben, fallen demzufolge (vergleiche Seite 89) in den NF-Bereich. Wenn wir in Zukunft von der NF-Spannung, der NF-Schwingung oder ganz kurz von der NF sprechen, wollen wir darunter immer diese elektrische Schwingung verstehen, die ein Abbild der Schallschwingung ist.

ein Konservenbüchsendeckel, sofern er aus magnetisierbarem Material besteht. Wir können ihn ohne besondere Befestigung mit der Hand vor den Spulenkern halten. Die Spule schließen wir an Wechselstrom an, den wir einem Klingeltransformator entnehmen. Das Magnetfeld der Spule ändert nun im Takt der Wechselspannung seine Richtung und Stärke, entsprechend dem Verlauf der Sinuskurve der Spannung schwankt es ständig zwischen Null und einem Höchstwert. Unser Blech wird im gleichen Rhythmus mehr oder weniger ange-

Der Kopfhörer

Die Umwandlung einer elektrischen Schwingung in eine Schallschwingung können wir experimentell nachweisen. Wir benutzen dazu unseren Garnrollen-Elektromagneten aus den früheren Versuchen (Abb. 96). Vor dem Kern ordnen wir ein recht dünnes Eisenblechstück so an, daß es möglichst dicht vor dem Kern steht (Luftspalt etwa 1 mm), ohne ihn aber zu berühren. Als Blech eignet sich

Abbildung 96



zogen — es beginnt im Rhythmus der Wechselspannung zu vibrieren: Es schwingt! Diese Schwingungen teilen sich der Luft mit, und wir hören einen deutlichen Brummtön. Er hat nicht etwa die Frequenz von 50 Hz wie die Netzwechselspannung, sondern die doppelte Frequenz: 100 Hz! Das nützt uns natürlich nichts, denn wir wollen ja erreichen, daß die Tonfrequenz genau der Frequenz unserer Wechselspannung entspricht! Warum schwingt das Blech — es hat die Funktion einer Membran — mit der doppelten Frequenz? Denken wir an die Sinuskurve! Sie steigt zu einem positiven Höchstwert — in diesem Moment ist auch die Anziehung der Membran am stärksten —, sie wölbt sich am weitesten in Richtung auf die Spule durch, und das entspricht dem Maximalwert der ersten Halbwelle unserer Schallschwingung. Sobald die Sinuskurve der Spannung auf Null abfällt, geht auch die Membran in ihre Ruhelage zurück. Nun beginnt die zweite Halbwelle. Die Stromrichtung hat sich geändert und damit auch die magnetische Polarität der Spule. Während der negativen Halbwelle müßte auch die Membran die zweite Halbwelle der Schallschwingung ausführen, also jetzt nach der anderen Richtung — vom Magneten weg — ausweichen. Für die Membran ist es aber ohne Bedeutung, ob sie vom Nord- oder vom Südpol des Magneten angezogen wird. Sie bewegt sich also auch in der zweiten Halbwelle der Spannungskurve zur Spule hin. Während die Spannung einmal hin- und herpendelt, wird die Membran zweimal angezogen — sie schwingt mit der doppelten Frequenz.

Wie ändern wir das? Wir ersetzen den Eisenkern der Spule durch einen Permanentmagneten (Abb. 97). Dann ist ständig ein Magnetfeld vorhanden, die Membran also ständig ein klein wenig durchgewölbt (was weiter nicht stört). Wenn die Spule nun ein wechselndes

Magnetfeld erzeugt, so wird sich dieses zum Feld des Permanentmagneten addieren (wenn es die gleiche Polarität wie dieser hat) oder von ihm subtrahieren (wenn es entgegengesetzte Polarität hat). Infolgedessen wird das Feld des Permanentmagneten im Takt der Wechselspannung während der einen Halbwelle geschwächt, während der anderen verstärkt, und die Membran schwingt mit der Frequenz der Wechselspannung. Dies ist das Prinzip des Kopfhörers oder, wie er auch genannt wird, des magnetischen Hörers.

Um zu erreichen, daß der Hörer schon auf kleinste Spannungen reagiert, also möglichst empfindlich ist, bildet man den Permanentmagneten als Hufeisenmagneten aus und setzt auf beide Pole Spulen, die so in Serie geschaltet sind, daß sich ihre Wirkungen addieren (Abb. 98). Je nach Verwendungszweck haben diese Spulen viele tausend Windungen; ihr Widerstand beträgt meist einige hundert bis tausend Ohm (diese für Radiozwecke bestimmten Hörer werden hochohmige Hörer genannt), oder der Spulenwiderstand liegt bei entsprechend geringerer Windungszahl bei 10 bis 100 Ω . Diese niederohmigen Hörer finden vorwiegend für Fernsprechkzwecke Verwendung. In den Telefonhörern sind sie als auswechselbare Hörkapseln eingesetzt. Übliche Radiokopfhörer — auch Funkkopfhörer genannt — haben

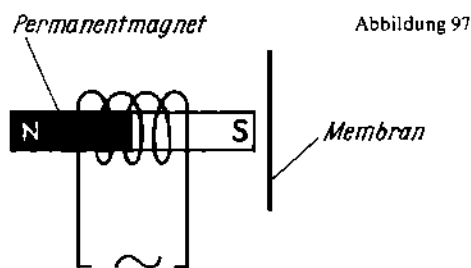


Abbildung 97

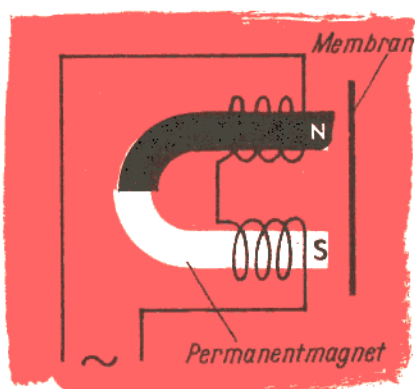


Abbildung 98

zwei solche Hörkapseln, die in Serie geschaltet sind. Sie haben dann meist $4\text{ k}\Omega$ Widerstand — jede Kapsel also $2\text{ k}\Omega$. Falls wir einen solchen Hörer für eine Schaltung verwenden wollen, bei der ein niederohmiger Hörer vorgeschrieben ist, können wir uns behelfen, indem wir die Serienschaltung beider Kapseln zur Parallelschaltung umwandeln. Der resultierende Widerstand beträgt dann $1\text{ k}\Omega$, und das reicht dann für unsere Zwecke oft schon aus.

Das Reissche Telefon

Die Kopfhörerausführung nach Abb. 97 war der erste Schallwandler überhaupt. Er wurde von Philipp Reis im Jahre 1861 erfunden. Philipp Reis verband zwei solche Hörer über eine Leitung miteinander (Abb. 99). Ein Hörer diente als Schallempfänger, der andere als Schallstrahler

— was die eine Person in den einen Hörer hineinsprach, konnte die andere Person am anderen Hörer hören und umgekehrt —, denn beide Hörer waren ja gleich. Wieso aber wirkt ein Hörer als Schallempfänger — als Mikrofon?

Sehen wir noch einmal Abb. 98 an. Wenn wir gegen die Membran sprechen, wird sie von den Schallwellen in Schwingungen versetzt. Im Rhythmus dieser Schwingungen ändert sich ihr Abstand von den Polen des Permanentmagneten — also auch die Breite des Luftspaltes zwischen Membran und Magnet.

Der Luftspalt schwächt aber die magnetischen Kraftlinien, die aus einem Pol in die Membran und von dieser in den anderen Pol übertreten. Ändert sich die Breite des Luftspaltes, so ändert sich auch die Stärke des Magnetfeldes — es wird einmal mehr, einmal weniger stark geschwächt. Wir wissen aber: Magnetfeldänderungen ergeben in der Spule eine Induktionswirkung! Dort wird also eine Wechselspannung induziert, deren Frequenz und Kurvenform genau der Schallschwingung entspricht — der Hörer hat den Schall in elektrische Schwingungen umgewandelt! Diese Schwingungen werden über die Verbindungsleitung zum zweiten Hörer übertragen (Abb. 99) und dort wieder zu Schall. Das einfache Verfahren funktioniert also in beiden Richtungen.

Mit zwei gleichartigen Kopfhörern können wir diesen klassischen Versuch leicht nachvollziehen — wir werden allerdings enttäuscht sein, daß die Schallwie-

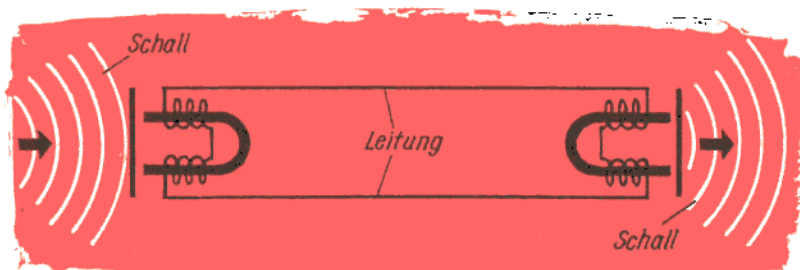
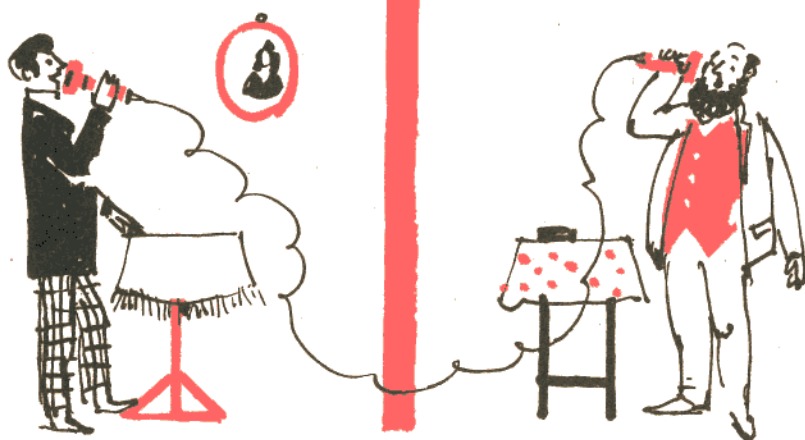


Abbildung 99



dergabe am anderen Ende sehr, sehr leise ist. Der Sprecher muß laut in die Hörmuschel hineinschreien, und trotzdem müssen wir am anderen Ende genau hinhören, um ihn zu verstehen. Das liegt nicht an unserer Versuchsanordnung, sondern an der zu geringen Empfindlichkeit dieser Mikrofonbauart. Jedoch vor hundert Jahren war diese leise Verständigung schon eine Sensation. Für unsere Bastelpraxis ist die Erkenntnis interessant, daß man einen magnetischen Hörer auch als Mikrofon benutzen kann. Die von diesem (und jedem anderen) Mikrofon abgegebene NF-Spannung ist sehr gering, sie liegt in der Größenordnung eines tausendstel Volt und darunter! Wir werden aber noch erfahren, wie man solche geringen Wechselspannungen verstärkt; am Ende des Buches finden wir auch eine Bauanleitung für einen NF-Verstärker. Ein Mikrofon dafür haben wir also schon!

Auch im Rundfunkgerät ist ein NF-Verstärker enthalten. Wenn wir einen Kopfhörer an die Tonabnehmerbuchsen des Rundfunkgerätes anschließen (Plattenspieleranschluß; nicht versehentlich die Buchsen für den 2. Lautsprecher anschließen, denn das kann schwere Schäden geben!), das Radio auf Plattenspie-

ler umschalten und den Lautstärkeregler aufdrehen, können wir im Lautsprecher hören, was wir in den Hörer hineinsprechen. Allerdings wird die Wiedergabe nicht sehr schön klingen und brummen – der Kopfhörer ist ja auch nicht als Mikrofon vorgesehen. Wir können mit diesem Versuch aber beweisen, daß der Kopfhörer wirklich als magnetisches Mikrofon arbeiten kann.

Moderne Kleinhörer sind nicht größer als ein Stück Würfelzucker, man kann sie im Ohr tragen – deshalb werden sie Ohrhörer genannt. Sie sind ebenso aufgebaut wie normalgroße Hörkapseln, haben aber meistens einen niedrigeren Widerstand (weniger als 100 Ω). Allen magnetischen Kopfhörern ist gemeinsam, daß ihre Klangqualität für hohe musikalische Ansprüche nicht genügt. Deshalb werden für Heim-Musikanlagen (vor allem für Stereoanlagen) Kopfhörer verwendet, die ähnlich wie kleine dynamische Lautsprecher aufgebaut sind und nach deren Prinzip arbeiten (wir lernen es im nächsten Abschnitt kennen). Solche dynamischen Kopfhörer sind erheblich teurer als magnetische. Ihr Widerstand je Hörmuschel liegt meistens bei 200 bis 400 Ω , manchmal noch erheblich niedriger.

Der Lautsprecher

Können wir aus unserem Hörer einen Lautsprecher machen, indem wir einfach die Wechselspannung an der Spule so weit steigern, bis die Membran genügend kräftig schwingt, um „laut zu sprechen“? Die Membran würde schon bald an die Magnetpole anschlagen, ein unangenehmes Klirren wäre die Folge. Wir wollen uns merken: Wenn ein Kopfhörer klirrt, kann das daran liegen, daß sich die Membran zu dicht am Magneten befindet. Setzen wir sie weiter vom Magneten weg, so wird sie vom Magneten weniger beeinflusst und schwingt schwächer. Für große Lautstärken ist dieser Hörer also nicht geeignet.

Als das von den Konstrukteuren erkannt worden war, bauten sie zunächst eine Lautsprecherart, die heute keine Bedeutung mehr hat, die wir aber der Vollständigkeit wegen erwähnen wollen: den Freischwingerlautsprecher (Abb. 100).

Vor den Polen eines Permanentmagneten steht frei eine kleine Stahlzunge, der Anker. Er ist von der Spule umgeben, die aber nicht fest auf dem Anker sitzt, sondern im Lautsprechergehäuse befestigt ist. Der Anker kann in der Spule einige Millimeter frei schwingen. Die Wechselspannung an der Spule magnetisiert den

Anker, an dessen Spitze also abwechselnd ein Nord- und ein Südpol entsteht. Dadurch wird der Anker immer vom gleichnamigen Magnetpol abgestoßen, vom ungleichnamigen angezogen — er schwingt im Takt der NF-Spannung. Da er nicht zwischen, sondern vor den Magnetpolen steht, kann er mehrere Millimeter ausschlagen, obwohl der Luftspalt zwischen ihm und den Magnetpolen sehr gering ist. Der Anker ist über einen kleinen Stift mit der Membran verbunden, die hier durch einen großen konusförmigen Pappkegel gebildet wird. Mit dieser Anordnung sind also schon bedeutend größere Schwingamplituden möglich als mit dem Kopfhörer-Membran-Aufbau der Abb. 98. Bis vor etwa 40 Jahren waren solche Lautsprecher in allen billigen Radiogeräten zu finden.

Weitaus besser bewährten sich die heute ausschließlich benutzten dynamischen Lautsprecher. Sie werden in allen Größen und für alle Leistungen gefertigt. (Der Begriff Leistung rührt hier daher, daß zur Bewegung der Membran natürlich eine gewisse Kraft nötig ist — um so mehr, je kräftiger die Membran schwingt, je größer also die Lautstärke sein soll. Diese Kraft müssen wir dem Lautsprecher als elektrische Leistung zuführen.)

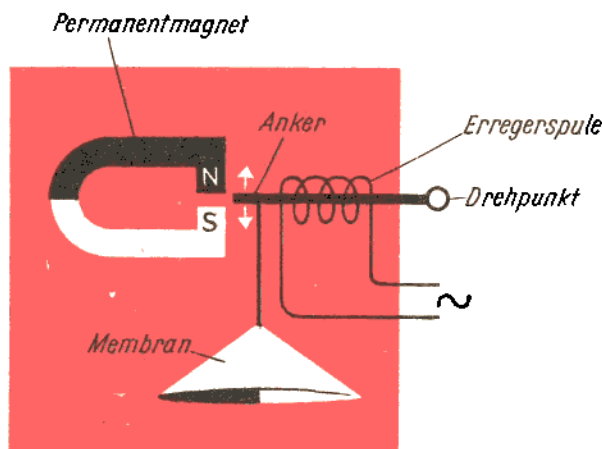


Abbildung 100

Abb. 101 zeigt den grundsätzlichen Aufbau eines dynamischen Lautsprechers. Ein starker Permanentmagnet ist als Topfmagnet ausgebildet – ein Pol wird von dem dicken Mittelbolzen, der andere von einem Deckel gebildet, der diesen Bolzen ringförmig umgibt. Zwischen Bolzen und Deckel befindet sich ein schmaler ringförmiger Luftspalt, in dem frei beweglich eine Schwingspule sitzt, die direkt an der Membran befestigt ist. Wenn wir dieser Spule eine Wechselspannung zuführen, so wird sie in dem spaltförmigen Magnetfeld abgelenkt (die Pfeile deuten das an); sie taucht abwechselnd mehr oder weniger tief in den Magnetspalt ein. Wichtig ist dabei, daß die Spule nicht am Deckelrand oder Mittelbolzen schleift oder sonstwie im Luftspalt des Magneten klemmt. Da sie direkt an der Membran sitzt und mit dieser zusammen als Ganzes schwingt (daher der Name Schwingspule), entfallen alle mechanischen Befestigungen oder Zwischenglieder.

Dieser Lautsprecher ist heute schon so weit vervollkommen, daß er fast allen

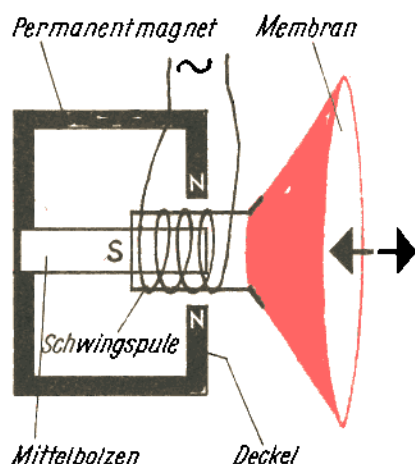
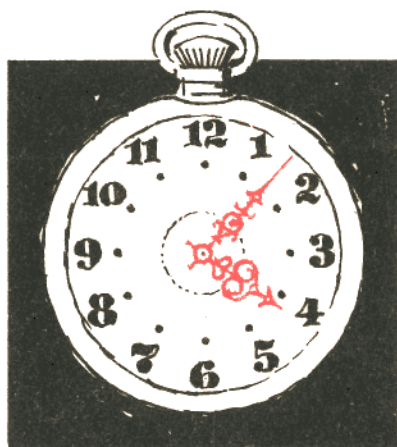


Abbildung 101

mische Lautsprecher, die nicht größer sind als eine Taschenuhr, andere wiederum sind so groß und schwer, daß sie von einer Person kaum noch angehoben werden können.

Abb. 102 zeigt zur Verdeutlichung noch einmal die Aufsicht auf Magnet und Spule bei entfernter Membran. Das magnetische Kraftfeld verläuft hier sternförmig vom Mittelbolzen zum Deckel. Der Wirkungsgrad des Lautsprechers ist um so besser (die Lautstärke bei gleicher angelegter Wechselspannung um so größer), je stärker das Magnetfeld und damit der Magnet ist.



Ansprüchen genügt, auch in den Funk- und Fernsehstudios, wo ja an die Wiedergabequalität weit höhere Ansprüche gestellt werden als bei unserem Rundfunkgerät zu Hause. Es gibt bereits dyna-



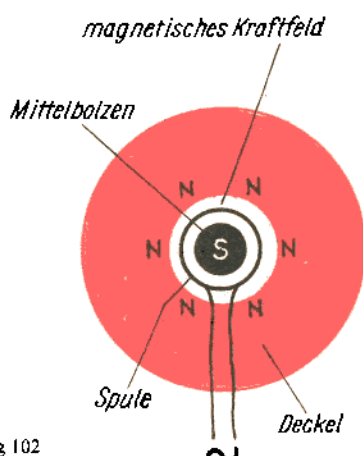


Abbildung 102

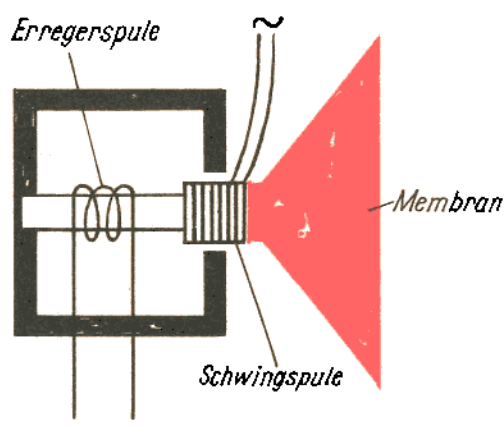


Abbildung 103

Heute kann man ausreichend kräftige Permanentmagneten anfertigen, doch noch vor etwa 30 Jahren mußte man zu einem Hilfsmittel greifen, wenn man ein besonders kräftiges Magnetfeld haben wollte (Abb. 103): Man brachte auf dem Mittelbolzen noch eine kräftige Spule fest unter, die mit Gleichstrom betrieben wurde. Der Mittelbolzen war dann kein Permanentmagnet, sondern einfaches Eisen. Das Ganze stellte aber einen kräftigen Elektromagneten dar, mit dem sich kräftigere Magnetfelder erzeugen ließen als mit den damals bekannten Magnetwerkstoffen. Nachteilig war der be-

trächtliche zusätzliche Stromverbrauch der Erregerspule und die Notwendigkeit einer Gleichstromquelle. Heute sind diese elektrodynamischen Lautsprecher als veraltet anzusehen; es wird nur noch der mit Permanentmagnet versehene permanentdynamische Lautsprecher benutzt. Die Unterscheidung elektrodynamisch/permanentdynamisch rührt aus der Zeit her, als beide Systeme nebeneinander benutzt wurden.

Auch der permanentdynamische Lautsprecher (wir nennen ihn in Zukunft einfach dynamischer Lautsprecher) läßt sich als Mikrofon verwenden — für unsere Zwecke sogar recht gut! Wenn die Membran des dynamischen Lautsprechers von Schallwellen getroffen wird, schwingt die Schwingspule in deren Takt im Magnetfeld. Dadurch wird in ihr eine Wechselspannung induziert — der Schall wird also auch bei diesem Lautsprecher in elektrische Schwingungen umgewandelt. (Für unsere Zwecke wollen wir Lautsprecher mit kleinen Membranen bevorzugen — kleine Membranen sind leichter, können schneller schwingen und geben deshalb bei der Verwendung als Mikrofon die hohen Töne besser wieder. Große Lautsprecher klingen als Mikrofon merklich dumpfer.)

Die Schwingspule beim dynamischen Lautsprecher hat nicht sehr viele Windungen — sie würde sonst nicht mehr in den schmalen Luftspalt passen und auch zu schwer werden. Sie ist deshalb sehr niederohmig.

Der Widerstand üblicher Lautsprecher-spulen liegt zwischen 2 bis höchstens 20 Ω , meist um $3 \cdot \cdot \cdot 6 \Omega$. (Eigentlich handelt es sich hierbei um den Scheinwiderstand — es fließt ja Wechselstrom durch die Spule. Der Techniker spricht deshalb hier von der Impedanz: Die Impedanz ist der Scheinwiderstand, den eine Spule bei einer Frequenz von 1 kHz hat. Exakt müßten wir also sagen: Die Lautsprecherimpedanz liegt bei wenigen

Ohm.) Derartig geringe Widerstandswerte sind zum direkten Anschluß an andere Geräte oft ungeeignet. Wir wissen aber, daß man Widerstände transformieren kann, und zwar mit Übertrager (Seite 93). Deshalb gehört zu einem dynamischen Lautsprecher manchmal ein Lautsprecherübertrager, der diese Impedanztransformation vornimmt. Seine Sekundärwicklung ist mit der Schwingspule des Lautsprechers verbunden; der Primärwicklung wird die für den Lautsprecher bestimmte NF-Spannung zugeführt (Abb. 104). Die Schwingspulenimpedanz erscheint dann – mathematisch ausgedrückt – mit dem Quadrat des Übersetzungsverhältnisses des Übertragers an dessen Primärwicklung. Das hat den Vorteil, daß man den Anschlußwiderstand – die Anschlußimpedanz – des Lautsprechers auf beliebige Werte festlegen kann, indem einfach die Primärwicklung des Übertragers entsprechend bemessen wird.

Es gibt sogar Lautsprecherübertrager, deren Primärwicklungen mehrere Anzapfungen (Teilwicklungen) haben, so daß man je nach Wahl der Anschlüsse verschiedene Anschlußimpedanzen zur Verfügung hat.

Das Übersetzungsverhältnis eines Lautsprecherübertragers (er wird auch Ausgangsübertrager oder Ausgangstrafo genannt) liegt meist bis 20:1 bis 30:1; die Primärspannung wird also herabtransformiert. Das bedeutet nicht etwa einen Lautstärkeverlust – die übertragene Leistung bleibt, wie wir wissen, konstant, und die abgegebene Lautstärke ist nur von der dem Lautsprecher zugeführten Leistung abhängig!

Wenn wir den Lautsprecher als Mikrofon verwenden, spielt der Übertrager ebenfalls eine Rolle. Die Schwingspule würde wegen ihrer geringen Windungszahl nur eine sehr geringe NF-Spannung abgeben. Mit dem Übertrager wird sie – entsprechend seinem Übersetzungsver-

hältnis – auf den 20 · · · 30fachen Wert erhöht, was uns sehr willkommen ist.

Versuchen wir einmal den Lautsprecher mit Übertrager an den Tonabnehmereingang eines Rundfunkgerätes anzuschließen! Die Primärwicklung des Übertragers muß also mit den Tonabnehmeranschlüssen verbunden sein. Wir werden feststellen, daß der Lautsprecher – je nach seiner Größe und Ausführung – als Mikrofon zwar ein bißchen dumpf klingt, aber für Bastlerzwecke durchaus geeignet ist!

Wenn unser Rundfunkgerät ausreichend verstärkt (oder wir uns einen NF-Verstärker selbst gebaut haben), dann können wir mit diesem „Mikrofon“ sogar leise Gespräche noch aus mehreren Metern Entfernung aufnehmen.



Abbildung 104

Die Abb. 104 zeigt uns das Schaltsymbol des Lautsprechers. Das Symbol für den Übertrager kannten wir bereits. In

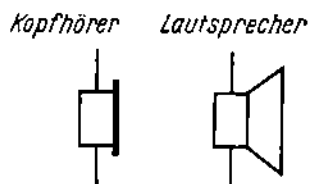


Abbildung 105

Abb. 105 sind das Lautsprechersymbol und das Kopfhörersymbol noch einmal angegeben. Um welche Lautsprecher- oder Hörerart es sich handelt, läßt sich aus dem Schaltsymbol nicht erkennen. Wenn das aber von Bedeutung ist, kann es im kompletten Schaltbild zusätzlich angegeben werden.

Mikrofone

Nach welchem Prinzip arbeitet das eigentliche Mikrofon? Es gibt verschiedene Prinzipien. Eines kennen wir bereits: das des dynamischen Mikrofons. Dieses Mikrofon ähnelt im Aufbau dem dynamischen Lautsprecher (Abb. 106), hat jedoch eine besonders kleine und leichte Membran; auch die Schwingspule ist sehr leicht ausgeführt. Meist ist in seinem Gehäuse noch ein kleiner Anpassungsübertrager eingebaut, der die niedrige Schwingspulenimpedanz auf einen Wert von entweder 200 Ω oder einige Kilohm herauftransformiert. Gleichzeitig erhöht sich damit die Spannungsabgabe.

Oft haben diese Mikrofone drei Anschlüsse; der dritte ist dann immer mit dem Gehäuse verbunden, um dieses erden zu können. Damit wird vermieden, daß von außen Störungen (fremde elektrische Kraftfelder!) in das Mikrofon eindringen können. Diese Mikrofonart wird wegen ihrer Konstruktion (die Schwingspule taucht in den Magnetspalt ein) auch Tauchspulmikrofon genannt.

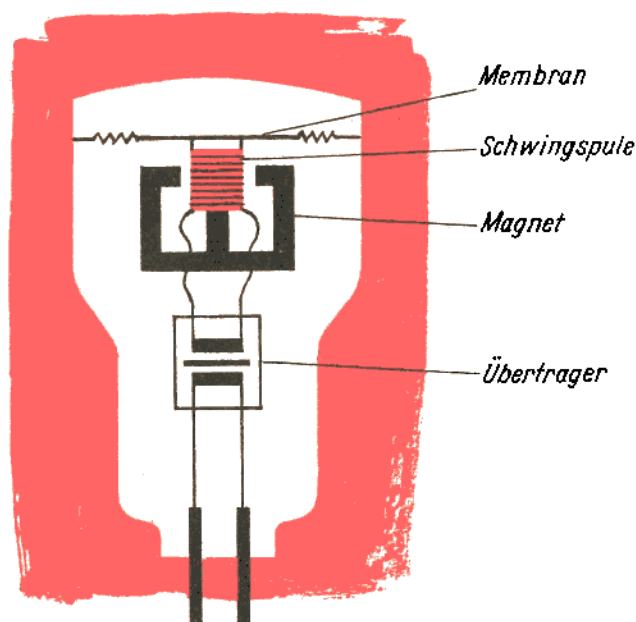
Viele Reportermikrofone des Rundfunks sind so aufgebaut. Neuerdings gibt es Tauchspulmikrofone, die trotz des notwendigen Magneten nicht größer und dicker sind als etwa eine Zigarre. Die Mikrofonübertrager sind ebenfalls sehr klein; es gibt Ausführungen, die nicht viel größer sind als ein Reißnagel.

Tauchspulmikrofone ermöglichen schon sehr hochwertige Übertragungen. Für Heimzwecke genügen sie hohen Ansprüchen. Sie sind vor allem sehr robust.

Das hochwertigste, aber auch komplizierteste und teuerste Mikrofon (beim Rundfunk und Fernsehen für hochwertige Aufnahmen fast ausschließlich benutzt) ist das Kondensatormikrofon. Für uns scheidet es schon wegen seines sehr hohen Preises aus, wir wollen es deshalb nur kurz besprechen.

Die eigentliche Mikrofonkapsel besteht aus einer hauchdünnen Membran (Abb. 107) und einer Gegenelektrode. Die Membran ist entweder aus Kunststoff mit dünnem Metallüberzug oder aus einem hauchdünnen Goldblättchen hergestellt. Das Gold ist so dünn, daß man hindurchblicken und die Gegen-

Abbildung 106



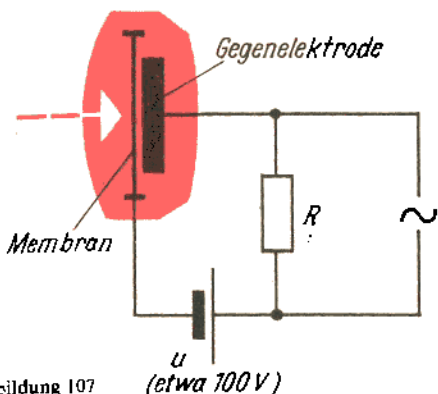


Abbildung 107

elektrode erkennen kann. In der Durchsicht erscheint dieses Metallblättchen wie grünes Zelluloid.

Der Abstand der Membran von der Gegenelektrode beträgt nur wenige tausendstel Millimeter. Die außergewöhnliche Präzision, die für den Aufbau notwendig ist, macht den hohen Preis verständlich. Membran und Gegenelektrode bilden einen Kondensator (daher auch der Name). An ihn wird über einen Widerstand R (der einen sehr hohen Wert von $100\text{ M}\Omega$ oder mehr hat!) eine Gleichspannung von etwa 100 V angelegt. Sobald Schallwellen die Membran treffen, ändert sich ihr Abstand zur Gegenelektrode – wenn auch nur um winzige Beträge. Das bedeutet eine Kapazitätsänderung des Kondensators, die allerdings sehr gering ist. Damit ändert sich aber auch die Ladung des Kondensators – wir können uns das so vorstellen, als würde der Kondensator, sobald seine Kapazität bei Annäherung der Membran an die Gegenelektrode wächst, von der Batterie ein wenig nachgeladen. Verringert sich die Kapazität wieder – beim Zurückweichen der Membran –, so fließt diese nachgeladene Elektrizitätsmenge wieder ab. Es pendelt also ein geringer Umladungsstrom im Takt der Schallwellen. Dieser Strom muß über den Widerstand R fließen und erzeugt dort einen Spannungsabfall. Parallel zu R kann man also eine Wechselspannung

abnehmen. Sie ist jedoch dermaßen gering, daß man sie nicht über eine Leitung fortführen kann, sondern an Ort und Stelle verstärken muß. Im Mikrofongehäuse sitzt dann außer der Gleichspannungsquelle U und dem Widerstand R noch ein kleiner Verstärker mit den zugehörigen Teilen.

Wichtiger ist für uns eine andere Mikrofonart: das Kristallmikrofon (Abb. 108). Es gibt bestimmte Kristallarten – z. B. Seignettesalz und Rochellesalz –, die die Eigenschaft haben, bei mechanischen

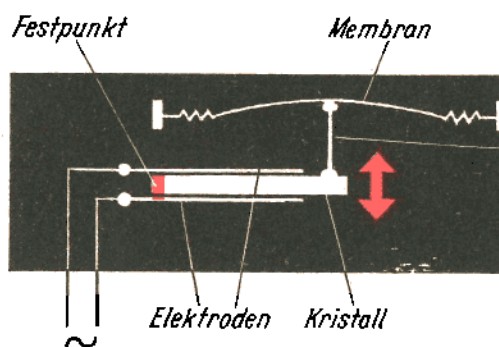


Abbildung 108

Einwirkungen (Druck oder Biegung) eine elektrische Spannung zu erzeugen. Das wird hier ausgenutzt. Ein kleines stäbchenförmiges oder quadratisches Kristallplättchen wird auf beiden Seiten mit dünnen Metallfolien belegt, die als Elektroden dienen. Sie sind mit dem Mikrofonanschluß verbunden und haben die Aufgabe, die Spannung vom Kristall abzunehmen. Die Membran – ein dünnes, federnd eingespanntes Aluminiumblättchen – ist über einen kleinen Steg mit dem Kristall verbunden, das andere Ende des Kristalls ist fest eingespannt. Wenn die Membran schwingt, wird der Kristall etwas (in Pfeilrichtung) durchgebogen. An den Elektroden entsteht dadurch eine Spannung, deren Polarität und Höhe der Richtung und Stärke der Durchbiegung entspricht – die Spannung hat also den gleichen Verlauf wie die Schallschwingung.

Diese Mikrofone sind verhältnismäßig billig, ihre Qualität reicht für Heimzwecke aber völlig aus. Die zu älteren Heimtonbandgeräten mitgelieferten Mikrofone waren zum Beispiel fast immer Kristallmikrofone. Diese Mikrofonart ist für uns sehr wichtig, schon deshalb, weil die anderen bisher besprochenen Mikrofonarten für Bastelzwecke zu teuer sind und das einzige Mikrofon, das noch billiger ist – das Kohlemikrofon –, in seiner Klangqualität nur für anspruchslose Sprechverständigung ausreicht.

Beim Kristallmikrofon müssen wir noch etwas zu seiner Anschlußimpedanz sagen – sie wird auch Quellwiderstand genannt, weil man das Mikrofon als Wechselspannungsquelle ansehen kann.

Wie jede Stromquelle hat auch jedes Mikrofon einen Innenwiderstand. Über seine grundsätzliche Bedeutung waren wir uns schon bei den galvanischen Elementen (Abb. 30) klargeworden. Wir wissen: Wenn der Außenwiderstand – etwa der Eingangswiderstand des folgenden Verstärkers – zu gering gegenüber dem Quellwiderstand des Mikrofons ist, geht dessen Spannungsabgabe zurück, weil die Quellenspannung größtenteils am Innenwiderstand der Quelle abfällt. Aus Gründen, die wir an dieser Stelle nicht näher untersuchen wollen, treten dann auch starke Klangverfälschungen auf.

Wir sehen also, daß Mikrofone mit geringem Quellwiderstand bedeutend vorteilhafter sind.

Wie steht es damit beim Kristallmikrofon? Zunächst müssen wir wissen, daß der Kristall nahezu ein Nichtleiter ist. Die beiden Elektroden bilden also gewissermaßen einen Kondensator gegeneinander, mit dem (spannungserzeugenden) Kristall als Dielektrikum dazwischen. Der Kristall ladet diesen Kondensator gewissermaßen auf.

Wir haben es beim Quellwiderstand des Kristallmikrofons mit einem Scheinwi-

derstand zu tun, der nicht einmal konstant ist, denn die abgegebene Frequenz ist es ja auch nicht! Deshalb müssen wir wissen, welche Kapazität dieser Kondensator etwa hat (meist zwischen 1000 und 10 000 pF), und uns dann darauf einigen, den Quellwiderstand für eine bestimmte Frequenz anzugeben, und zwar für 1 kHz. Wir können dann – wie früher schon erwähnt wurde – von der Quellenimpedanz sprechen. Sie liegt beim Kristallmikrofon bei ungefähr 1 M Ω , also ziemlich hoch. Der Eingangswiderstand des nachgeschalteten Verstärkers muß entsprechend hoch sein, und das ist leider ein Mangel dieses sonst recht brauchbaren Mikrofontyps. Die Verbindungsleitung zwischen Mikrofon und Verstärker wird nämlich dadurch recht empfindlich gegen Störungen durch fremde elektrische Felder, so daß wir sie nicht sehr lang machen dürfen. Noch ein weiterer für uns sehr wichtiger Grund kommt hinzu: In der Mikrofonleitung laufen beide Leitungsadern nebeneinander, sie bilden deshalb zueinander einen Kondensator. (Denken wir an Abb. 75: Die beiden Platten können auch eine andere Form haben, ohne daß sich im Prinzip etwas ändert, sie dürfen also auch die Form zweier nebeneinander verlaufender Drähte haben.) Infolgedessen hat jede Leitung eine Kapazität der beiden Leitungsadern gegeneinander aufzuweisen. Wir können sie nur verringern, indem wir die Leitung kürzer machen. Einige tausend pF Leitungskapazität kommen schnell zustande, doch dieser Wert liegt schon in der Größenordnung der Kapazität unserer Quelle. Die Leitung wirkt also wie ein dem Mikrofon parallel geschalteter Kondensator und damit – wir übertragen ja Wechselspannung! – wie ein zusätzlicher Verbraucher. Ist die Leitung zu lang, so geht gerade beim Kristallmikrofon viel Spannung durch diese Leitungskapazität verloren. Das müssen wir wis-

sen, denn gerade mit Kristallmikrofonen werden wir es ab und an zu tun haben.

Das Kristallmikrofon hat aber erfreulicherweise auch einen Vorteil: Von den bisher besprochenen Mikrofonarten gibt es – wenn wir alle Mikrofone bei gleicher Schallstärke vergleichen – die höchste Spannung ab. Wenn wir aus 1 m Entfernung normal sprechen, können wir mit etwa 1 mV ($= \frac{1}{1000}$ V) NF-Spannung rechnen.

Das einfachste Mikrofon ist das Kohlemikrofon. Seine Übertragungsqualität reicht nur für mittelmäßige Sprachwiedergabe aus; dafür läßt sich ein solches Mikrofon billig bauen. Das ist die Voraussetzung für eine Massenfabrikation, wie sie beispielsweise für Fernsprechzwecke erforderlich ist. Alle Telefonmikrofone sind deshalb Kohlemikrofone.

Das Kohlemikrofon wirkt wie ein veränderlicher Widerstand. Um uns das Prinzip des Kohlemikrofons zu erklären, führen wir einen Versuch durch. Dazu brauchen wir zwei Kohlestäbe, die wir aus alten Taschenlampenbatterien ausbauen und zuvor sorgfältig säubern (auskochen!) und gut trocknen. Abb. 109 zeigt den Versuchsaufbau. Eine leere Zigarrenkiste dient als Resonanzboden. Auf ihn legen wir beide Kohlestäbe gekreuzt

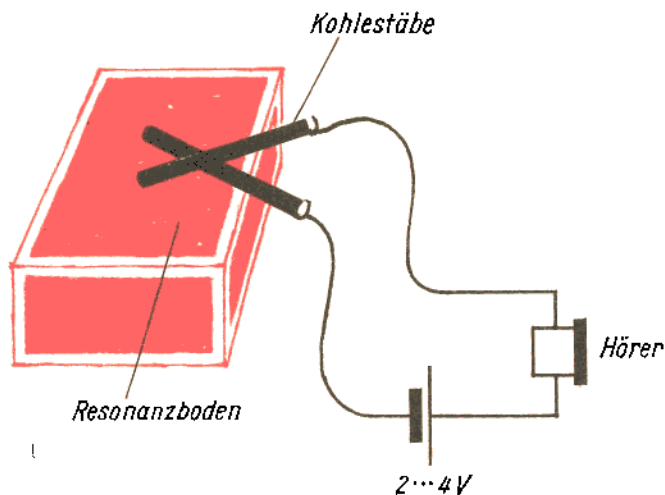
aufeinander. An ihrer Berührungsstelle kann der Strom von einer Kohle auf die andere übergehen.

Der Widerstand, der dem Strom an dieser Stelle entgegengesetzt wird, ist bei der Kohle druckabhängig. Drücken wir die Kohlestifte stärker gegeneinander, so verringert sich der Übergangswiderstand. Werden die Kohlen erschüttert – etwa durch Klopfen an den Kasten oder laute Geräusche, die den Resonanzboden vibrieren lassen –, so ändert sich der Übergangswiderstand im Rhythmus dieser Erschütterungen bzw. der Resonanzbodenschwingung.

Wir schalten diese Anordnung in Serie mit einer Batterie und einem guten Kopfhörer. Die Widerstandsänderung bei der Kohle macht sich dann als Stromschwankung bemerkbar – wir können im Hörer das von unserem Kohlestab-Versuchsmikrofon aufgenommene Geräusch leise hören!

Den Aufbau eines industriell gefertigten Kohlemikrofons zeigt uns Abb. 110. Die Membran besteht aus einem dünnen Kohleplättchen, dahinter sitzt ein kleines Kohlenäpfchen, in ihm befindet sich etwas Kohlegrieß (kleine Kohlekörnchen). Der Strom geht von der Membran in den Kohlegrieß und von da in das

Abbildung 109



Kohlemembran

Kohlegrieß

Kohlenäpfchen

Abbildung 110



Näpfchen über. Die Membranschwingungen drücken den Kohlegrieß mehr oder weniger stark zusammen – es entsteht der gleiche Effekt wie bei unserem Versuch, jetzt aber wegen der zahlreichen Übergangsstellen zwischen den Körnchen viel deutlicher!

Wenn wir eine solche Kohle-Einsatzkapsel am Ohr schütteln, hören wir den lose im Näpfchen liegenden Kohlegrieß deutlich rascheln.

Das Kohlemikrofon benötigt also eine Stromquelle. Abb. 111 zeigt die Schaltung unseres Versuchsaufbaus unter Benutzung der Schaltsymbole. Bereits bekannt sind uns die für Hörer und Batterie. Das Mikrofonsymbol gilt allgemein; die Bauart ist daraus nicht ersichtlich. Deshalb muß die Mikrofonart in Schaltbildern erforderlichenfalls zusätzlich angegeben werden.

Unser Kohlemikrofon liefert Stromschwankungen. Zum Betrieb eines Hörers – wie in Abb. 111 – ist das gerade das Richtige. Aber für den Anschluß eines Verstärkers benötigen wir die NF-Schwingung als NF-Spannung. Wie gehen wir vor, um eine NF-Spannung vom Kohlemikrofon abnehmen zu können?

Abb. 112 zeigt, wie man stets – nicht nur bei Mikrofonen! – eine Stromschwankung in eine Spannungsschwankung überführt: Der Mikrofonstrom durchfließt einen Widerstand und erzeugt an ihm einen Spannungsabfall. Schwankt der Strom jetzt im Takt der NF-Schwingung, so muß nach dem Ohmschen Gesetz auch der Spannungsabfall an diesem Widerstand schwanken. Parallel zu ihm können wir also unsere NF-Spannung abgreifen.

Mikrofon

Abbildung 111

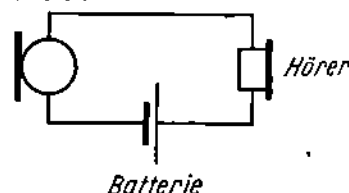
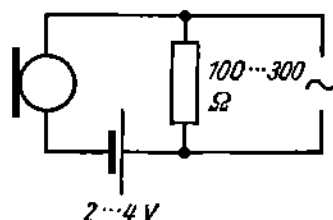


Abbildung 112



In Abb. 112 sind die für Widerstand und Batterie in Frage kommenden Werte, wie sie für die Verwendung normaler Fernsprech-Kohlemikrofone am günstigsten sind, gleich eingetragen. Mit einem solchen Mikrofon können wir die Schaltung nach Abb. 112 aufbauen und die beiden vom Widerstand abgehenden Leitungen wieder mit dem Tonabnehmeranschluß unseres Radios verbinden. Wir werden dann feststellen, daß die vom Mikrofon abgegebene NF-Spannung (die wir am Widerstand abgreifen) weit kräftiger ist als bei allen anderen Mikrofonen — leider klingt die Übertragung nicht besser als eine Telefonübertragung, sondern eher noch schlechter, weil der Radiolautsprecher viele Verzerrungen des Mikrofons hörbar macht, die die Telefonhörkapsel und Telefonleitung unterdrücken. Außerdem bemerken wir ein dauerndes Kratzen und Prasseln in der Übertragung: Es rührt von ständigen leichten Bewegungen des Kohlegrießes und von winzigen Fünkchenbildungen zwischen den einzelnen Kohlekörnern her. Durch möglichst geringe Batteriespannung (dann wird aber auch die abgegebene NF-Spannung geringer!) können wir diese Störungen in erträglichen Grenzen halten.

Rundfunkröhren (Elektronenröhren)

Die Vakuumdiode

Bisher haben wir stets angenommen, daß sich die Elektronen nur in einem Leiter bewegen. Daß sie sich auch unabhängig von einem Leiter im freien Raum bewegen können, ist eine der wichtigsten Voraussetzungen der Rundfunktechnik.

Wenn wir einen Draht bis zur hellen Glut erhitzen, gerät sein Molekülgefüge in so starke Schwingungen, daß aus seiner Oberfläche freie Elektronen herausgeschleudert werden (so etwa können

wir uns das vorstellen). Diese Elektronen kommen bei normalem Luftdruck nicht weit, sie prallen sofort auf die sie umgebenden Luftmoleküle.

Anders im luftleeren Raum. Durch die Wucht, mit der die Elektronen aus dem Glühdraht geschleudert werden, entfernen sie sich einige Millimeter von ihm (für atomare Größenverhältnisse ist das bereits eine sehr große Entfernung!) und bilden dann eine Elektronenwolke um den Glühdraht.

Abb. 113 zeigt uns einen luftleeren Glaskolben mit einem Glühdraht, der durch eine Heizbatterie zum Glühen gebracht wird. Den Vorgang, der zur Bildung der Elektronenwolke führt, nennt man Glühemission (oder in der Röhrentechnik kurz: Emission). Emittieren heißt soviel

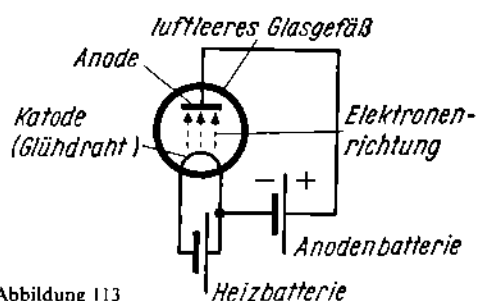


Abbildung 113

wie aussenden. Mit der Heizbatterie hat dieser Vorgang nichts zu tun; wir könnten den Glühdraht auch anders, z. B. von außen durch eine Gasflamme, zum Glühen bringen.

Eine Elektrode, die Elektronen aussendet, hatten wir früher schon Kathode genannt; der Glühdraht bildet also jetzt die Kathode. In einiger Entfernung von dieser Kathode ist eine zweite Elektrode — etwa eine Blechplatte oder ein Blechzylinder — angebracht: die Anode.

Zwischen Anode und Kathode schalten wir eine zweite Batterie — die Anodenbatterie —, und zwar so, daß der Pluspol an der Anode liegt. Die Anode wird dann die frei im Raum fliegenden Elek-

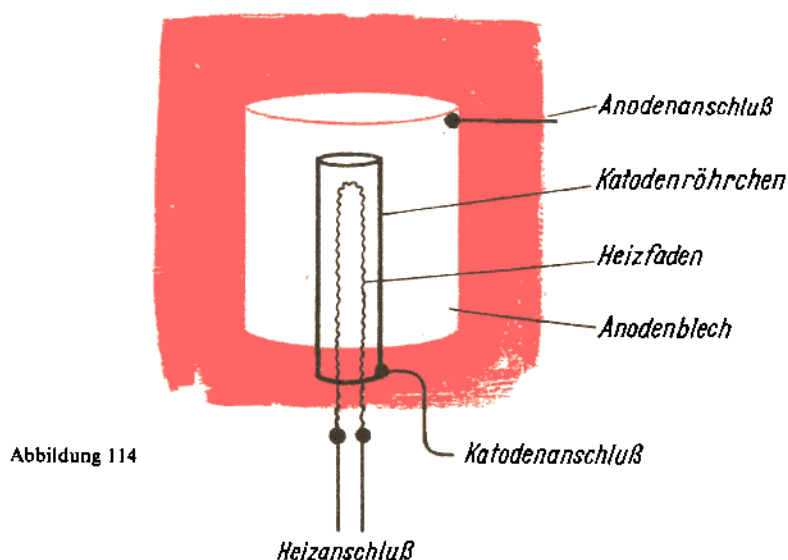


Abbildung 114

tronen anziehen — damit entfernt sich die Elektronenwolke von der Katode: Die Elektronen werden von der Anode aufgefangen. Sie fließen zur Anodenbatterie und von da wieder zur Katode. Diese treibt — da durch die Wirkung der Anodenbatterie an ihr jetzt ein Elektronenüberschuß besteht — die Elektronen zusätzlich noch von sich weg und zur Anode hin. Es fließt also ein Strom durch die Röhre, obwohl zwischen Katode und Anode keine Verbindung besteht!

Da es gleichgültig ist, wie die Katode zum Glühen gebracht wird, kann man deshalb die Röhre auch so aufbauen, wie Abb. 114 zeigt: Die Katode ist jetzt ein Röhrchen, das außen mit einer Schicht aus bestimmten Chemikalien (z. B. Bariumoxid) überzogen ist, die die Eigenschaft hat, schon bei verhältnismäßig geringen Glühtemperaturen (Rot- bis Gelbglut) reichlich Elektronen zu emittieren.

Das Kathodenröhrchen wird durch einen in ihm isoliert untergebrachten Heizfaden zum Glühen gebracht. Der Heizfaden hat jetzt keine Verbindung mehr mit der Katode. Die Anode ist als Blech-

zylinder um die Katode angeordnet. Die Abb. 115 zeigt diesen Aufbau. Der Effekt ist der gleiche wie in der Anordnung nach Abb. 113.

Vorteilhaft ist, daß Heizbatterie (Kurzbezeichnung der Heizspannung: U_h) und Anodenbatterie (Kurzbezeichnung für die Anodenspannung: U_a) jetzt voneinander getrennt sind.

Der Unterschied zwischen beiden Röhrenformen besteht also nur in der Heizung: Ist der Glühdraht selbst zugleich die Katode, sprechen wir von direkter Heizung, im anderen Fall — Kathodenröhrchen mit isoliert eingesetztem Heizfaden — von indirekter Heizung.

Die indirekte Heizung hat mitunter auch einen Nachteil: Nach dem Einschalten der Röhrenheizung dauert es eine Weile, bis die Katode zum Glühen kommt und die Röhre arbeiten kann. Deshalb müssen wir bei älteren Rundfunk- und Fernsehgeräten, die noch Röhren enthalten, nach dem Einschalten eine Weile warten, da diese Röhren immer indirekt geheizt sind.

Direkt geheizte Röhren sind schon ungefähr eine Sekunde nach dem Einschalten betriebsbereit, da der Heizdraht sofort

aufglüht. Bei der Betrachtung von Schaltungszeichnungen interessiert den Techniker meist nicht, ob eine Röhre direkt oder indirekt geheizt ist. Der Fachmann kann das an der Typenbezeichnung erkennen. Man hat deshalb das Schaltsymbol für diese Röhre so weit vereinfacht, daß die Katode einfach durch einen Punkt dargestellt wird, die Anode durch einen Strich (siehe Abb. 116).

Gezeichnet wird nur der Anodenstromkreis. Der von der Anode aufgefangene Elektronenstrom wird Anodenstrom genannt. Abb. 116 zeigt, wie wir ihn mit dem Amperemeter I messen können. Der beim Amperemeter hier ausnahmsweise eingezeichnete Zeiger deutet an, daß ein Anodenstrom fließt. Was geschieht, wenn wir die Batterie umpolen? Die Anodenspannung liegt dann mit dem Minuspol an der Anode (Abb. 117). Jetzt fließt kein Anodenstrom. Die Katode ist positiv geladen und fängt daher die durch die Erwärmung emittierten Elektronen sofort wieder ein. Zur Anode könnten die Elektronen außerdem deshalb nicht gelangen, weil die Anode jetzt negativ ist und die Elektronen abstoßen würde und weil auch keine Elektronen austreten, denn die Anode ist ja kalt. Die Röhre läßt den Elektronenstrom also nur in einer Richtung durch: von der Katode zur Anode. In umgekehrter Richtung sperrt sie den Strom. Sie arbeitet also wie ein elektrisches „Ventil“.

Wie wir sehen, hat die Röhre nur zwei Anschlüsse. In Wirklichkeit sind vier vorhanden – Abb. 115 – oder drei – Abb. 113 –, doch die Heizanschlüsse werden nicht mitgezählt, da sie nicht unmittelbar mit der Röhrenfunktion in Zusammenhang stehen. Es sind nur Hilfsanschlüsse.

Diese Röhre wird deshalb auch als Zweipolröhre oder Diode bezeichnet. Eine Diode können wir also als elektrisches Ventil verwenden. Wir werden später noch andere Dioden kennenlernen und,

wo eine genaue Unterscheidung nötig ist, diese Röhre als Vakuumdiode bezeichnen (Vakuum = luftleerer Raum). Was geschieht, wenn wir an die Diode eine Wechselspannung anlegen (Abb. 118), die wir einem Trafo entnehmen (der gleich eine zweite Wicklung bekommen kann, mit der wir die Heizspannung für die Diode erzeugen können)? Der Widerstand R stellt den Verbraucher dar.

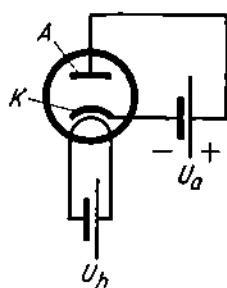


Abbildung 115

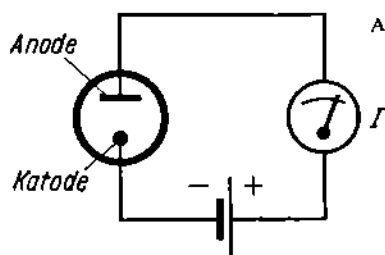


Abbildung 116

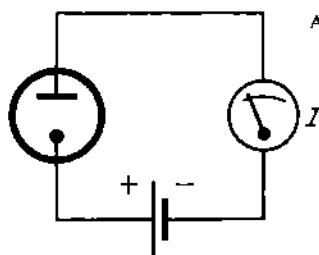


Abbildung 117

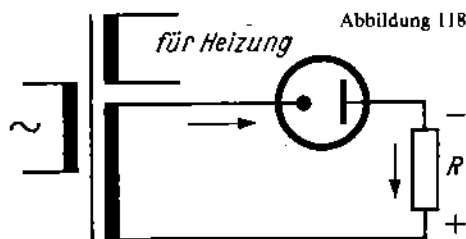


Abbildung 118

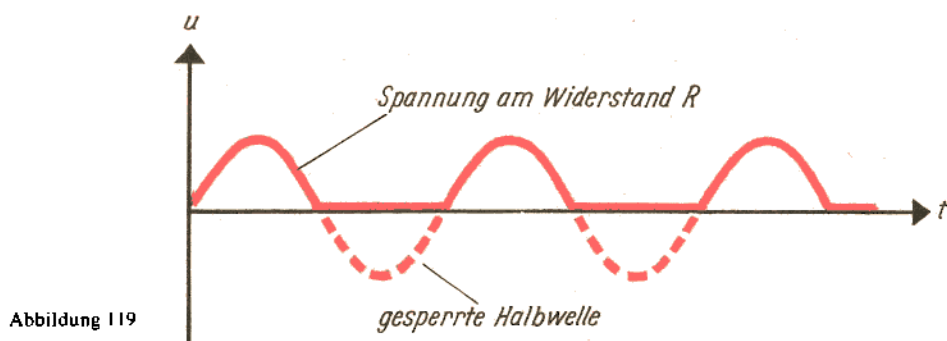


Abbildung 119

Betrachten wir zunächst die negative Halbwelle des Wechselstromes – der Minuspol der Spannung tritt am oberen Anschluß der Trafowicklung auf. Die Diode wird dann einen Strom durchlassen, denn ihre Katode ist jetzt negativ. Der Strom fließt in Pfeilrichtung durch den Widerstand R , an ihm steht eine Spannung mit der angegebenen Polarität.

Die positive Halbwelle der Wechselspannung tritt mit dem Pluspol an der Katode auf. Jetzt ist die Diode also wie in Abb. 117 gepolt: Sie sperrt! Diese Halbwelle des Wechselstromes wird nicht durchgelassen; am Widerstand R kann während dieser Zeit keine Spannung auftreten.

Der Strom fließt also nur in einer Richtung durch den Widerstand: Wir haben den Wechselstrom gleichgerichtet, durch R fließt Gleichstrom! Allerdings fließt dieser Gleichstrom nur während einer Halbwelle der Wechselspannung, er pulsiert. Die an R abfallende Spannung ist deshalb eine pulsierende Gleichspannung. Ihren zeitlichen Verlauf zeigt Abb. 119; punktiert gezeichnet ist die fehlende Halbwelle, die von der Diode gewissermaßen abgeschnitten wird. Wie wir aus der pulsierenden Gleichspannung eine saubere, wirklich gleichbleibende Spannung erhalten, erfahren wir in einem späteren Abschnitt.

An dieser Stelle ein Ratschlag: Wir wollen uns bei der Betrachtung von Schaltungen von vornherein angewöhnen, uns nach der Elektronenrichtung innerhalb der Röhre zu orientieren. Es wäre von

Nachteil, wenn wir uns einfach merken würden, daß der Pluspol der Spannung an der Anode liegen muß, wenn Anodenstrom fließen soll. Das ist zwar richtig, kann aber trotzdem zu Irrtümern führen. Ein Beispiel: In Abb. 118 liegt der Minuspol der an R abfallenden Spannung scheinbar an der Anode – aber eben nur scheinbar! Beim Betrachten der Elektronenflußrichtung sehen wir, daß sich die Elektronen tatsächlich am oberen Ende von R stauen, also dort der Minuspol der an R meßbaren Spannung liegt.

Wollen wir die Röhre betrachten, so müssen wir die an ihr zwischen Katode und Anode liegende Spannung untersuchen. Die Elektronen, die sich am oberen Ende von R stauen, kommen ja von der Anode, sie fehlen also dort. Die am unteren Ende von R abgewanderten Elektronen sind über die Trafowicklung zur Katode gelangt – dort ist ein Elektronenüberfluß vorhanden. Die an der Diode zwischen Katode und Anode meßbare Spannung tritt also mit Minus an der Katode auf. Würden wir uns, anstatt solche Überlegungen anzustellen, einfach die Regel „Plus muß an Anode sein“ merken, so wäre das nicht klar erkennbar!

Das Steuergitter

Ihre eigentliche Bedeutung erhielt die Röhrentechnik durch die Erfindung des Steuergitters. Was hat es damit auf sich? In die Röhre fügen wir jetzt zwischen

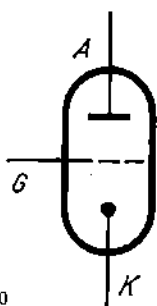


Abbildung 120

Katode und Anode ein Drahtgitter ein. Im Schaltsymbol wird das so dargestellt, wie Abb. 120 zeigt. Während die ersten Röhren dieser Art tatsächlich ein einfaches Drahtnetz hatten, besteht das Gitter bei modernen Röhren aus einer kleinen Drahtspirale, die die Katode in geringem Abstand umgibt (Abb. 121).

Zunächst schließen wir das Gitter nicht an und wiederholen den Versuch nach Abb. 116. Es fließt wieder ein Anodenstrom – die Elektronen fliegen zwischen den Gitterdrähten hindurch. Nach kurzer Zeit sehen wir aber am Strommesser, daß der Anodenstrom immer schwächer wird und schließlich fast ganz versiegt. Was ist geschehen?

Einige der Elektronen prallen auf die Gitterdrähte und werden vom Gitter aufgefangen. Von da können sie aber nicht weiter, daher kommt auf dem Gitter sehr bald ein Elektronen-„Stau“ zustande, und das Gitter lädt sich negativ auf. Dadurch werden aber die zwischen den Gitterdrähten hindurchfliegenden Elektronen mehr und mehr behindert – das negative Gitter stößt sie zur Katode zurück. Verbinden wir das Gitter jetzt mit der Katode, so können die dort angesammelten Elektronen zur Katode abfließen – der Anodenstrom hat sofort wieder seine volle Höhe.

Nun laden wir das Gitter absichtlich negativ auf. Dazu verwenden wir eine zweite Batterie, die diese Gitterspannung – wir wollen sie kurz U_g nennen – erzeugt (Abb. 122).

Wir beobachten erneut, daß der Anoden-

Katodenröhrchen

Anodenblech

Steuergitter

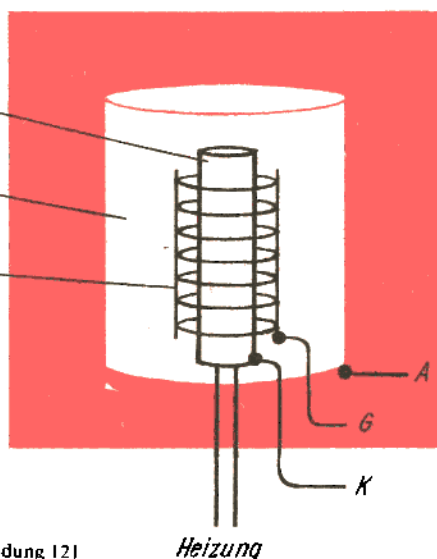


Abbildung 121

Abbildung 122

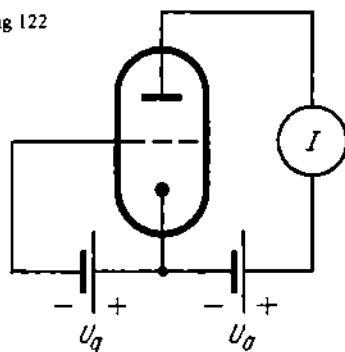
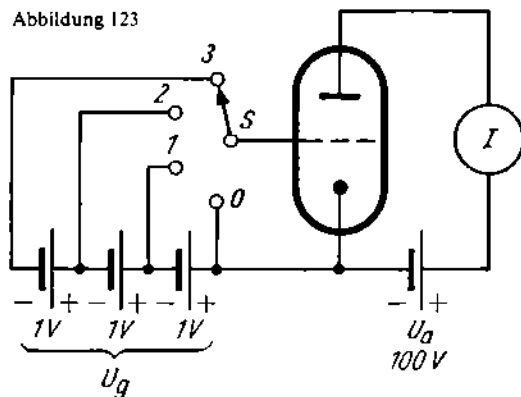


Abbildung 123



strom durch das negative Gitter geschwächt wird und – wenn wir U_g nur groß genug machen – sogar ganz gesperrt wird. Die Röhre läßt dann keinen Strom mehr durch.

Nun polen wir die Gitterbatterie um, so daß das Gitter positiv wird. Jetzt fließt ein besonders starker Anodenstrom – stärker als zuvor ohne Gitter! Das positive Gitter zieht die Elektronen zusätzlich an und verleiht ihnen besonderen „Schwung“; es unterstützt also die Saugwirkung der Anode. Allerdings fängt das Gitter jetzt auch selbst Elektronen ein – es wirkt wie eine Anode. Auf die dünnen Gitterdrähtchen prallen viele Elektronen auf, so viele, daß das Gitter leicht glüht und sogar zerstört werden kann.

Wir wollen uns merken, daß ein Gitter deshalb normalerweise keine positive Spannung bekommen darf. Wenn das Gitter negativ ist (Abb. 122), kann aber kein Gitterstrom fließen (wie bei der Anode). Interessant ist also, daß die Gitterbatterie zwar eine Gitterspannung U_g liefert, aber keinen Strom abzugeben braucht!

Wir wollen die Gitterspannung nun in ihrer Höhe ändern und sehen, was dabei geschieht. Abb. 123 zeigt uns drei in Serie geschaltete Batterien, und mit dem Stufenschalter S können wir entweder in Stellung 0 das Gitter mit der Katode verbinden (dann wirkt es so, als sei es nicht vorhanden) oder die Gitterspannung auf 1, 2 oder 3 V einstellen.

Die Anodenspannung U_a haben wir in dieser Abbildung mit angegeben; sie ist meist bedeutend höher als die Gitterspannung – die Anode ist ja auch bedeutend weiter von der Katode entfernt als das Gitter.

Wir stellen den Schalter auf 0 und lesen am Instrument I den Anodenstrom ab. Dann schalten wir S auf 1 V Gitterspannung. Der Anodenstrom wird bedeutend schwächer. Wir erhöhen auf 2 V Gitterspannung – der Anodenstrom wird noch

schwächer, weil die abstoßende Wirkung des Gitters auf die Elektronen jetzt stärker ist. Bei 3 V Gitterspannung schließlich ist der Anodenstrom nur noch gering, und würden wir die Gitterspannung weiter erhöhen, so hörte der Anodenstrom ganz auf. Wir sagen dann, die Röhre ist gesperrt.

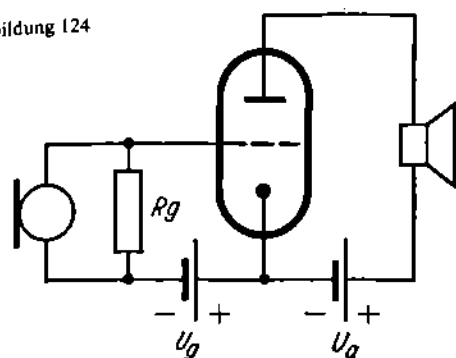
Der Anodenstrom kann durch Änderung der Gitterspannung reguliert werden, obwohl kein Gitterstrom fließt, das Gitter also keine Leistung aufnimmt! Wir können den Anodenstrom daher leistungslos steuern. Wenn wir an das Gitter aber eine Spannung anlegen, ohne daß ein Strom fließt, können wir auch sagen, das Gitter hat scheinbar einen unendlich hohen Eingangswiderstand – das ergibt sich aus dem Ohmschen Gesetz.

Nun legen wir an das Gitter eine Wechselspannung an. Die negative Halbwelle der Wechselspannung macht das Gitter dann im Rhythmus des Kurvenverlaufes mehr oder weniger negativ, und der Anodenstrom folgt diesen Schwankungen – sein zeitlicher Verlauf ist ein genaues Abbild dieser Halbwelle. Sobald die zweite Halbwelle der Wechselspannung beginnt, wird das Gitter positiv – doch das darf nicht geschehen! Die Wechselspannung darf nicht einfach an das Gitter gelegt werden; wir müssen dafür sorgen, daß es immer negativ gegen die Katode bleibt.

Wir nehmen also wieder eine Gitterbatterie zu Hilfe. Als Wechselspannungsquelle verwenden wir ein Mikrofon. Abb. 124 zeigt die Schaltung.

Das Mikrofon liegt als Wechselspannungsquelle in Serie mit der Gittervorspannung U_g . Die Wechselspannung wird sich also in ihrer negativen Halbwelle zur Gittervorspannung addieren, in ihrer positiven davon subtrahieren. Die Spannung am Gitter schwankt damit im Rhythmus der Wechselspannung, bleibt aber immer negativ, wenn wir da-

Abbildung 124



für sorgen, daß U_g größer ist als die Wechselfspannung. Warum sprechen wir auf einmal von Vorspannung? Weil U_g nur noch die Aufgabe hat, das Gitter negativ zu halten, ihm eine gewisse Voraufladung zu geben, um deren Mittelwert dann die Gitterspannung pendelt.

Die eigentliche Steuerung des Anodenstromes erfolgt durch die Wechselfspannung, sie ist also die Steuerspannung. Der Anodenstrom macht alle Schwankungen der Gitterspannung mit – seine Schwankungen haben den gleichen zeitlichen Verlauf wie die Gitterwechselspannung. Allerdings darf der Anodenstrom nicht ganz den Wert Null erreichen, denn dann könnte es geschehen, daß ein Teil der Stromschwankungen – unserer Wechselfspannungskurve – „unterschlagen“ werden: Noch geringer als Null könnte der Anodenstrom ja nicht werden, selbst wenn die Gittersteuerspannung noch weiter nach negativen Werten anstiege! Diese Erscheinung ist also unerwünscht.

In Abb. 124 ist an Stelle des Meßinstrumentes ein Lautsprecher in den Anodenstromkreis geschaltet. Seine Membran macht die Stromschwankungen mit, so daß sie hörbar werden. Wozu ist aber der mit R_g bezeichnete Gitterwiderstand vorhanden? Im Falle unseres Versuches wäre er eigentlich nicht notwendig, doch wir wissen ja nicht, was für ein Mikrofon angeschlossen wird. Wenn es ein Kristallmikrofon wäre (Abb. 108), müßten

wir daran denken, daß dieses Mikrofon ja wie ein Kondensator aufgebaut ist – zwischen seinen Elektroden könnte kein Gleichstrom fließen, da der Kristall isoliert. Die Gittervorspannung von der Gitterbatterie ist aber eine Gleichspannung – sie könnte daher nicht zum Gitter gelangen! Um ihr diesen Weg zu ermöglichen, ist R_g vorhanden. Über diesen Widerstand kann die Gittervorspannung zum Gitter kommen. Da kein Gitterstrom fließt, darf R_g einen sehr hohen Wert haben (einige $M\Omega$!), ohne daß an ihm Spannung verlorengeht (Ohmsches Gesetz).

Warum aber mit dieser Röhre eine Verstärkerwirkung möglich ist, können wir aus Abb. 124 noch nicht klar erkennen. Was wir bezwecken, ist doch die Verstärkung kleiner Spannungen auf Werte, mit denen wir etwas anfangen können. Denken wir an die geringe Spannungsabgabe von Mikrofonen (höchstens wenige mV) und Antennen (höchstens einige zehntel mV!). Bisher haben wir mit einer Gitterwechselspannung Anodenstrom schwanken lassen. In diesem Zusammenhang wollen wir uns mit einigen neuen Begriffen bekannt machen: Als Eingang der Röhre bezeichnen wir den Anschluß, dem die zu verstärkende Spannung zugeführt wird, also nicht nur das Gitter, denn wir können ja eine Spannung nicht an einem einzigen Punkt anlegen! Also: Gitter und Katode bilden den Eingang.

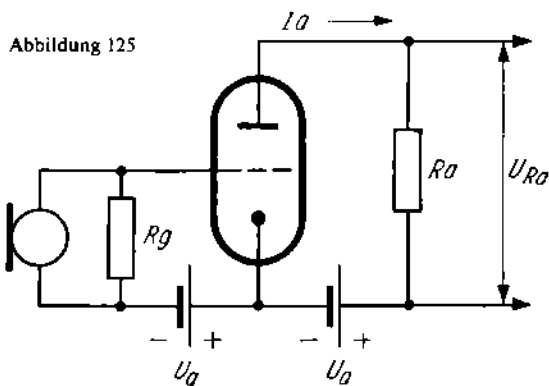


Abbildung 125

Der Ausgang ist dort, wo die verstärkte Spannung zum Vorschein kommt: zwischen Anode und Katode.

Wenn wir Abb. 125 mit Abb. 124 vergleichen, sehen wir, daß sich am Eingang nichts geändert hat, nur am Ausgang haben wir den Lautsprecher durch einen Widerstand ersetzt. Er wird Anodenwiderstand genannt; wir bezeichnen ihn kurz mit R_a .

Durch den Anodenwiderstand fließt der Anodenstrom, also entsteht an R_a ein Spannungsabfall. Er ist um so größer, je größer der Anodenstrom ist. Steigt der Anodenstrom, so steigt auch der Spannungsabfall (in Abb. 125 mit U_{Ra} bezeichnet); fällt der Anodenstrom, so fällt auch U_{Ra} . Den Anodenstrom können wir auch mit I_a bezeichnen.

Wenn der Anodenstrom nun im Takt der Eingangsspannung (in diesem Fall der Mikrofonspannung) pendelt, dann muß U_{Ra} im gleichen Takt pendeln. Wir wollen annehmen, daß in der Abb. 123 2 V Gitterspannung eingestellt sind und daß wir den Anodenstrom beispielsweise mit 0,1 A messen. Das Meßinstrument ersetzen wir durch einen Widerstand, wie wir das schon in der Abb. 125 getan haben. Er soll 100 Ω haben. Und nun müssen wir rechnen.

Der Spannungsabfall in R_a (den wir uns in Abb. 123 an Stelle des Instrumentes denken) beträgt nach dem Ohmschen Gesetz $U = I \cdot R = 0,1 \text{ A} \cdot 100 \Omega = 10 \text{ V}$. Erhöhen wir die Gitterspannung von 2 auf 3 V, wird das Gitter um 1 V negativer. Wir stellen fest, daß der Anodenstrom jetzt auf den halben Wert zurückgeht: 0,05 A.

Nun machen wir das Gitter um 1 V positiver als beim ersten Versuch, d. h., wir verringern die Gittervorspannung von -2 V auf -1 V (das Minuszeichen vor der Zahl weist darauf hin, daß die Spannung am Gitter negativ ist). Der Anodenstrom steigt dann auf den Wert 0,15 A. Einer Gittervorspannung - U_g (auch

hier wollen wir jetzt das Minuszeichen vorsetzen) von -1 V entspricht also ein Anodenstrom I_a von 0,15 A, bei - $U_g = -2 \text{ V}$ ist $I_a = 0,1 \text{ A}$, bei - $U_g = -3 \text{ V}$ ist $I_a = 0,05 \text{ A}$. Die mittlere Gittervorspannung von -2 V wurde um $\pm 1 \text{ V}$ geändert. Dadurch schwankt der mittlere Anodenstrom von 0,1 A um $\pm 0,05 \text{ A}$ ($0,05 \text{ A} = 50 \text{ mA}$).

Eine Gitterspannungsänderung von je 1 V bewirkt eine Anodenstromänderung von je 50 mA. Man sagt dazu, der Anodenstrom ändert sich um 50 mA/V (Milliampere je Volt); dieser Wert wird als Steilheit der Röhre bezeichnet und ist für jede Röhre verschieden. (Die praktisch bei Röhren vorkommenden Werte liegen meist nur bei etwa 2 bis 20 mA/V. Um auf runde Zahlen zu kommen, rechnen wir bei unserem Beispiel mit dem sehr hohen Wert von 50 mA/V.) Je größer die Steilheit, um so größer die erreichbare Verstärkung, wie wir gleich sehen werden.

Eine Gitterspannungsschwankung von $\pm 1 \text{ V}$ können wir erreichen, indem wir in Serie mit der 2-V-Gitterbatterie eine 1-V-Wechselspannungsquelle schalten. Dann haben wir in deren positiver Halbwelle am Gitter -1 V, in der negativen Halbwelle -3 V. Das entspricht der Abb. 125.

Wie groß ist nun U_{Ra} , wenn wir die eben benutzten Zahlenwerte verwenden? Der Mittelwert des Anodenstromes war 0,1 A, und für $R_a = 100 \Omega$ ergab sich $U_{Ra} = 10 \text{ V}$. Wenn nun I_a 0,15 A beträgt, ist $U_{Ra} = I_a \cdot R_a = 0,15 \text{ A} \cdot 100 \Omega = 15 \text{ V}$. Beträgt I_a nur 0,05 A, so ist $U_{Ra} = 0,05 \text{ A} \cdot 100 \Omega = 5 \text{ V}$. Die Spannung pendelt also um den Mittelwert von 10 V jetzt mit $\pm 5 \text{ V}$.

Wir haben am Gitter eine Wechselspannung von 1 V angelegt und können an R_a eine Wechselspannung von 5 V abnehmen - wir haben unsere Eingangsspannung fünffach verstärkt!

Das ist das Prinzip der Verstärkerwir-

kung von Elektronenröhren. Die Größe der Verstärkung hängt also einmal davon ab, wie stark sich der Anodenstrom bei 1 V Gitterspannungsänderung ändert. Dieser Steilheit genannte Röhrenwert ist konstruktionsbedingt.

Die Zusammenhänge zwischen Gitterspannung U_g und Anodenstrom I_a könnten wir jetzt in Kurvenform darstellen. Die erhaltene schräg ansteigende Kurve wird U_g/I_a -Kennlinie der Röhre genannt. Diese Röhrenkennlinien (es gibt auch noch andere, beispielsweise die U_a/I_a -Kennlinie, die den Zusammenhang zwischen Anodenspannung und Anodenstrom zeigt) sind für den Gerätekonstrukteur sehr wichtig. Wir können aber auf diese doch etwas komplizierten Dinge vorläufig noch verzichten. Die Größe der Verstärkung hängt außer von der Röhrensteilheit auch vom Anodenwiderstand R_a ab. Wenn wir R_a vergrößern, wird auch der Spannungsabfall U_{Ra} größer und damit die Ausgangsspannung, also die Schwankung von U_{Ra} . Auch das soll ein Rechenbeispiel zeigen.

Wir wissen, daß unser Mikrofon in Abb. 125 nur etwa 1 mV ($= \frac{1}{1000}$ V) abgibt. Also würde die Ausgangsspannung U_{Ra} nach der vorstehenden Rechenweise nur 5 mV betragen. Nun erhöhen wir den Widerstand R_a von 100 Ω auf 1 k Ω . An ihm würde jetzt ein mittlerer Spannungsabfall von nicht 10 V, sondern 100 V entstehen — aber dann bliebe ja, wenn wir U_a wie in Abb. 123 mit 100 V vorsehen, für die Anode keine Spannung mehr übrig. So geht es also nicht: Man kann R_a nicht beliebig groß machen.

Entweder machen wir R_a kleiner, damit der Spannungsabfall an ihm geringer wird und für die Anode (sie muß ja die Elektronen ansaugen!) noch genug Spannung übrigbleibt, oder wir erhöhen die Spannung U_a entsprechend — vielleicht auf 200 V.

Im zuletzt genannten Fall könnten wir

R_a mit 1 k Ω wählen, an R_a würden dann 100 V abfallen, und für die Anode blieben noch 100 V übrig. Nun legen wir an das Gitter die Mikrofonwechselspannung mit 1 mV an. Wir wissen, daß sich der Anodenstrom bei einer Gitterspannungsänderung von 1 V um 50 mA ändert. Bei einer Gitterspannung von 1 mV wird er sich also um $\frac{50}{1000} = 0,05$ mA ändern. Errechnen wir wieder U_{Ra} für diese Änderung: $U_{Ra} = I_a \cdot R_a$, wobei R_a jetzt 1 k Ω ($= 1000 \Omega$) beträgt, also $0,000\,05\,A \cdot 1000\,\Omega = 0,05\,V$. 0,05 V sind gleich 50 mV. Wir haben die Eingangsspannung von 1 mV um das 50fache verstärkt! Die Verstärkung steigt also mit höherem Anodenwiderstand tatsächlich. Leider kann man — das haben wir gesehen — R_a nicht beliebig groß machen.

Kann man die Eingangsspannung beliebig groß wählen? Sie darf nicht größer werden als die Gittervorspannung, aber auf beispielsweise 2 V müßten wir sie steigern können, wenn wir R_a wie zuletzt mit 1 k Ω beibehalten. Rechnen wir nach:

Die Gittervorspannung soll 2,5 V betragen, sie pendelt jetzt um $\pm 2\,V$, also zwischen 0,5 und 4,5 V hin und her. Soweit ist das in Ordnung. Die Verstärkung hatten wir mit 50fach errechnet, unsere 2 V werden also auch 50fach verstärkt (man kann das genau wie oben gezeigt nachrechnen!) — an R_a erhalten wir eine Spannungsschwankung von $2 \cdot 50 = 100\,V$. U_{Ra} pendelt um $\pm 100\,V$ und deshalb (da der Mittelwert für U_{Ra} wie oben errechnet 100 V beträgt) zwischen 0 und 200 V — zwischen Null und der vollen Betriebsspannung U_a ! Zeitweilig — in der negativen Halbwelle der Gitterspannung — ist also an der Anode keine Spannung mehr vorhanden!

Wir ahnen schon, daß hier etwas nicht in Ordnung ist. Erhöhen wir die Eingangsspannung bis auf 2,5 V, den Wert der Gittervorspannung! Die Spannung am

Gitter pendelt dann zwischen 0 und 5 V – das Gitter wird gerade noch nicht positiv. Wir müßten jetzt rechnerisch eine Ausgangsspannung an Ra von $2,5 \cdot 50 = 125$ V erhalten. Da der Mittelwert der Spannung an Ra nur 100 V beträgt, kann sie dort aber auch nicht um 125 V, sondern nur höchstens um ± 100 V pendeln (kleiner als Null kann ja die Spannung nicht sein).

Die Eingangsspannung ist zu groß; wir haben kein brauchbares Ergebnis. Wenn wir Ra verringern und uns mit geringerer Verstärkung begnügen würden, dann könnten wir die Röhre mit einer Eingangsspannung von 2,5 V gerade noch betreiben.

Das Rechenbeispiel hat uns gezeigt, daß wir die einzelnen Größen immer im Zusammenhang sehen müssen. Wir können also die einzelnen Spannungen und Ströme durchaus nicht beliebig abändern. Das zu wissen, ist für uns sehr wichtig. Wir dürfen beispielsweise die Verstärkung einer Röhre nicht dadurch steigern, daß wir Ra einfach größer machen. Ähnliches gilt auch für die anderen Betriebswerte.

Zunächst wollen wir uns nur merken, daß die Eingangswechselspannung einer Röhre stets geringer als die Gittervorspannung sein soll, also nicht einmal genauso groß wie diese werden darf. Das gleiche gilt für die Ausgangswechselspannung in bezug auf die Betriebsspannung und Anodenspannung. Was machen wir nun, wenn die 50fache Verstärkung in unserem Beispiel nicht ausreicht? Mit 50 mV Ausgangsspannung, auf die wir die 1 mV Eingangsspannung unseres Mikrofons verstärkt haben, kann man auch noch nicht viel beginnen. Mittels einer Röhre kommen wir kaum auf viel höhere Werte des Verstärkungsfaktors als 50 bis 100.

Wir schalten zwei Röhren hintereinander. Die 50 mV Ausgangsspannung der ersten Röhre leiten wir einer zweiten

Röhre zu, die wiederum 50fach verstärkt. An deren Ausgang haben wir dann $50 \cdot 50 = 2500$ mV = 2,5 V Ausgangsspannung.

Man spricht bei den einzelnen Röhren mit ihren zugehörigen Widerständen usw. von Verstärkerstufen – wir haben also die Mikrofonspannung mit einer zweistufigen Verstärkung um das 2500fache erhöht. Die Verstärkungsfaktoren der einzelnen Stufen multiplizieren sich: Drei Verstärkerstufen mit je 50facher Verstärkung ergäben eine Gesamtverstärkung von $50 \cdot 50 \cdot 50 = 125\,000$ fach! Unsere Mikrofonspannung von 1 mV wäre dann auf 125 V verstärkt – und das reicht in jedem Falle.

Wie wird die Zusammenschaltung zweier Verstärkerstufen praktisch bewerkstelligt? Könnten wir in Abb. 125 die Anode unserer Röhre mit dem Gitter der nächsten Röhre verbinden? An der Anode haben wir eine positive Spannung, das Gitter der folgenden Röhre würde also auch positiv, und das darf nicht sein!

Sehen wir uns Abb. 126 an. Die erste Stufe mit der Röhre 1 (abgekürzt: Rö 1), ihrer Gittervorspannungsquelle Ug 1, Gitterwiderstand Rg 1 und Anodenwiderstand Ra 1 kennen wir schon aus Abb. 125. Die 1 besagt, daß diese Bauteile zur ersten Stufe gehören. Rö 2 ist die zweite Stufe, in ihrem Anodenstromkreis liegt ein Lautsprecher, den wir als Anodenwiderstand Ra 2 der Röhre 2, Rö 2, ansehen können. Rg 2 und Ug 2 kennen wir auch. Hier fällt uns nur auf, daß Ug 2 etwas anders als in Abb. 124 und 125 geschaltet ist. Das läuft aber auf das gleiche hinaus: Die Spannung Ug 2 muß über Rg 2 am Gitter der Rö 2 liegen – das ist einwandfrei der Fall. Die Eingangswechselspannung muß zwischen Gitter und Katode auftreten – auch das ist der Fall, denn wir können voraussetzen, daß unsere Anodenstromquelle Ua einen sehr geringen Innenwiderstand hat

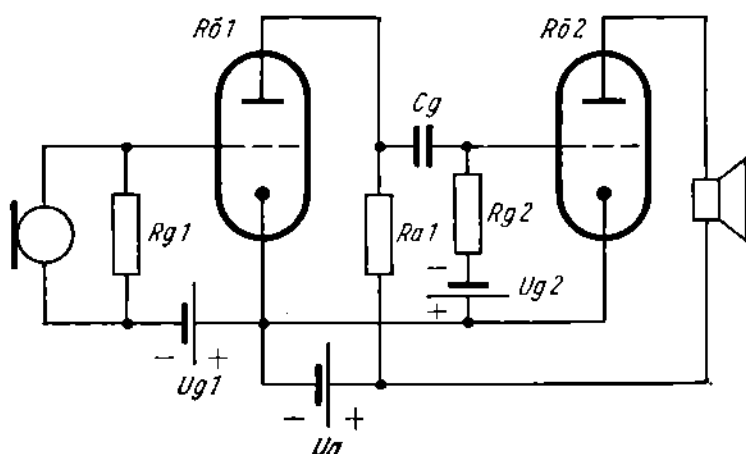


Abbildung 126

(dafür läßt sich sorgen), und dann ist es gleichgültig, ob wir unsere Ausgangswechselspannung wie in Abb. 125 parallel zu R_a – oder zwischen Anode und Katode der Röhre abnehmen. Im zuletzt genannten Fall liegt der geringe Innenwiderstand der Anodenspannungsquelle U_a in Serie mit R_a . In der Praxis verfährt man stets so. Das hat den Vorteil, daß man beide Röhrenkatoden direkt miteinander verbinden kann, wie Abb. 126 zeigt. Außerdem läßt sich dann für beide Röhren die gleiche Anodenspannungsquelle U_a benutzen. Beide Anodenstromkreise liegen hier also gewissermaßen parallel an der Batterie U_a .

Wenn wir die Anodenspannung der ersten Röhre vom Gitter der zweiten fernhalten wollen, müssen wir uns an den Kondensator erinnern. Er läßt Wechselspannung durch, wie wir vereinfacht sagen; Gleichspannung sperrt er. Genau darauf kommt es uns an: Wir leiten die Wechselspannung von der Anode der Rö 1 über einen Koppelkondensator (auch Gitterkondensator genannt, weil er dem Gitter vorgeschaltet ist) C_g zum Gitter der zweiten Röhre. Die Anodengleichspannung von Rö 1 wird vom Kondensator nicht durchgelassen, und alles ist in Ordnung.

Wir haben inzwischen mehrfach von der Anodenwechselspannung gesprochen.

Dabei müssen wir immer daran denken, daß es sich hier um ein Schwanken der Anodengleichspannung im Takt der Eingangswechselspannung handelt.

Wieso läßt der Kondensator dann aber diese Gleichspannungsschwankungen hindurch?

Sehr einfach, wenn wir daran denken, wie der Kondensator arbeitet: Schwankt die Spannung an der Anode, schwankt auch die Aufladung der (in Abb. 126) linken Kondensatorplatte und damit die Ladung der rechten. Diese Schwankungen werden an das Gitter der zweiten Röhre weitergeleitet.

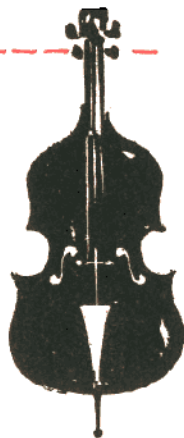
Wir können also die Schwankungen der Anodenspannung tatsächlich als Wechselspannung auffassen, als Wechselspannung, die der Anodengleichspannung überlagert ist! Die Gleichspannung an der Anode hat, wie wir wissen, nur Hilfsfunktion. Sie hält den ständigen Anodenstrom aufrecht.

Die Abb. 126 zeigt uns einen vollständigen zweistufigen Verstärker. Er wäre in dieser Form ein NF-Verstärker – wir übertragen ja die NF-Spannung unseres Mikrofons zu einem NF-Verbraucher, dem Lautsprecher.

Wie groß muß der Koppelkondensator C_g sein, d. h., welche Kapazität muß er ungefähr haben? Zunächst gilt: je größer, desto besser, denn desto ungehin-



Was geschieht, wenn der Kondensator zu klein ist? Hinter dem Kondensator liegt der Eingangswiderstand der Röhre R_ö 2 – er ist, wie wir wissen, praktisch unendlich hoch. Zwischen Gitter und



derter läßt er die Wechselspannung durch, vor allem die der tieferen Frequenzen, also der tiefen Töne. Denken wir daran, daß der Scheinwiderstand eines Kondensators mit fallender Frequenz steigt!

Nun hat es aber keinen Sinn, riesige Kondensatoren einzubauen. Sie nehmen unnötig viel Platz weg, außerdem kann dann ein anderer Nachteil auftreten. Es gibt nämlich keine vollständigen Nichtleiter. Auch die beste Isolierung zwischen den Belägen eines Kondensators läßt noch einen freilich sehr geringen, aber doch vorhandenen Strom durch – und zwar auch Gleichstrom! Je größer die Kapazität, desto größer die Beläge, desto größer daher dieser Reststrom. Wird der Kondensator zu groß oder ist es gar eine minderwertige Ausführung mit schlechter Isolation, so kommt durch die Anodenspannung der R_ö 1 doch noch ein geringer Gleichstrom zum Gitter der R_ö 2 zustande. Dessen negative Vorspannung wird dann verringert und das Gitter kann sogar positiv werden! Das aber darf nicht geschehen.

Bei den Gitterkondensatoren kommt es also vor allem auf die hochwertige Isolation an. Man macht deshalb die Kapazität nicht größer, als für gute Übertragung der tiefen Töne notwendig ist.

Katode liegt aber noch R_g 2 (in Serie mit U_g 2, deren Innenwiderstand gegenüber R_g 2 so gering ist, daß wir einfach nur mit R_g 2 rechnen können). R_g 2 liegt also parallel zu der Eingangswechselspannung der R_ö 2 und wirkt als zusätzlicher Verbraucher.

Wird C_g zu klein, so ist sein Scheinwiderstand sehr hoch. Für unsere Wechselspannung kommt es dann zu einer Spannungsteilung zwischen dem Scheinwiderstand von C_g und R_g 2. Es kann geschehen, daß an R_g 2 eine weit geringere Wechselspannung steht als an der Anode von R_ö 1 – wir verlieren dadurch an Verstärkung!

Noch unangenehmer ist aber, daß der Scheinwiderstand von C_g frequenzabhängig ist: Für tiefere Frequenzen ist er größer, und dabei wird die Spannung an R_g 2 noch geringer – die tiefen Töne werden mehr geschwächt als die hohen. Wir müssen also C_g so groß machen, daß sein Scheinwiderstand für die tiefsten Frequenzen, die wir übertragen wollen (also für 30 oder 50 Hz), noch wesentlich kleiner ist als der Widerstand von R_g 2!

Dadurch ist also die untere Grenze für die Kapazität von C_g gegeben.

Wer sich diesen Vorgang der Spannungsteilung genau veranschaulichen will, kann auf Seite 39 nachlesen und in Abb. 126 den Widerstand $R_g 2$ mit dem Widerstand $R 1$ in Abb. 23 vergleichen. $R 2$ in Abb. 23 wird dann in Abb. 126 vom Scheinwiderstand des Kondensators C_g gebildet. Die in Abb. 23 vom Voltmeter $V 3$ gezeigte Batteriespannung wäre mit der von der Anode und Katode der $Rö 1$ abgenommenen Anodenwechselspannung zu vergleichen, die am Gitter der $Rö 2$ auftretende Steuerspannung mit der von $V 1$ in Abb. 23 angezeigten Spannung. Wie wir sehen, lassen sich die komplizierten Verhältnisse in Verstärkerschaltungen (und allen anderen größeren Schaltungen) immer wieder auf die einfachen Grundlagen zurückführen. Wie können wir die beiden Batterien für $U_g 1$ und $U_g 2$ in Abb. 126 entbehrlich machen?

Überlegen wir, worauf es ankommt: Das Röhrengitter muß negativ gegen die Katode gemacht werden. Anders gesagt: Die Katode muß gegenüber dem Gitter positiv sein! Die Abb. 127 zeigt die Lösung dieser Aufgabe.

Wir schalten in die Katodenleitung der

Röhre einen Widerstand ein, den wir Katodenwiderstand nennen und mit R_k bezeichnen wollen. Kondensator C_k soll zunächst noch nicht vorhanden sein.

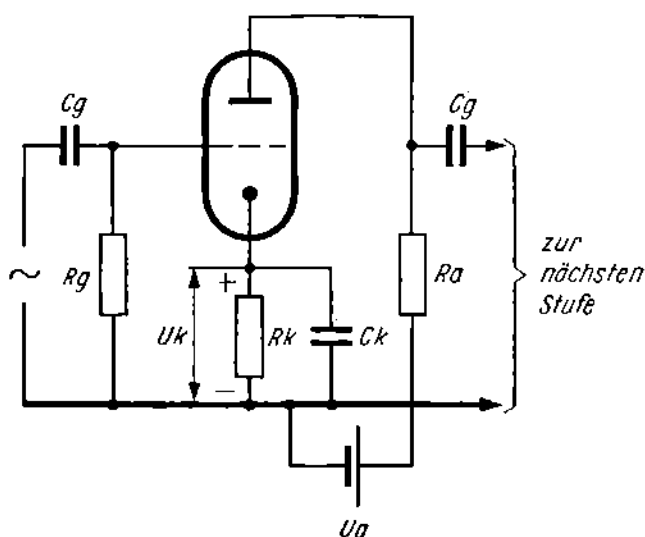
Der Anodenstrom der Röhre fließt nun auch durch R_k , genauer: Die aus der Katode austretenden Elektronen fließen von unten nach oben durch R_k , an R_k tritt also unten ein Elektronenstau, oben an der Katode ein Elektronenmangel auf. An R_k kommt dadurch ein Spannungsabfall zustande.

Wenn wir wissen, wie groß der mittlere Anodenstrom ist, können wir R_k nach dem Ohmschen Gesetz so berechnen, daß dieser Spannungsabfall – in Abb. 127 mit U_k bezeichnet – gerade so groß ist, wie die negative Gittervorspannung sein soll, also einige Volt. Bei einem Anodenstrom von $0,1 \text{ A}$ müßte also, wenn U_k gleich 3 V sein soll,

$$R_k = \frac{U_k}{I_a} = \frac{3 \text{ V}}{0,1 \text{ A}} = 30 \Omega \text{ sein.}$$

Dann ist die Katode gegen die untere, dick gezeichnete Leitung um 3 V positiv. Das Gitter schließen wir jetzt über R_g an diese untere Leitung an, am unteren Ende von R_k also. Dann ist die Katode gegen das Gitter um 3 V positiv oder, anders gesagt, das Gitter gegen die Katode um 3 V negativ – es hat eine negative

Abbildung 127



Vorspannung von -3 V gegen die Kathode. Damit ist die Gitterspannungsquelle U_g überflüssig geworden, wir erzeugen die Gittervorspannung jetzt mit dem Katodenwiderstand.

Allerdings hat dieses Verfahren zunächst noch einen Nachteil. Wenn nämlich der Anodenstrom pendelt, so pendelt auch der Strom durch R_k und damit U_k im Takt der NF-Spannung. U_k ist aber nichts anderes als die Gittervorspannung.

Betrachten wir diesen Vorgang für eine Halbwelle der Gitterwechselspannung etwas genauer. Wenn das Gitter negativer wird (negative Halbwelle), so sinkt der Anodenstrom, und demzufolge wird auch U_k geringer. Das heißt aber nichts anderes, als daß die Gittervorspannung sinkt, weniger negativ wird. Der negativen Halbwelle der NF-Spannung, die das Bestreben hatte, die negative Ladung des Gitters zu erhöhen, wirkt also die Verringerung von U_k — wodurch das Gitter weniger negativ wird — genau entgegen: Die NF-Spannung wird geschwächt.

Dieser Vorgang, der hier durchaus unerwünscht ist, wird Gegenkopplung genannt. Da diese Gegenkopplung am Katodenwiderstand auftritt, spricht man von Katodengegenkopplung. Sie wird in manchen Fällen absichtlich erzeugt, aber das soll uns hier vorläufig nicht interessieren. Wir stellen nur fest: Der Katodenwiderstand schwächt die Eingangsspannung durch diese Gegenkopplung — er verringert die Verstärkung! Was tun wir dagegen?

Wir überbrücken R_k mit einem Kondensator C_k , wie es Abb. 127 zeigt. Die Schwankungen der Katodenspannung U_k an R_k stellen ja wieder nichts anderes dar als eine Katodenwechselspannung, die unserer Eingangsspannung entgegenwirkt. Durch den Katodenkondensator C_k wird sie kurzgeschlossen, für diese Wechselspannung liegt — wenn

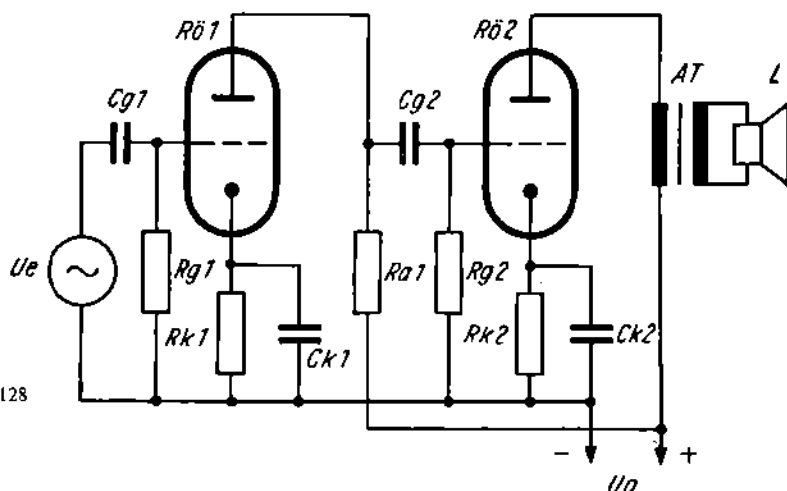
C_k nur genügend groß ist — die Kathode wieder direkt an der dick ausgezogenen Leitung, so wie wir das von den vorangegangenen Abbildungen gewohnt waren. Es kann also keine Gegenkopplung auftreten, und trotzdem bleibt die Gittervorspannung erhalten, weil sie durch den Gleichspannungsabfall an R_k gebildet und als Gleichspannung von C_k nicht beeinflußt wird.

Für die Größe der Kapazität des Katodenkondensators C_k gelten wieder ähnliche Überlegungen, wie wir sie bereits für den Gitterkondensator C_g angestellt haben. C_k muß so groß sein, daß er auch die Wechselspannung bei der tiefsten zu übertragenden Frequenz noch kurzschließt — sein Scheinwiderstand muß bedeutend geringer sein als der Wert von R_k .

Wir hatten schon errechnet, daß sich für R_k schon recht geringe Werte ergeben. Um einen noch niedrigeren Scheinwiderstand zu erhalten, werden für C_k deshalb mitunter sehr große Kapazitätswerte gebraucht, die bei $10 \dots 100\text{ }\mu\text{F}$, nicht selten sogar noch höher liegen. Die Werte für C_g dagegen liegen (immer für den NF-Bereich betrachtet) meist bei $0,01 \dots 0,1\text{ }\mu\text{F}$. Was ist die Folge, wenn C_k zu klein ist? Sie ist ähnlich wie bei einem zu kleinen Gitterkondensator: Bei tiefen Tönen ist der Scheinwiderstand von C_k schon zu hoch, um R_k noch voll wirksam zu überbrücken. Für diese Frequenzen kommt es zu einer Gegenkopplung an R_k — die tiefen Töne werden geschwächt. (Dieser Einfluß von C_k und C_g wird oft absichtlich dazu benutzt, den Klang der Wiedergabe zu ändern.)

Wir können unser Verstärkerschaltbild nun in der endgültigen Form zeichnen (Abb. 128). Es vereint alle Bauteile, die wir an Hand der vorangegangenen Abbildungen schon besprochen haben. Deshalb gibt es zu Abb. 128 nicht mehr viel zu erklären. Sie stellt das vollständige Schaltbild eines zweistufigen Ver-

Abbildung 128



stärkers dar. Es fehlt lediglich eine nähere Angabe zur Anodenspannungsquelle. Sie wird bei U_a angeschlossen.

Wie die Anodenspannung erzeugt wird, sehen wir später. Immerhin brauchen wir jetzt keine Hilfs-Gleichspannungsquellen mehr, U_a ist die einzige Stromquelle, die wir benutzen.

Für die Eingangswechselspannung haben wir in Abb. 128 wieder eine ganz beliebige Quelle angenommen und sie durch das allgemeine Symbol dafür dargestellt. Es muß ja kein Mikrofon sein, auch einen Schallplattenspieler könnten wir uns dort angeschlossen vorstellen oder jede andere NF-Spannungsquelle, deren Spannung zu verstärken ist.

Etwas Neues sehen wir am Ausgang des Verstärkers. Der Lautsprecher L ist hier nicht direkt in die Anodenleitung von $Rö2$ eingeschaltet, sondern über einen Ausgangstrafo AT (auch Ausgangsübertrager oder Lautsprecherübertrager genannt). Warum? Wir wollen bei L einen dynamischen Lautsprecher anschließen. Sein Widerstand, seine Impedanz, ist sehr gering, das wissen wir. Schalteten wir ihn direkt in den Anodenkreis der $Rö2$, so würde diese geringe Impedanz den Wert für R_a2 der zweiten Röhre darstellen. Wir wissen aber, daß die Verstärkung auch von der Größe von R_a ab-

hängt; R_a soll also nicht zu klein sein. Der Ausgangstrafo transformiert den Widerstand der Schwingspule unseres Lautsprechers auf einen Wert von einigen $k\Omega$, dieser Wert tritt an den Primäranschlüssen des Ausgangsrafos in Erscheinung und wird — da die Primärwicklung jetzt in den Anodenstromkreis der $Rö2$ eingeschaltet ist — als R_a für $Rö2$ wirksam. Der Trafo paßt also den geringen Schwingspulenwiderstand von L an die Verhältnisse im Anodenstromkreis an; deshalb wird er oft auch als Anpassungstrafo bezeichnet. Verlieren wir dadurch nicht an Ausgangsspannung, die wir zuvor so mühsam verstärkt haben? Der Trafo transformiert doch abwärts, wie wir auf Seite 122 gelesen haben. Ja, aber beim Lautsprecher kommt es nicht auf die Spannung, sondern auf die Leistung an. Für einige Watt Leistung braucht die niederohmige Schwingspule — wie sich leicht errechnen läßt — nur wenige Volt Spannung. An der Primärwicklung von AT muß dann tatsächlich eine bedeutend höhere Spannung (100 V und mehr!) auftreten, aber — da die Leistung gleichbleibt — dafür eine geringere Stromstärke des NF-Stromes. Letzteres ist gleichbedeutend mit dem Betrag, um den der Anodenstrommittelwert der $Rö2$ schwanken

muß. Wir ersehen daraus, daß R_ö 2 nicht zu geringen Anodenstrom haben darf, um solche Stromschwankungen zu ermöglichen; es muß eine kräftige Röhre sein. Da sie am Ende unseres Verstärkers angeordnet ist, wird sie als Endröhre (manchmal jedoch auch etwas unkorrekt als Lautsprecherröhre) bezeichnet. Endröhren haben also immer verhältnismäßig hohen Anodenstrom.

Mehrgitterröhren

Betrachten wir noch einmal Abb. 116: Diese Röhre hatten wir als Zweipolröhre oder Diode bezeichnet. Und nun sehen wir uns Abb. 120 an: Diese Röhre hat — damit mit ihr verstärkt werden kann — einen dritten Anschluß (das Gitter) bekommen. Es ist eine Dreipolröhre oder Triode. Wir hatten es im vorigen Abschnitt also immer mit Trioden zu tun. Es gibt Röhren mit mehr als drei Elektroden, die auch mehr als ein Gitter haben. Wir werden gleich feststellen, daß zusätzliche Gitter entweder ebenso wirken wie das eine Steuergitter, das wir bisher kennen (eine dieser Röhren wird uns später bei der Beschreibung des Superhetempfängers als Mischröhre begegnen), oder die zusätzlichen Gitter haben nur eine Hilfsfunktion — dann ändert sich am Funktionsprinzip unseres Verstärkers nichts. Was ist unter Hilfsfunktion zu verstehen?

Erinnern wir uns noch einmal an die Röhrenfunktion, die wir bei Abb. 113 erklärt hatten. Die Elektronen prallen auf die Anode auf, und zwar um so heftiger, je stärker sie angezogen werden, je höher also die Anodenspannung ist. Man benutzt aber oft recht hohe Anodenspannung — auch wir waren ja bei unserem Rechenbeispiel auf Seite 137 schon gezwungen, die Anodenspannung zu erhöhen. Eine hohe Anodenspannung ist für eine hohe Ausgangswchselspannung er-

forderlich. Besonders in der negativen Halbwelle ist dann die Spannung an der Anode sehr hoch, weil der Anodenstrom und damit der Spannungsabfall am Anodenwiderstand gering ist. Das gilt erst recht, wenn als Anodenwiderstand ein induktiver Scheinwiderstand vorhanden ist, wie bei R_ö 2 in Abb. 128. Der Gleichstromwiderstand des Übertragers ist gering — an der Anode ist also fast der volle Wert von U_a vorhanden. Bedeutend höher aber ist sein Wechselstromwiderstand, und ihn müssen wir für unsere Verstärkungsberechnung eigentlich einsetzen. Da die Rechnung viel komplizierter wird als in unseren bisherigen Beispielen, verzichten wir darauf. Es ist aber denkbar, daß an der Anode vorübergehend (in der Halbwelle, die der negativen Halbwelle am Gitter entspricht) sogar beträchtlich höhere Spannungswerte auftreten als der Wert von U_a !

Bei solchen hohen Anodenspannungen kann es beispielsweise vorkommen, daß die Elektronen in der Röhre mit so großer Wucht auf das Anodenblech aufprallen, daß es stark erhitzt wird und sogar zu glühen beginnt; soweit darf es natürlich niemals kommen.

Doch noch etwas anderes geschieht: Die Elektronen können aus dem Anodenblech andere Elektronen ausschlagen (durch den Aufprall eines Elektrons auf eine Atomhülle kann das dort kreisende Elektron herausgeschleudert werden). Es werden also zusätzliche Elektronen frei, sogenannte Sekundärelektronen, die allerdings leicht auf das Gitter zurückgelangen können, vor allem, wenn sich in Nähe der Anode (wie wir gleich erfahren werden) noch ein zweites positives Gitter befindet. Man ordnet deshalb manchmal nahe der Anode ein Gitter an, das diese Sekundärelektronen abbremst und entweder zur Anode zurücklenkt oder selbst auffängt und ableitet. Dieses Gitter wird Bremsgitter genannt. Es ist fast immer mit der Katode verbunden.

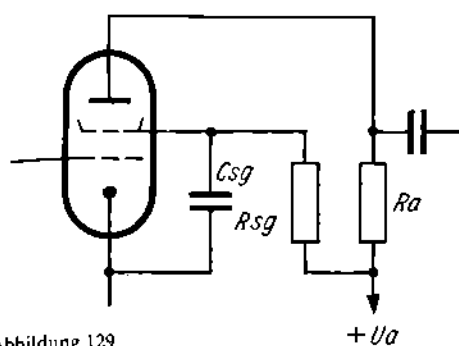


Abbildung 129

Mit der Verstärkerwirkung hat es nichts zu tun.

Wichtiger ist ein anderes Gitter, das Schirmgitter. Sehen wir uns noch einmal die Triode im Beispiel der Abb. 127 an. In der Röhre stehen sich hier Gitter und Anode ziemlich dicht gegenüber. Beide bilden zueinander einen Kondensator, dessen Kapazität allerdings ziemlich klein ist. Immerhin ist der Scheinwiderstand dieser Kapazität bei hohen Frequenzen schon so gering, daß ein merklicher Teil der Anodenwechselspannung über diese innere Röhrenkapazität (sie wird auch nach ihrer Ursache als Gitter-Anode-Kapazität $C_{g/a}$ bezeichnet) zum Gitter zurückgelangen kann.

Im NF-Bereich macht sich diese Erscheinung verhältnismäßig wenig bemerkbar. Anders im HF-Bereich — hier kann die auf das Gitter rückwirkende Ausgangsspannung beträchtlich stören und sogar das Arbeiten des Verstärkers in Frage stellen. Wir haben ja bereits bei der Betrachtung des Katodenkondensators gesehen, welche unangenehmen Folgen die Verkopplung von Ein- und Ausgangsspannung haben kann. Leider vermag man von außerhalb der Röhre nur umständlich und mit Spezialschaltungen gegen diese Kapazität etwas zu tun.

Aus diesem Grunde wurden Röhren geschaffen, die zwischen Steuergitter und Anode noch ein weiteres Gitter haben, das beide gegeneinander abschirmt, eben das Schirmgitter. Abb. 129 zeigt

uns, wie es angeschlossen und im Röhrensymbol angedeutet wird. Es ist ähnlich aufgebaut wie das Steuergitter (Abb. 121), der Raum zwischen seinen Gitterdrähten ist aber größer.

Damit das Schirmgitter den Elektronenstrom nicht unnötig schwächt, wird es über einen Widerstand (Schirmgitter-Vorwiderstand R_{sg} in Abb. 129) an den Pluspol der Anodenspannungsquelle angeschlossen. Es beschleunigt dann die Elektronen noch zusätzlich, fängt allerdings selbst auch einige Elektronen ein — dadurch fließt ein Schirmgitterstrom. Der Widerstand R_{sg} sorgt dafür, daß die Schirmgitterspannung immer etwas niedriger ist als die Anodenspannung; die Elektronen würden ja sonst nicht erst bis zur Anode fliegen, sondern gleich vom Schirmgitter aufgenommen.

Für Wechselspannung ist das Schirmgitter gegen die Katode kurzgeschlossen, und zwar über den Schirmgitterkondensator C_{sg} . Für die Wechselspannung wirkt es deshalb wie eine Abschirmung. Die inneren Röhrenkapazitäten bestehen jetzt zwischen Anode und Schirmgitter; die Ausgangsspannung kann also höchstens über Schirmgitter und C_{sg} zur Katode gelangen.

Die Schirmgitterröhre hat vier Anschlüsse, vier Pole. Sie wird deshalb Vierpolröhre oder Tetrode genannt. Kommt jetzt noch ein drittes Gitter hinzu — das bereits erwähnte Bremsgitter —, dann entsteht die Fünfpolröhre, die Pentode. Abb. 130 zeigt das Symbolsymbol einer Pentode. Da die Elektro-

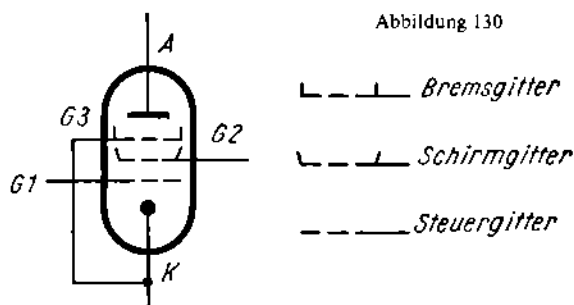


Abbildung 130

nen immer in Richtung von der Katode zur Anode gezählt und die Gitter fortlaufend nummeriert werden, besteht die Pentode aus den Elektroden: Katode, Steuergitter (Gitter 1, G 1), Schirmgitter (Gitter 2, G 2), Bremsgitter (Gitter 3, G 3) und Anode. Entsprechend wird bei Röhren mit noch mehr Gittern verfahren.

Am Röhrenboden ist eine Anzahl von Anschlußstiften zu erkennen (meist sieben oder neun Stifte). Welcher Stift gehört zu welcher Elektrode? Weil das von außen meist nicht festzustellen ist, gibt es dafür Röhrendatenbücher, in denen alle wichtigen Röhren mit ihren elektrischen Daten und Sockelschaltbildern angegeben sind.

Aus den Röhrendaten-Tabellenbüchern ersehen wir beispielsweise die für die betreffende Röhre vorgeschriebene Gittervorspannung und die Anodenspannung, dazu den Anodenstrom. Bei Mehrgitterröhren sind noch Schirmgitterspannung, -strom usw. angegeben. Außerdem sind in den Tabellen die Steilheit verzeichnet sowie andere Werte (Durchgriff, Innenwiderstand usw.), die für den Gerätekonstrukteur wichtiger sind als für uns, außerdem die Daten der Heizspannung und des Heizstromes.

Transistoren und andere Halbleiter

Halbleiterdioden

Wir haben bisher die Vakuumdiode kennengelernt und gesehen, daß sie ein elektrisches Ventil darstellt und sich zur Gleichrichtung von Wechselspannungen eignet. Diesem Zweck dienen aber auch die Halbleiterdioden.

Bis vor einigen Jahren hatten davon vor allem die Selengleichrichter besondere Bedeutung. Für Sonderzwecke werden sie auch heute noch in einigen elektronischen Geräten verwendet.

Selen ist ein chemisches Element mit Halbleitereigenschaften — es leitet den elektrischen Strom bedeutend schlechter als Metalle. Ähnliche Eigenschaften haben Germanium und Silizium sowie einige chemische Verbindungen (z. B. Kupferoxydul).

Auf Seite 22 hatten wir schon kurz erwähnt, daß es Halbleiter gibt, bei denen der Leitungsmechanismus etwas anders verläuft als bei den Metallen — an Stelle der freien Elektronen sind dort „Löcher“ im Atomverband vorhanden. Daraus erklärt sich auch das eigenartige Verhalten dieser Halbleiter, wenn wir sie mit Leitern zusammenbringen, bei denen der Stromfluß vorwiegend durch die freien Elektronen erfolgt.

Die genaue Erklärung für diese Vorgänge ist sehr kompliziert, um sie zu verstehen, müßten wir sehr gut auf dem Gebiet der Atomphysik Bescheid wissen. Wir wollen uns deshalb damit begnügen, diese Erscheinungen nur festzustellen.

Den Aufbau eines Selengleichrichters zeigt uns die Abb. 131. Auf einer Metallplatte (häufig Eisenblech), die zugleich als Grundplatte dient, ist eine dünne Selen-schicht aufgespritzt. An der Berührungsstelle zwischen Selen und Metall bildet sich eine dünne Grenzzone, die Sperrschicht genannt wird. Wir können uns vorstellen, daß ihre Stärke nur wenige Moleküle beträgt.

Metalle gehören zu den Leitern, die überzählige freie Elektronen haben. Beim Selen dagegen überwiegt die „Löcher-Leitung“ — an der Grenzstelle, der Sperrschicht, treffen daher zwei Zonen mit unterschiedlichem Leitungsmechanismus zusammen. Die Sperrschicht läßt den Elektronenstrom vom Selen zum Metall fast ungehindert durch, vom Eisen zum Selen dagegen treffen die Elektronen auf einen sehr hohen Widerstand — es fließt fast kein Strom! Der Selengleichrichter wirkt also in einem Stromkreis nach Abb. 116 bis 118 ebenso

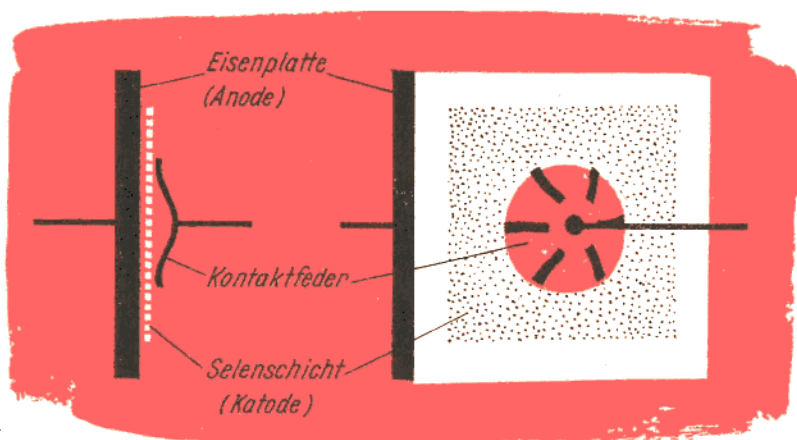


Abbildung 131

wie die Vakuumdiode – wir können ihn an Stelle der Röhre einsetzen und kommen zum gleichen Ergebnis!

Weil sich dieser Gleichrichter – und jeder andere Halbleitergleichrichter – ebenso verhält wie die Vakuumdiode, benutzt man hier die gleichen Elektrodenbezeichnungen. Die Elektrode, aus der die Elektronen austreten – die Selen-schicht – ist die Katode, die Grundplatte die Anode. Wenn wir uns das merken, wissen wir auch immer, wie der Gleichrichter anzuschließen ist. Aus dem gleichen Grund, den wir schon auf Seite 132 genannt haben, wollen wir uns auch hier nicht an die Bezeichnung + und – für die Gleichrichteranschlüsse gewöhnen, sondern uns merken: Der Kontakt zur Selen-schicht wird bei Rundfunk-Selengleichrichtern mit einem runden, gefiederten Messingplättchen hergestellt, und daran können wir auch bei lackierten Gleichrichtern die Katode erkennen.

Gegenüber der Vakuumdiode gibt es aber doch einige Unterschiede. Der Strom wird nämlich auch in der Sperrichtung nicht restlos gesperrt, wie wir das von der Vakuumdiode her kennen. Auch in dieser Richtung fließt bei Halbleitergleichrichtern ein geringer Sperrstrom – je geringer er ist, desto wertvoller ist der Gleichrichter. Außerdem dür-

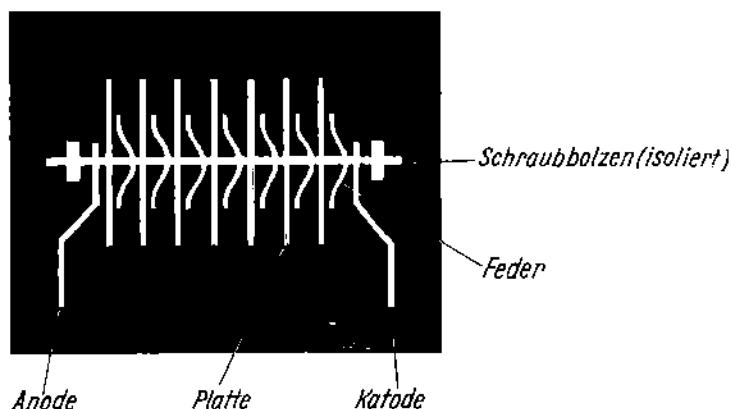
fen wir in Sperrichtung keine allzu große Spannung an den Gleichrichter anlegen – die Wechselspannung, die wir gleichrichten, darf also nicht zu hoch sein. Wir müssen daran denken, daß die Sperrschicht sehr dünn ist – eine zu hohe Spannung „durchschlägt“ sie; es kommt zu einem kleinen Funkenschlag durch die Sperrschicht, und der Gleichrichter ist dann unbrauchbar.

Die Sperrspannung darf bei Selengleichrichtern nur höchstens $14 \cdot 15$ V betragen. Wenn wir höhere Spannungen gleichrichten wollen, schalten wir mehrere Selengleichrichter in Serie. Die einzelnen Platten werden dann auf einem isolierten Schraubenbolzen gestapelt (Abb. 132).

Durch Auszählen der Plattenzahl können wir feststellen, bis zu welcher Spannung der Gleichrichter benutzt werden darf. Ein Gleichrichter mit 20 Platten kann bis zu $20 \cdot 15 = 300$ V benutzt werden.

Weiterhin müssen wir wissen, wie hoch die durchfließende Stromstärke maximal sein darf. Dieser Durchlaßstrom erwärmt die Selenplatten, und wenn diese Erwärmung zu groß wird, schmilzt die Selen-schicht ab. Die maximale Stromstärke wird vom Hersteller angegeben, man kann sie ungefähr an der Platten-größe abschätzen. Eine Selenplatte der

Abbildung 132



Größe 50 mm × 50 mm darf bis ungefähr 0,3 A belastet werden.

Selengleichrichter sind nur für niedrige bis mittlere Frequenzen (höchstens 1...2 kHz) geeignet. Die Selenschicht bildet mit der Grundplatte einen Kondensator, dessen Kapazität gewissermaßen parallel zu der Gleichrichterstärke liegt – sie überbrückt den Gleichrichter! Höhere Frequenzen fließen also über diese Sperrschichtkapazität ab, so daß der Gleichrichtereffekt mit steigender Frequenz immer mehr beeinträchtigt wird!

In der Funktechnik werden aber sehr oft Gleichrichter gerade für hohe Frequenzen gebraucht – also HF-Gleichrichter. In Frage kommen wegen dieser schädlichen Kapazität nur solche Gleichrichter, bei denen die Sperrschichtkapazität möglichst klein ist. Diese Forderung führte zunächst zur Entwicklung der Germanium-Spitzen Gleichrichter. Wir kennen sie als winzige Germaniumdioden. Abb. 133 zeigt vergrößert den Aufbau einer solchen Germanium-Spitzen diode, wie sie richtig heißt.

In einem winzigen luftdichten Glasgehäuse (luftdicht deshalb, weil Germaniumkristalle durch Luftfeuchtigkeit sehr schnell zerstört werden) ist ein nur millimetergroßer Germaniumkristall untergebracht. Auf seiner Oberfläche sitzt

ein dünnes Drähtchen aus Molybdän oder Gold auf.

Zur Bildung einer Sperrschicht und zum Gleichrichtereffekt kommt es an der winzigen Berührungsstelle. Die Elektronen werden in Richtung vom Kristall zum Drähtchen durchgelassen, der Kristall ist also die Katode (der Katodenanschluß wird durch einen farbigen Ring oder Farbpunkt am Gehäuse gekennzeichnet).

Wegen der sehr kleinen Berührungszone beider Elektroden ist die Sperrschichtkapazität hier sehr gering – diese Dioden sind daher auch für HF-Gleichrichtung geeignet. Dagegen vertragen sie nur sehr geringe Ströme (nur wenige Milliampere!). Ihre maximale Sperrspannung ist unterschiedlich. Bei den billigen Universalioden (etwa vom Typ GA 100, der sich für Bastelzwecke gut eignet) liegt sie bei höchstens 20 V; es gibt jedoch auch

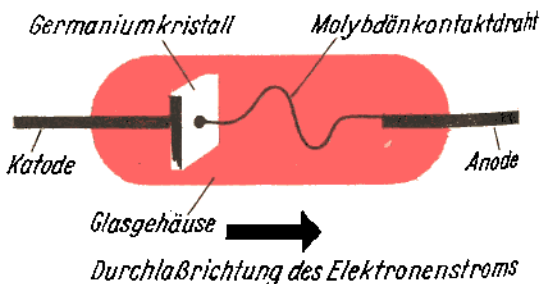


Abbildung 133

Typen, die für bedeutend höhere Spannungen zugelassen sind (z. B. der Typ Ga 104 bis 100 V). Der Sperrstrom (Strom in Sperrichtung der Diode, also Plus an Katode) ist sehr gering, etwa in der Größenordnung um $10 \mu\text{A}$ ($\frac{1}{100.000} \text{ A}$!), bei Siliziumdioden noch weit weniger (unter $0,1 \mu\text{A}$!).

Für die Gleichrichtung höherer Stromstärken benutzt man heute an Stelle der für diesen Zweck veralteten Selengleichrichter sogenannte Flächendioden. Sie sind aus der Spitzendiode entstanden, indem dort das Kontaktdrättchen der Anode durch eine Kontaktpille aus Indium ersetzt wird, die in den Germaniumkristall eingeschmolzen wird (Abb. 134). Zwischen der Indiumpille und dem Germaniumkristall bildet sich die für den Gleichrichtereffekt notwendige Sperrschicht aus; sie hat hier aber eine größere Fläche als bei der Spitzendiode (daher der Name Flächendiode).

Die Flächendioden kann man mit höheren Stromstärken belasten ($0,1 \dots 10 \text{ A}$, je nach Typ und Bauform; es gibt sogar Typen für 200 A Durchlaßstrom!). Allerdings sind Sperrstrom und Sperrschichtkapazität wegen der größeren Fläche der Sperrschicht hier größer. An Stelle des Germaniums benutzt man heute fast immer Silizium als Halbleiter, mit dem sich weitere Vorteile (vor allem größere Wärmefestigkeit) erreichen lassen. Das Prinzip ist bei Siliziumgleichrichtern das selbe wie bei Germaniumgleichrichtern. Abb. 135 zeigt uns zwei Symbole für alle Arten von Halbleitergleichrichtern. Beide Darstellungen sind in der Fachliteratur üblich und zulässig; sie haben die gleiche Bedeutung. Wir verwenden in den folgenden Abbildungen die untere Darstellung. Der Strich deutet die Katode an (den Kristall in Abb. 133), die Pfeilspitze die Anode (das Kontaktdrättchen in Abb. 133).

Wir müssen hier also aufpassen: Der Elektronenstrom fließt entgegen der

Abbildung 134

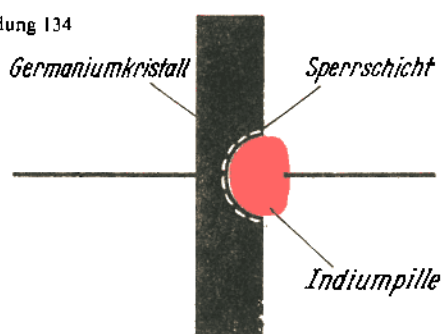
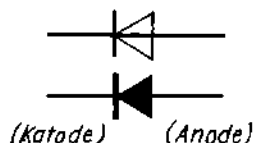


Abbildung 135



Dreieckspitze durch die Diode, die Pfeilspitze gibt nicht die Durchlaßrichtung an! Da das leicht zu verwechseln ist, wollen wir es uns besonders fest einprägen.

Transistoren

Transistoren sind moderne Halbleiterbauelemente mit Verstärkungseigenschaft. Ihr Prinzip wurde erst 1948 entdeckt. Seitdem haben die Transistoren einen regelrechten Siegeszug durch die gesamte moderne Nachrichtentechnik und Elektronik angetreten. Viele neue technische Wege bis hin zur Mikroelektronik wurden erst durch sie ermöglicht. Unter anderem sind Transistoren die Grundlage für die Entwicklung der neuesten Bauelemente, der Integrierten Schaltkreise, die sich auf allen Gebieten der Elektronik geradezu revolutionierend ausgewirkt hat.

In fast allen Fällen können Transistoren die Aufgaben von Röhren übernehmen, sind jedoch bedeutend kleiner und leichter: Je nach ihrer Leistungsklasse findet mehr als ein Dutzend Transistoren in einem Fingerhut Platz. Selbst leistungsstarke Transistoren sind kaum größer als ein Fingerhut!

Es ist nicht richtig, die Transistoren als Ersatz für Röhren anzusehen, wie man das noch manchmal liest. Tatsächlich haben die Transistoren in ihrer Wirkungsweise kaum eine Ähnlichkeit mit Röhren. Es ist deshalb — bis auf eine Ausnahme — auch nicht zweckmäßig, sie mit Röhren zu vergleichen. Solche Vergleiche, die man in älteren Lehrbüchern findet, führen in der praktischen Anwendung sehr leicht zu Widersprüchen und Irrtümern. Es gibt nämlich bei Transistoren mehrere verschiedenartige Funktionsprinzipien und demzufolge auch mehrere Arten von Transistoren, die sich in ihrer Wirkungsweise sehr unterscheiden. Röhren arbeiten dagegen immer nach dem gleichen Prinzip, das wir bereits kennen. Wir wollen deshalb von den verschiedenen Transistorarten (die wir nicht alle kennen müssen) zunächst die oben erwähnte „Ausnahme“-Art — den Feldeffekttransistor oder MOSFET — betrachten, bevor wir uns mit der für uns wichtigsten Gruppe, den Bipolartransistoren, beschäftigen und die Unterschiede kennenlernen. Der Feldeffekttransistor ist zwar in der allgemeinen Elektronik und auch für unsere Bastelobjekte eine „Spezialität“, die nur für bestimmte Sonderaufgaben benutzt wird, er hat aber für uns einen großen Vorzug: Diese Transistorart läßt sich ungefähr mit der Röhrenfunktion vergleichen, die wir ja schon kennen. Weil uns das Verständnis hier am leichtesten fallen wird, beginnen wir mit dieser Transistorart. Daß es allein unter den Feldeffekttransistoren vier verschiedene Arten gibt, soll uns hier nicht näher beschäftigen; wir betrachten nur eine davon, um das Prinzip zu erkennen. Feldeffekttransistoren werden FET abgekürzt; unter ihnen gibt es zwei Hauptarten, den Sperrschicht-FET (abgekürzt SFET) und den MOSFET. Wir wollen nur eine Art des MOSFET betrachten. Was bedeutet diese geheimnisvolle Abkürzung? Sie kommt aus

dem Englischen und ist — wie sehr viele Ausdrücke der modernen Elektronik — international üblich geworden. Voll ausgeschrieben lautet der lange englische Name: „Metal Oxide Semiconduction Field Effect Transistor“. Die Anfangsbuchstaben dieser Wörter (sie kennzeichnen für den Fachmann recht treffend den Aufbau dieses Bauelements) ergeben MOSFET. Aus den einzelnen Bezeichnungen können wir schon erraten, daß dieses Bauelement etwas mit Metall, einem Oxid, einer Halbleiterschicht (semiconduction heißt im Englischen soviel wie Halbleiter-Sperrschicht, damit hatten wir bei der Gleichrichterdiode schon zu tun) und weiter mit einem Feld-Effekt-Transistor zu tun hat — doch klüger sind wir damit noch nicht. Immerhin: Bei dem „Feld-Effekt“ wird es sich um den Effekt eines elektrischen Kraftfeldes handeln — und einen solchen Effekt kennen wir in ähnlicher Form als Wirkung zwischen dem Steuergitter einer Röhre und den das Gitter passierenden Elektronen! Liegt hier etwa eine ähnliche Wirkung vor? Ja, sie ist ähnlich — aber nicht genau so wie bei der Röhre. Um dem Geheimnis auf die Spur zu kommen, wollen wir uns zunächst — wieder stark vereinfacht — ansehen, wie ein MOSFET aufgebaut ist. Abb. 136 zeigt uns zwei Schritte aus dem sehr komplizierten Herstellungsverfahren. Ausgangsmaterial ist ein Silizium-Kristallplättchen (Abb. 136a), das nur etwa 1 mm^2 groß und etwa $0,1\text{ mm}$ dick ist. Dieses Silizium muß extrem rein sein (das gilt für alle Siliziumhalbleiter gleichermaßen), es muß weniger als $0,000\,01\%$ Fremdstoffe (fremde Atome) enthalten! Dieses Siliziumplättchen wird nun an der Oberfläche geätzt mit winzigen Spuren von Fremdatomen (beispielsweise Bor oder Arsen) „verunreinigt“ — der Fachmann nennt diesen Vorgang dotieren. An der Kristalloberfläche bilden sich dann dotierte Zonen

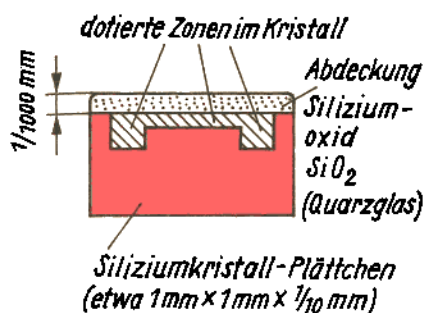


Abbildung 136 a

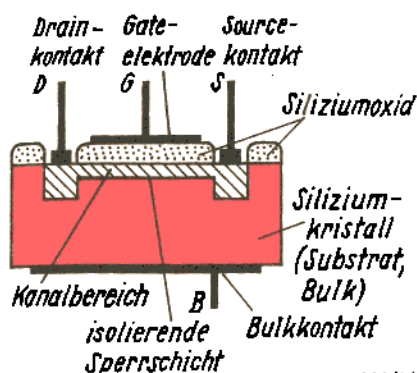


Abbildung 136 b

(Abb. 136a), wobei die winzigen Mengen von Fremdatomen die Leitfähigkeit des Siliziums entscheidend verändern, und darauf kommt es an. Die genauen Abmessungen und Formen der dotierten Zonen werden mit Abdeckmasken beim Eindampfen der Fremdatome erreicht. Zuletzt wird die Siliziumoberfläche oxidiert (mit Sauerstoff behandelt), wobei sich Siliziumoxid SiO_2 bildet – und das ist nichts anderes als Quarzglas. Wir haben somit ein Siliziumplättchen erhalten, das nach außen durch einen Quarzglasüberzug gut gegen die Umgebung geschützt ist und darunter die dotierten Zonen enthält. Das klingt alles sehr einfach, doch die Halbleiterherstellung ist extrem schwierig. In den Halbleiterproduktionsstätten muß es noch viel sauberer zugehen als in den besten Operationssälen.

Was geschieht nun mit dem Plättchen aus Abb. 136a? Im nächsten Fertigungs-

schritt werden in das Quarzglas Fenster über den Enden der dotierten Zone geätzt, dort liegt das Silizium also wieder frei. An diesen Stellen bringt man Kontakte an, die zu den äußeren Anschlüssen dieses Transistors führen (Abb. 136b). Diese Anschlüsse werden als Drain D und Source S bezeichnet (auf die Erklärung dieser Namen können wir hier verzichten). Der fertige MOSFET hat dann den Aufbau nach Abb. 136b. Der mittlere, mit Siliziumoxid überdeckte Teil der dotierten Zone wird jetzt Kanal genannt – warum, wird uns bald klarwerden. Über dem Kanal dampft man auf das Oxid eine Metallschicht als Gegenelektrode auf, Gate G genannt. Sie hat zum Kristall bzw. zum Kanal keinerlei elektrische Verbindung (Siliziumoxid, also Quarzglas, ist ein sehr guter Isolator). Wir können aber jetzt von außen einen Strom über den Drain- und den Source-Anschluß durch den Kanal schicken, wobei der Kanal zunächst einmal wie ein einfacher ohmscher Widerstand wirkt – das wollen wir uns schon für später merken. Die Oxidschicht zwischen dem Gate und dem Kanal ist extrem dünn (höchstens $\frac{1}{1000}$ mm stark!), die Kanalschicht sogar noch erheblich dünner. Und nun erkennen wir einen ganz wichtigen Umstand sofort: Das Gate bildet zusammen mit dem Kanal einen Kondensator! Seine Kapazität ist zwar wegen der winzigen Maße des ganzen Transistors sehr gering (sie beträgt nur wenige pF), aber das ist hier nicht das Entscheidende. Wir wollen annehmen, daß wir eine äußere Spannung zwischen Drain und Source anlegen, so daß durch den Kanal ein Elektronenstromfluß zustande kommt, etwa von Source S zum Drain D (es würde bei diesem Transistortyp mit der umgekehrten Stromrichtung ebenso funktionieren). Da der Kanal zunächst nur einen ohmschen Widerstand darstellt, stellt sich eine bestimmte Stromstärke ein –

das ist zunächst alles. Jetzt wollen wir aber das Gate G negativ aufladen, indem wir z. B. eine Spannung zwischen G und S (mit Minuspol am Gate G) anlegen. Auf dem Gate herrscht nun ein Elektronenstau. Dadurch werden die im dicht darunterliegenden Kanal fließenden Elektronen abgestoßen und vom Kanal weggedrängt (in Abb. 136b zum unteren Rand des Kanals hin). Durch diese vom Gate bewirkte Verdrängungswirkung wird der Stromweg — die scheinbare Kanalbreite — für die im Kanal fließenden Elektronen schmaler. Durch die negative Gateladung wird der Kanalquerschnitt also scheinbar geringer. Geringerer Querschnitt bedeutet aber höheren Widerstand — der im Kanal fließende Strom wird geschwächt.

Machen wir die negative Aufladung des Gates größer, so werden die Elektronen im Kanal noch weiter abgedrängt, und bei genügend hoher Gatespannung (höchstens etwa 15...20 V) wird die elektronenabstoßende Wirkung des Gates auf den Kanal sogar so groß, daß gar keine Elektronen mehr in den Kanal eindringen können — der Stromfluß durch den Kanal ist völlig gesperrt.

Wir stellen fest: Zwischen Source und Drain kann — wenn das Gate ungeladen ist — ein Strom fließen. Legen wir eine negative Spannung zwischen Gate und einen Kanalanschluß, so wird der Kanalstrom um so schwächer, je größer die negative Spannung am Gate ist — es fließt aber kein Gatestrom, weil das Gate ja isoliert ist und wie ein Kondensator nur mit seinem elektrischen Feld auf den Kanal und dessen Elektronenstromfluß wirkt.

Dieser Sachverhalt kommt uns irgendwie bekannt vor. Richtig: Bei der Röhre haben wir mit Hilfe des Steuergitters einen ganz ähnlichen Einfluß auf den Elektronenstrom zwischen Katode und Anode ausgeübt. Wir haben mit der Röhren-Gitterspannung die Stärke des Ano-

denstroms gesteuert und gesehen, wie dieser Effekt für Verstärkerzwecke ausnutzbar ist. Also vergleichen wir unseren Transistor nach Abb. 136b mit der Röhre: Wir könnten uns die Sourceelektrode S als Katode und den Drain D als Anode denken. Das Gate hat dann die Funktion des Steuergitters und offenbar auch ganz ähnliche Eigenschaften wie dieses. Auch das Steuergitter der Röhre schwächt ja den Elektronenstrom dadurch, daß seine negative Ladung die an den Gitterdrähten vorbeifliegenden Elektronen mehr oder weniger abstößt. Also können wir den Feldeffekttransistor (dessen Bezeichnung uns nun auch verständlich ist, sie resultiert aus der elektrischen Feldwirkung des Gates auf den Kanal) in Schaltungen statt einer Röhre einsetzen und ihn ebenso betreiben? Das läßt sich nur mit Einschränkungen bejahen. Zwar können Verstärkerstufen mit MOSFET ganz ähnlich aussehen, wie wir sie bei der Röhre kennenlernten. Daß aber ein Transistor keine Röhre ist, sehen wir an unserem Feldeffekttransistor schon ganz deutlich: Für seine Funktion ist es offensichtlich gleichgültig, in welche Richtung (von S nach D oder umgekehrt) sein Kanalstrom fließt, der Kanal wirkt nur wie ein ohmscher Widerstand und leitet in beiden Flußrichtungen gleichermaßen! Schon dieser entscheidende Unterschied zur Röhre zeigt uns, daß diese beiden Bauelemente nicht ohne weiteres gleichgesetzt werden können — also wird es auch in ihrer Anwendung noch wichtige Unterschiede geben? Es gibt sie: Während wir bei der Röhre hohe Anodenspannungen brauchten, um die Elektronen von der Katode (die wir außerdem noch zum Glühen bringen mußten) zur Anode zu „saugen“, brauchen wir beim Feldeffekttransistor weder eine Heizung noch hohe Spannungen für den Kanal. Schon geringste Spannungen (oft genügen wenige Millivolt) lassen einen Strom

durch den Kanalwiderstand fließen. Das ist natürlich ein großer Vorteil gegenüber der Röhre. Andererseits dürfen der Kanalstrom und die Spannung zwischen Drain und Source nicht sehr anwachsen, sonst ist der Kanal überlastet – er wird heiß, der Kristall schmilzt! (Denken wir daran, daß das ganze Gebilde weniger als 1 mm groß, die Kanalzone selbst nur etwa $\frac{1}{10}$ mm lang, weniger als $\frac{1}{10}$ mm schmal und höchstens $\frac{1}{1000}$ mm dick ist!) Außerdem könnte es zu Spannungsüberschlägen zwischen Drain und Source kommen, selbst wenn der Kanal infolge hoher negativer Gateladung völlig gesperrt ist. Auch das Gate verträgt wegen der nur etwa $\frac{1}{1000}$ mm dünnen Oxidschicht keine hohe Spannung; die Schicht würde durchschlagen, und ein Gatekurzschluß zum Kanal wäre die Folge. Das Gate läßt sich dann natürlich nicht mehr aufladen. Feldeffekttransistoren sind also sehr empfindliche Bauelemente, die jedoch zwei Vorteile haben, welche sie aus den übrigen Transistorarten hervorheben: Sie können mit Wechselspannung bzw. mit Wechselstrom im Kanal betrieben werden, da zwischen D und S keine Gleichrichterwirkung auftritt, und sie können am Gate leistungslos (ohne Gatestromfluß) gesteuert werden. Den Namen MOSFET können wir uns jetzt aus dem Aufbau nach Abb. 136b erklären: In der Reihenfolge vom Gate her gesehen folgt ein Metall (die Gateelektrode), eine Oxidschicht, eine Halbleiterschicht (der Kanal), womit die Namensteile MOS der englischen Bezeichnung erklärt wären. Die restlichen Namensteile FET hatten wir ja mit dem Feldeffekt des Gates bereits begründet.

Obwohl nun das Wesentlichste zum MOSFET gesagt ist, müssen wir uns nochmals mit dem Kanal beschäftigen. Er war durch Dotieren des Siliziums an der Kristalloberfläche (Abb. 136a) zustande gekommen. Reinstsilizium (das

Ausgangsmaterial für den Kristall) ist ein schlechter elektrischer Leiter, es enthält nur wenige freie Elektronen. Wir erinnern uns noch einmal daran, was wir über den Leitungsmechanismus gelesen haben (ab Seite 21). Das Einbringen fremder Atome in die Siliziumoberfläche bewirkt in den dotierten Zonen das Entstehen von sogenannten Löchern, die – wie früher beschrieben – eine erhöhte Leitfähigkeit des Kanals bewirken. Das Silizium wird also in den dotierten Zonen niederohmiger. Durch andere Dotierungssubstanzen ist auch der umgekehrte Leitungsmechanismus (erhöhte Anzahl freier Elektronen im Kanalbereich) vorstellbar. Auch das wird praktisch realisiert und führt zu einer zweiten Art von Feldeffekttransistoren, die sich etwas anders verhalten. Aber das soll uns hier nicht näher interessieren. Dagegen ist die Trennschicht zwischen dotierter Zone und darunterliegendem Siliziumkristall – er wird als Substrat oder Bulk bezeichnet, wie Abb. 136b zeigt – von Interesse. Sie ist nämlich nichts anderes als eine Halbleiter-Sperrschicht mit dem Verhalten einer Diode, wie wir sie von Flächendioden her schon kennen. Zwischen Kanal und dem darunterliegenden Kristallsubstrat könnte daher durchaus ein Dioden-Durchlaßstrom fließen, wenn zwischen Kanal (D, S) und Substrat (Bulkanschluß B) eine Spannung auftritt. Hier müssen wir also einen sehr unerwünschten Effekt feststellen, der bei der Röhre nicht auftritt – es sind „parasitäre“ Strompfade möglich! Man kann das nur vermeiden, indem diese ungewollte „Substratdiode“, die das Substrat gegen den Kanal bildet, mit einer Hilfsspannung zwischen Kanal und Substrat in Sperrrichtung gepolt wird. Zu diesem Zweck ist beim MOSFET ein vierter Anschluß – der Bulkanschluß B – vorhanden. Er hat also mit der eigentlichen MOSFET-Funktion nichts zu tun und wird normalerweise nur dazu benutzt,

den Kanal gegen das Substrat durch eine Sperrspannung zwischen diesen beiden Bereichen zu isolieren. Daß man mit diesem Anschluß noch mehr beginnen kann, werden wir abschließend kurz erwähnen. Etwas anderes erkennen wir aber schon: Der Betrieb des MOSFET-Kanals mit Wechsellspannung wird praktisch doch nicht so leicht gelingen, wie wir das bisher annahmen. Es klappt, wenn wir nur den Zusammenhang zwischen Kanal und Gate beachten. Doch liegt zwischen Kanal und Substrat noch die Sperrschicht mit Diodenwirkung. Bei Wechsellspannung am Kanal würde diese Sperrschicht je nach ihrer Polung mindestens in einer der beiden Wechsellspannungshalbwellen immer durchlässig werden. Das läßt sich wiederum nur durch genügend hohe Bulkvorspannung unterbinden. Wir stellen wieder fest: Ein Transistor ist keine Röhre, auch wenn er auf den ersten Blick ähnlich wirkt.

Abb. 137 zeigt uns die Schaltsymbole für die in Abb. 136b erläuterte MOSFET-Art. Dem Aufbau nach Abb. 136b entspricht das Symbol nach Abb. 137a. Bei

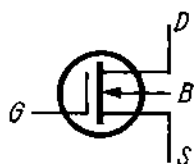


Abbildung 137 a

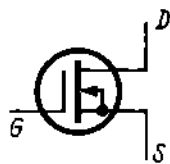


Abbildung 137 b

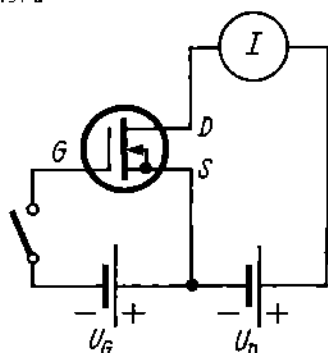


Abbildung 137 c

einigen MOSFET-Typen ist der Bulkanschluß gleich im Transistorinneren mit dem Sourceanschluß S verbunden; solche MOSFET haben äußerlich nur drei Anschlüsse. Sie werden mit dem Schaltsymbol nach Abb. 137b dargestellt. Schließlich zeigt uns Abb. 137c, wie der MOSFET in einem Stromkreis prinzipiell betrieben wird. Die Ähnlichkeit mit der Röhrenschaltung nach Abb. 122 ist unverkennbar. Wenn der Schalter in Abb. 137c offen ist, fließt ein mittlerer Drainstrom (dem Anodenstrom der Röhre vergleichbar), den das Meßinstrument I anzeigt. Wie groß er ist, hängt vom MOSFET-Typ (nämlich von dessen ohmschem Kanalwiderstand) ab und von der Drainspannung U_D , die funktionell der Anodenspannung vergleichbar wäre. Schließen wir den Schalter im Gatekreis, so wird die negative Gatevorspannung U_G wirksam, mit deren Höhe wir den bei I angezeigten Drainstrom steuern können – im Prinzip alles nicht anders als bei Abb. 123 und den folgenden Abbildungen für Röhren erklärt. Wir können uns jetzt schon ungefähr vorstellen, daß MOSFET-Verstärkerstufen ganz ähnlich wie die uns schon bekannten Röhren-Verstärkerstufen arbeiten. Was wir bei der Röhre über Gitter-, Anoden- und Katodenwiderstände, Koppelkondensatoren usw. gelesen haben, würden wir bei MOSFET-Schaltungen in ganz ähnlicher Weise wiederfinden, und zwar als Drainwiderstand (statt Anodenwiderstand), Gatewiderstand (statt Gitterwiderstand) und – um die Gatevorspannung ebenso wie eine Röhren-Gittervorspannung automatisch, ohne zusätzliche Batterie zu erzeugen – eventuell einen Sourcewiderstand (statt Katodenwiderstand, vgl. Abb. 127 und Abb. 146b). Aber halt – da ist ein weiterer Unterschied zur Röhre erkennbar: Wozu benötigt das Gate eine negative Vorspannung, braucht es sie überhaupt? Wie war es damit bei der Röhre? Dort

war die negative Gittervorspannung erforderlich, weil das Gitter niemals positiv werden darf, es wirkt sonst als Anode. Betrachten wir dazu nochmals Abb. 136b. Was passiert, wenn hier das Gate positiv gegen den Kanal wird? Ein Gatestrom (entsprechend dem verbotenen Gitterstrom bei positivem Röhren-gitter) kann nicht zustande kommen; die Siliziumoxidschicht wirkt in jedem Fall isolierend, das Gate ist ja mit einer hauchdünnen Quarzglasschicht gegen den Kanal isoliert. Die positive Gate-ladung (Elektronenmangel an G) wird jetzt sogar zusätzlich Elektronen von D oder S her in den Kanal anziehen – tatsächlich ist ein MOSFET im Gegensatz zur Röhre auch mit positiven Gatespannungen steuerbar! Der Kanalstrom wird lediglich stärker, wenn das Gate positiv wird. Sehr groß ist die nutzbare Steuerwirkung in Richtung positiver Gatespannung allerdings nicht – aber sie ist vorhanden und ausnutzbar. Warum braucht also das Gate oftmals trotzdem eine negative Gatevorspannung ähnlich der Röhre? Weil der Kanalstrom (Drainstrom in Abb. 137c) bei vielen MOSFET-Typen schon unerwünscht hoch, wenn die Gatespannung Null ist. Man stellt den Drainstrom dann mit einer negativen Gatevorspannung auf einen geringeren, mittleren Wert ein, um den herum der Drainstrom beim Verstärkerbetrieb pendeln kann. Auch hieran sehen wir wieder den Unterschied: Erzeugung und Vorhandensein von Gitter- und Gatevorspannung sind einander scheinbar gleich, die Gründe dafür ganz verschieden!

Wie war das mit der notwendigen Sperrspannung für die Substrat-Kanal-Sperrschicht? In Abb. 137c ist davon nichts zu sehen. Vorhanden ist sie trotzdem! Wir verwenden hier einen MOSFET, dessen Kanal so dotiert ist, daß das Substrat mit Bulkanschluß B (Abb. 136b) gegen den Kanal als Diodenanode wirkt. Damit

diese unerwünschte Diodenstrecke sperrt, muß das Substrat negativ gegen den Kanal werden. Dieser Sachverhalt ist aus dem Schaltsymbol erkennbar: In Abb. 137 trägt der Bulkanschluß eine Pfeilspitze, die – wie eine Diodenanode – auf den Kanal hinweist und damit die Bulkpolung kennzeichnet. Es gibt auch MOSFET, deren Substrat gegen den Kanal wie eine Katode wirkt, bei ihrem Schaltsymbol würde der Bulkpfeil nach außen (vom Kanalstrich weg) weisen. Bleiben wir aber bei unserem MOSFET und bei Abb. 137c. Der Bulkanschluß ist schon innerhalb des Transistorgehäuses mit Source S verbunden. Zwischen dem nahe Source liegenden Kanalende und Bulk B besteht deshalb keine Spannung, wie ein Vergleich mit Abb. 136b zeigt. Bulkanschluß und Substrat liegen zusammen mit Sourceanschluß S am negativen Pol der Drainspannung U_D (Abb. 137c). Demzufolge ist der Drain und mit ihm der ganze Kanal bis fast zum Sourceanschluß hin positiv gegen S und damit auch positiv gegen das Substrat bzw. das Substrat ist daher negativ gegen den Kanalbereich, wie es für die Sperrwirkung der Kanalisolierschicht sein muß. Hier wird also die Drainspannung zugleich mit zum Sperren der Substrat-Kanal-Sperrschicht benutzt!

Um den ganzen Sachverhalt nicht zu unübersichtlich zu machen, wollen wir es mit diesen Erklärungen bewenden lassen. Es sei nur noch kurz erwähnt, daß es außer MOSFET – deren Kennzeichen das gegen den Kanal mit Siliziumoxid isolierte Gate im Aufbau nach Abb. 136b ist – noch den sogenannten Sperrschicht-Feldeffekttransistor (SFET) gibt. Denken wir uns im MOSFET-Aufbau nach Abb. 136b das Gate entfernt, so haben wir dann noch die (bisher als unerwünscht angesehene) Sperrschicht zwischen Substrat und Kanal. Wenn wir beide in der richtigen Weise gegeneinander polen, sperrt sie und wirkt dann wie

eine (allerdings unvollkommene) Isolierschicht. Laden wir jetzt das Substrat gegen den Kanal stärker auf, so hat das auf den Kanal den gleichen Einfluß wie zuvor das Gate! Denn Substrat und Kanal bilden ja zueinander ebenfalls einen Kondensator. Tatsächlich kann man auch einen Feldeffekttransistor ohne besonderes Gate bauen und ihn über den Substratanschluß — der dann als Gate benutzt wird — steuern! Dies ist — da Metall-Gate und Oxid-Isolierschicht unter diesem wegfallen — ein Sperrschicht-Feldeffekttransistor. Er wird ähnlich wie ein MOSFET verwendet, hat diesem gegenüber Vorteile (einfacherer Aufbau, weniger überlastungsgefährdetes Gate) und Nachteile (das Gate, jetzt mit dem Substrat identisch, ist nicht ideal gegen den Kanal isoliert und darf außerdem nie in Durchlaßrichtung gepolt werden). Wir wollen uns mit dem SFET hier aber nicht näher befassen.

Viel wichtiger für uns sind die historisch ältesten Transistoren, die vom Fachmann (im Unterschied zu Feldeffekttransistoren) vollständig Bipolartransistoren genannt werden. Wir wollen sie, wie allgemein üblich, im folgenden nur noch kurz als Transistoren bezeichnen und unter dieser Bezeichnung die MOSFET stillschweigend nicht mit einbeziehen, obwohl sie genau genommen natürlich mit unter den Oberbegriff Transistor gehören. Leider sind die Vorgänge im bipolaren Transistor noch weitaus komplizierter als die im MOSFET, und es gibt hier nun keinen Vergleich mehr zur Röhre. Schuld daran ist die Tatsache, daß im bipolaren Transistor (mit dem wir es bei unserer Bastelei fast ausschließlich zu tun haben) nicht nur — wie von uns bisher besprochen — freie Leitungselektronen wirksam sind, sondern gleichzeitig auch noch die schon früher (Seite 21) erwähnte „Löcher“-Leitung stattfindet. Wir haben es im bipolaren Transistor also mit zwei zugleich ablau-

fenden Leitungsmechanismen zu tun. Das macht die Verhältnisse so kompliziert, daß zum vollen Verständnis des Geschehens im bipolaren Transistor (der von diesem zweifachen Mechanismus seinen Namen hat) sehr gründliche Kenntnisse aus dem Bereich der Atomphysik notwendig wären. Deshalb wollen wir uns im folgenden mit einer stark vereinfachten Beschreibung des Transistors begnügen, die wir zum leichteren Verstehen außerdem mit einer inzwischen veralteten Bauform des bipolaren Transistors (dem Germanium-Legierungstransistor) beginnen wollen. Das hat auch deshalb einen Sinn, weil Germanium-Legierungstristoren in den Jahren 1965 bis 1975 die am weitesten verbreitete Transistorart waren. Sie finden sich also in sehr vielen älteren Transistorgeräten und werden im Handel oft noch aus Restbeständen als billige Bastelware angeboten. Es hat also durchaus auch einen praktischen Nutzen, wenn wir ihren Aufbau kennen. Daraus werden wir anschließend den Aufbau und die Anwendung der modernen Silizium-Planartransistoren leicht ableiten können.

Um zum Germanium-Legierungstransistor zu kommen — wir nennen ihn von hier ab nur noch Transistor —, gehen wir von einer Flächendiode aus (Abb. 134) und stellen uns vor, daß auf der anderen Seite des Germanium-Kristallplättchens eine zweite Indiumpille eingeschmolzen wird (Abb. 138), und zwar so tief, daß sich die Sperrschichten beider Pillen im Inneren des Germaniumkristalls auf einer Entfernung von wenigen tausendstel Millimetern gegenüberstehen — das ist die große Schwierigkeit bei der Herstellung! Zwischen beiden Sperrschichten, die sich nicht berühren dürfen, ist also nur eine hauchdünne Germaniumschicht vorhanden. Den Germaniumkristall bezeichnen wir jetzt als Basis, die beiden Indiumpillen als Kollektor C und

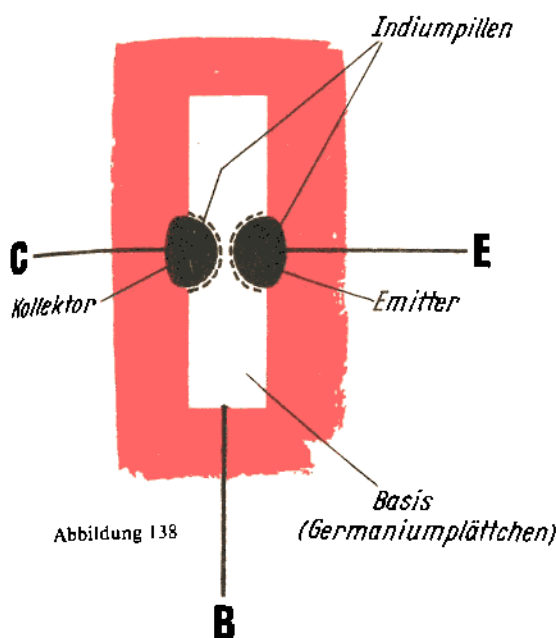


Abbildung 138

Emitter E (Achtung, den Kollektor C in Schaltbildern nicht mit der Bezeichnung C an Kondensatoren verwechseln!).

Wir haben nun eine schon fast vollständige Vorstellung vom Inneren eines Transistors gewonnen. Er muß wegen der Luftempfindlichkeit des Halbleitermaterials noch in einem luftdichten Gehäuse untergebracht werden, das — da der Germaniumkristall nur millimetergroß ist — sehr klein sein kann. Wieso „verstärkt“ dieses Gebilde aber? Das Ganze stellt zunächst nichts weiter als eine Kombination zweier Flächendioden dar, deren Katode (der Kristall) gemeinsam ist. Wir könnten das Gebilde also im Schaltbild etwa wie Abb. 139 darstellen. Da aber die Katode beiden Dioden gemeinsam ist, wäre eine Darstellung wie Abb. 140 noch zweckmäßiger. Der Kreis deutet das Gehäuse an.

Doch zurück zur Abb. 138. Wir schicken einen Elektronenstrom von der Basis zum Emitter. Diese beiden Anschlüsse bilden eine einfache Diode; wir bezeichnen sie im Transistor als Basis-Emitter-Strecke. Umgekehrt — vom Emitter zur

Basis — kann kein Strom fließen, denn in dieser Richtung sperrt ja die Diode! Versuchen wir nun einen Elektronenstrom vom Kollektor zum Emitter zu schicken. Es geht nicht — die Diodenstrecke Kollektor-Basis (genannt Basis-Kollektor-Strecke) sperrt, wenn die Elektronen vom Kollektor kommen. Also kehren wir die Stromrichtung um: vom Emitter zum Kollektor. Auch das geht nicht — jetzt sperrt die Emitter-Basis-Strecke! An Abb. 139 können wir das noch deutlicher erkennen. Die Kollektor-Basis-Diode und die Basis-Emitter-Diode sind in Serie geschaltet, aber gegensinnig gepolt — eine von beiden sperrt also immer!

Wir schicken jetzt Elektronen zum Kollektor, so daß dieser negativ geladen wird, aber gleichzeitig senden wir einen zweiten Elektronenstrom von der Basis zum Emitter, also in Durchlaßrichtung der Basis-Emitter-Strecke. Und nun passiert etwas ganz Eigenartiges: Die von der Basis zum Emitter fließenden Elektronen reißen (wir können uns vorstellen, gewissermaßen durch eine „Sogwirkung“) Elektronen aus dem Kollektor mit zum Emitter hinüber! Denken wir daran, daß sich beide Sperrschichten sehr dicht gegenüberstehen! Der Basisstrom bewirkt also, daß die Kollektor-Sperrschicht plötzlich stromdurchlässig wird, obwohl die Elektronen am Kollektor andrängen und die Kollektor-Sperrschicht dadurch eigentlich in Sperrrichtung

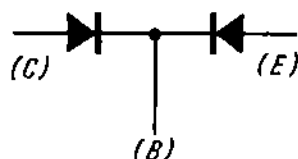


Abbildung 139

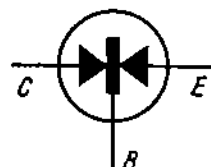


Abbildung 140

tung gepolt ist! Also beginnt zugleich mit dem Basisstrom ein Kollektorstrom zum Emitter zu fließen. Dieser Kollektorstrom ist sogar bedeutend stärker als der Basisstrom.

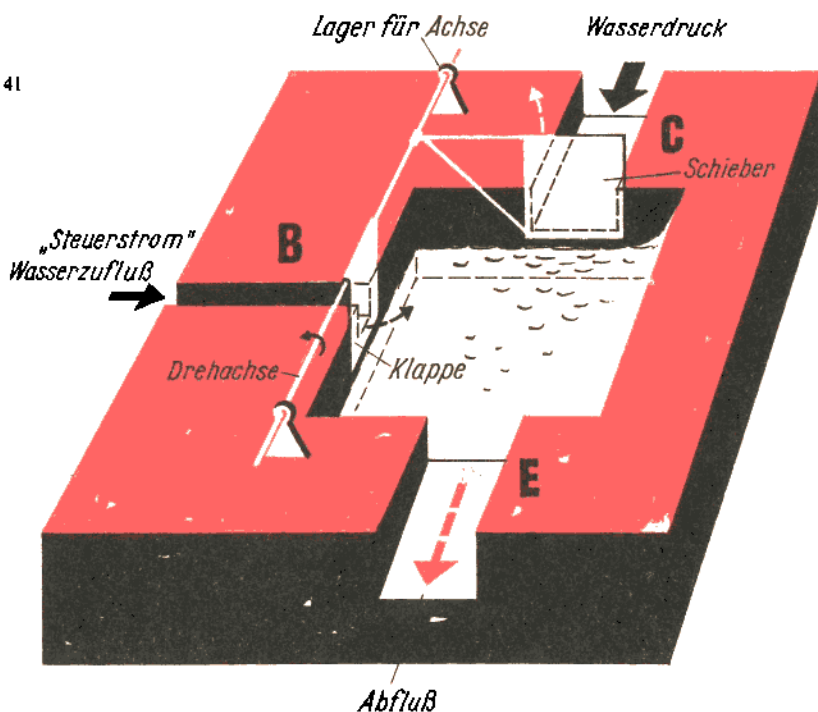
Die Erklärung für dieses eigenartige Verhalten (das um so ausgeprägter ist, je dichter sich die beiden Sperrschichten gegenüberstehen) ist wieder sehr kompliziert und gehört in die Atomphysik. Wir benutzen deshalb ausnahmsweise einmal ein mechanisches Modell zum Vergleich für die Wirkungsweise.

Die Abb. 141 zeigt ein mechanisches „Kanalmodell“ für unseren Transistor. Mit dem Halbleiterkanal, den wir beim MOSFET kennenlernten, hat dieses Modell nichts zu tun. In ein kleines Sammelbecken münden zwei Wasserkanäle als Zuflüsse: der „Basiskanale“ B und der „Kollektorkanal“ C. Das Wasser (es dient als Vergleich für die Elektronenströme) kann durch den dritten Kanal, den „Emitterkanal“ E, wieder abfließen. Vor der Einmündung des Basiskanals ist

eine Klappe schwenkbar angeordnet. Sie wird vom zufließenden Wasser angehoben und bewegt sich dabei um ihre Achse. Klappe und Achse bewegen sich in Pfeilrichtung. Dadurch wird der Schieber am Kollektorkanal – der also nicht schwenkbar ist, sondern senkrecht nach oben gleiten kann – mit hochgehoben, da der Arm, an dem er sitzt, von der Achse geschwenkt wird.

Aus dem Kollektorkanal kann nun ebenfalls Wasser zufließen. Wir erkennen: bereits ein wenig Wasserzufluß im Basiskanale genügt, um dort die Klappe etwas und dabei den Schieber vor dem Kollektorkanal so weit anzuheben, daß von dort viel mehr Wasser zufließt als von B aus. Hört der Wasserzufluß von B wieder auf, so sinkt die Klappe und mit ihr der Schieber, und auch der viel stärkere Wasserzufluß vom Kollektorkanal hört auf. Ohne Wasserzufluß bei B kann also auch von C kein Wasser zufließen. Der Basis-Wasserstrom löst den Kollektor-Wasserstrom aus – er steuert ihn!

Abbildung 141



Dieses Modell hat natürlich mit den tatsächlichen Vorgängen im Transistor nichts zu tun, es zeigt aber deutlich, wie wir uns die Transistorfunktion vorstellen können: Ein schwacher Basisstrom (Elektronenstrom von der Basis zum Emitter) kann einen weit stärkeren Kollektorstrom (Elektronenstrom vom Kollektor zum Emitter) auslösen. Was wir in unserem „Kanalmodell“ mit Klappe und Schieber bewerkstelligten, kommt im Transistor durch atomare Vorgänge in den Sperrschichten zustande.

Wie andersartig die Vorgänge im Transistor sind, zeigt sich auch darin, daß es grundsätzlich zwei Arten von Transistoren gibt: die pnp-Typen und die npn-Typen.

Betrachten wir noch einmal Abb. 139. Wir können uns die beiden Diodenstrecken auch umgekehrt gepolt denken, also mit ihren Anoden verbunden. Das läßt sich durch bestimmte Legierungszusätze im Basismaterial (Bild 138) leicht erreichen. In der Abb. 139 wären dann bei B die beiden Anoden, bei C und E je eine Katode anzuschließen. Dementsprechend wäre im Bild 140 die Anode beiden Dioden gemeinsam und die Katen getrennt. Alles bisher Gesagte gilt auch für diesen Transistortyp, nur mit dem Unterschied, daß wir die Betriebsspannung jetzt umgekehrt polen müßten. Im Sinne des auf Seite 157 Gesagten fließen die Elektronen jetzt vom Emitter zur Basis und — in Sperrichtung — zum Kollektor. Die Funktion bleibt die gleiche — nur mit umgekehrten Stromrichtungen und umgepolter Spannungsquelle. Wir haben bei diesem Transistortyp also den negativen Pol (n) am Emitter, eine positive Spannung an der Basis (p) und wiederum eine positive Spannung am Kollektor, der aber, wie wir wissen, in Sperrichtung gepolt ist und als Diodenstrecke (Basis-Kollektor-Diode) eigentlich eine negative Spannung (n) benötigte. Um beide Dioden-

strecken des Transistors in Durchlaßrichtung zu betreiben, müßte man also die Spannung (in der Reihenfolge Kollektor, Basis, Emitter) mit der Polung negativ-positiv-negativ, abgekürzt npn, anlegen. Dieser Transistor wäre also ein npn-Typ. — Genau umgekehrt ist es bei dem zu Anfang genannten und in Abb. 139 und 140 dargestellten Transistortyp. Dort wären für Betrieb der Diodenstrecken in Durchlaßrichtung die Spannungen (wieder in der Reihenfolge C-B-E) in der Polung positiv-negativ-positiv anzulegen; dies ist der Typ des pnp-Transistors, dessen Funktion wir uns mit dem Kanalmodell verdeutlicht haben. Für den npn-Typ ist unser Kanalmodell schon nicht mehr so leicht vorstellbar (das die Elektronen darstellende Wasser müßte dort rückwärts fließen!)

Eine weitere Unterscheidung müssen wir kennen; sie betrifft das Material, aus dem der Halbleiterkristall gefertigt wird. Während in der Anfangszeit der Transistortechnik lange Jahre hauptsächlich Germaniumhalbleiter verwendet wurden, benutzt man jetzt fast nur Silizium als Ausgangsmaterial, weil es für das Herstellungsverfahren und für die Eigenschaften des Transistors erhebliche Vorzüge hat. Lediglich für einige spezielle Zwecke verwendet man noch Germaniumtransistoren, besonders für sehr hohe Frequenzen. Germanium hat weitere Vorteile: Beispielsweise tritt der Gleichrichtereffekt an den Diodenstrecken schon bei recht geringen Spannungen (ab 0,15...0,2 V) auf; bei Silizium ist das erst bei höheren Spannungen (ab 0,6...0,7 V) der Fall. Trotzdem überwiegen die Vorzüge der Siliziumbauelemente. Erstens haben sie einen weit höheren Sperrwiderstand (er ist mindestens zwei Größenordnungen höher als bei den besten Germaniumbauelementen!), zweitens vertragen Siliziumhalbleiter höhere Kristall-Betriebstemperaturen (bis etwa 150 °C in der Sperrschicht) gegen-

über Germanium (höchstens etwa 85°C), so daß Siliziumbauelemente höher belastbar sind. Vor allem aber lassen sich die modernen, sehr komplizierten Herstellungsverfahren, wie sie auch für die Mikroelektronik und Schaltungstechnik Voraussetzung sind, nur mit Silizium, nicht mit Germanium ausführen. Den „historischen“ Germaniumtransistor haben wir bereits bei Abb. 138 kennengelernt; wir wissen auch, daß es dabei je nach Polarität der „Diodenstrecken“ im Transistor zwischen npn-Typ und pnp-Typ zu unterscheiden gilt. Vergleichen wir noch einmal: Die in Abb. 139 und in Abb. 140 gezeichnete Polung entspricht einem pnp-Typ. Bei npn-Typen müssen wir uns die Dioden umgekehrt (mit gemeinsamer Anode) vorstellen. Beide Ausführungen sind auch bei Siliziumtransistoren möglich. Es gibt also sowohl npn-Si-Typen (zu ihnen gehören die meisten Typen) wie pnp-Si-Typen (sie sind seltener anzutreffen, weil schwieriger herstellbar). Bei den älteren Germanium-Typen (Ge-Typen) handelte es sich dagegen meistens um pnp-Ge-Typen, seltener um npn-Ge-Typen. Die Materialart kann man bei den in der DDR hergestellten Transistoren aus der Typenbezeichnung erkennen: Germaniumbauelemente haben als ersten Buchstaben ein G, Siliziumbauelemente ein S (das gilt für Transistoren wie für Dioden und andere Gleichrichterarten ebenso). Die Polarität (npn oder

pnp) ist dagegen nicht sofort aus der Typenbezeichnung zu erkennen. Wir können vorläufig davon ausgehen, daß alle früher in der DDR gefertigten Germaniumtransistoren pnp-Ge-Typen sind; inzwischen wurde die Ge-Fertigung bis auf wenige Spezialtypen eingestellt. Die seitdem gefertigten Si-Transistoren sind (wieder mit ganz wenigen Ausnahmen) npn-Si-Typen. Das zeigt sich auch, wenn man ältere Bauanleitungen, die noch Germaniumtransistoren ausweisen, mit neueren Schaltungen für Siliziumtransistoren vergleicht: In den älteren Bauanleitungen liegt die Kollektorspannung fast immer mit negativer Polarität am Transistor, bei neueren Schaltungen dagegen mit positiver Polarität, weil dabei npn-Si-Transistoren benutzt werden. Den Aufbau eines älteren Germanium-Legierungstransistors hatten wir in Abb. 138 schon dargestellt. Die Legierungstechnik hat in der modernen Halbleiterfabrikation ihre Bedeutung weitgehend verloren, sie wurde durch die Planartechnik abgelöst. Auch sie kennen wir bereits – denn auch MOSFET (die stets Siliziumbauelemente sind) werden so hergestellt. Abb. 136 zeigte uns also bereits ein Beispiel für einen in Planartechnik gefertigten Transistor. Die Bezeichnung „Planar-“ erklärt sich daraus, daß die einzelnen Transistorzonen nicht mehr als Pillen einlegiert, sondern als extrem dünne, flach (also „plan“) in der Kristalloberfläche „versenkte“ Schich-

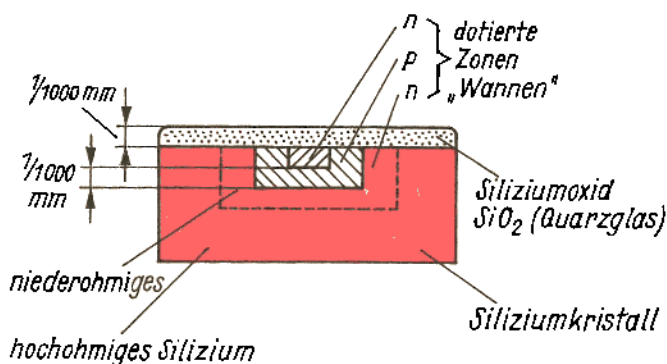


Abbildung 142 a

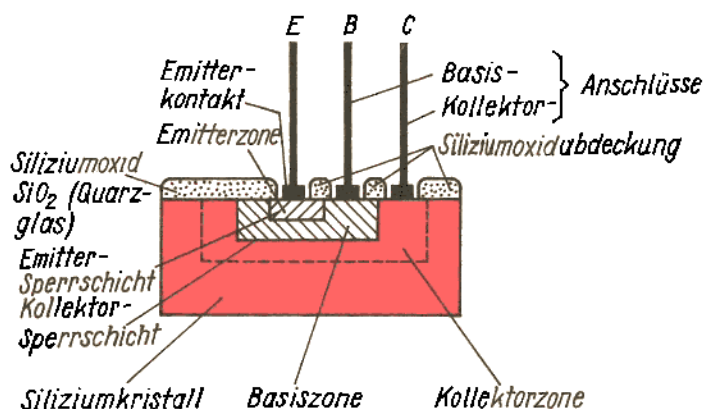


Abbildung 142 b

ten eingedampft werden. Wir wollen uns jetzt den Aufbau eines modernen Silizium-Planartransistors ansehen. Abb. 142a zeigt eine Zwischenstufe aus der Herstellung. Man verwendet ein Kristallplättchen aus Reinstsilizium, das – wie wir beim MOSFET schon erfahren haben – ein sehr hochohmiges Material ist. Es erhält zunächst wieder eine Siliziumoxidabdeckung. Für die folgenden Herstellungsschritte werden Öffnungen („Fenster“) der richtigen Größe in diese Glasabdeckung geätzt, durch die hindurch dann der nächste Bedampfungsprozeß, das Dotieren, ausgeführt wird. Die Fenster sind in Abb. 142a nicht eingezeichnet.

Zunächst wird der Siliziumkristall so dotiert, daß sich eine niederohmige Siliziumschicht ergibt, die n-leitend ist und etwa den in Abb. 142a punktiert abgegrenzten Bereich einnimmt. In einem weiteren Dotierungsschritt – mit anderen Dotierungssubstanzen – wird in dieser Schicht eine weitere niederohmige, aber p-leitende Silizium-Dotierungsschicht erzeugt. In diese wird eine Schicht dotiert, die – wie die erste – wieder n-leitend ist. Diese Schichten liegen gewissermaßen wannenförmig ineinander, sie sind weniger als $\frac{1}{1000}$ mm dünn! Verfolgen wir den Schichtaufbau vom Kristallinnern her, so treffen wir die „Zonenfolge“ n–p–n an. Die Grenzflä-

chen zwischen diesen Zonen sind später die uns schon bekannten Halbleiter-Sperrschichten. Wie aus diesem Kristall ein fertiger Transistor wird, zeigt Abb. 142b. In die Siliziumoxidabdeckung ätzt man drei Fenster ein, unter denen jetzt jeweils eine der drei Kristallzonen frei liegt. Hier wird je eine hauchdünne Metallfläche aufgedampft, an der zuletzt die Anschlußdrähte für Emitter E, Basis B und Kollektor C zu befestigen sind. Jetzt erkennen wir auch den Zweck des Schichtenaufbaus im Kristall: Die zuunterst liegende n-Zone stellt den Kollektorbereich dar, in ihm liegt die Basiszone und in dieser die Emitterzone. Das Ganze ist wieder durch SiO_2 (Quarzglas) gegen die Außenluft hermetisch abgedeckt. Der aus Abb. 142b erkennbare Aufbau eines Planartransistors sieht in der schrägen Draufsicht etwa so aus, wie Abb. 142c es zeigt. Hier erkennen wir zugleich, wie winzig das ganze Gebilde tatsächlich ist. Man kann deshalb auch die robusten Anschlußdrähte, die aus dem Transistorgehäuse herausragen, nicht direkt auf dem Kristall befestigen. Zwischen ihnen und den Kontaktflächen des Kristalls sitzen im Transistor winzige Verbindungsdrähte, die „Bonddrähte“ heißen, oft aus Gold und in jedem Fall viel dünner als ein Menschenhaar sind. Sie lassen sich nur unter starken Mikroskopen sichtbar machen (auch ihre Mon-

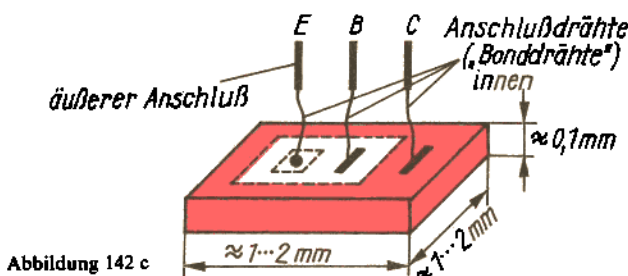


Abbildung 142 c

tage erfolgt unter Spezialmikroskopen). Wir sollten das nicht vergessen, denn erhält ein Transistor einmal zu starke Ströme, dann kann er nicht nur durch Überhitzen und Schmelzen des Kristalls unbrauchbar werden. Oft brennt schon vorher eines der dünnen Bonddrähtchen durch, und das kann bei diesen winzigen Drähtchen in Bruchteilen einer Sekunde geschehen.

Der Siliziumkristall nach Abb. 142b wird zunächst in ein Transistorgehäuse montiert (das sind die bekannten winzigen runden „Metallhütchen“). Es hält auch die äußeren Anschlußdrähte fest. Erst zuletzt werden die Bonddrähte eingesetzt und das Gehäuse verschlossen. Weil bei dieser Transistorbauform der Kristall direkt auf dem Gehäuseboden aufgelötet ist, hat er fast immer elektrische Verbindung zum Metallgehäuse. Wie sich aus Abb. 142 ergibt, folgt — vom Kristallboden und damit vom späteren Gehäuse her gesehen — im Kristallinnern zunächst die Kollektorschicht. Das ist der Grund, weshalb der Kollektoranschluß meistens Verbindung zum Gehäuse hat. Wir müssen später also aufpassen, daß das Metallgehäuse des Transistors nicht andere Bauelemente berührt — das könnte Kurzschlüsse ergeben! Andererseits werden wir als Kollektoranschluß den dafür vorhandenen Anschlußdraht, nicht das Gehäuse, benutzen. Denn nur der Anschlußdraht führt direkt zur Kollektorsperrschicht; zwischen ihr und dem Gehäuse liegt aber — wie die Abb. 142a und b erkennen lassen

— noch der als Grundfläche dienende gesamte Siliziumkristall!

Neben dem Metallgehäuse finden wir sehr oft auch noch eine andere (billigere) Gehäusebauform, das „Miniplastgehäuse“. Hierbei wird der ganze fertige Aufbau nach Abb. 142c einfach mit einer Kunststoffmasse umpreßt, die hart wird und Kristall, Bonddrähte sowie Anschlußdrähte zusammenhält. Plastgehäuse wirken isolierend, sie dürfen also andere Bauelemente berühren. Gegenüber Metallgehäusen haben sie den Nachteil, daß sie die im Kristallinnern entstehende Wärme schlechter nach außen ableiten als Metallgehäuse. Deshalb benutzt man Plastgehäuse nur für Transistoren, die lediglich gering belastet werden sollen und keine sehr hohen Ströme führen.

Die hier beschriebene Planartechnik ist zwar komplizierter als die ältere Legierungstechnik, hat aber technisch sehr viele Vorzüge, von denen wir hier nur zwei kurz erwähnen wollen: Erstens kann man bei diesem Verfahren die Abmessungen und Dicken der Dotierungszonen viel genauer einhalten als bei Legierungstransistoren nach Abb. 138 — wir wollen nicht vergessen, daß solche Transistoren in Großserien zu vielen Millionen Stück hergestellt werden und dabei alle möglichst gleichmäßig ausfallen müssen! Die genaueste Einhaltung der Schichtstärken ist neben vielem anderen eine der Voraussetzungen, die die elektrischen Daten des Transistors bestimmen, darunter den so wichtigen

Wert des Stromverstärkungsfaktors, den wir später noch kennenlernen. Bei der Planartechnik läßt sich außerdem der ganze Herstellungsprozeß — vor allem die wichtigen Dotierungsvorgänge — weitgehend automatisieren. Das ist Voraussetzung für eine möglichst gleichmäßige Serienfertigung. Zweitens ergibt die Planartechnik auch bessere elektrische Eigenschaften. Wir haben auf Seite 159 schon kurz erwähnt, daß Siliziumbauelemente höhere Sperrwiderstände zwischen den Sperrschichten ergeben. Bei den früheren Germaniumtransistoren war besonders der „Kollektorsperrstrom“ sehr störend; er fließt durch die in Sperrpolung betriebene Kollektor-Basis-Sperrschicht. Sehen wir dazu noch einmal Abb. 138 an. Die Sperrschichten (punktiert gezeichnet) treten dort — durch das Herstellungsverfahren bedingt — seitlich der Pillen bis an die Kristalloberfläche. Hier kommt es durch äußere Einflüsse an der offenliegenden Sperrschichtgrenze immer zu „Nebenwegen“: Einzelne Elektronen „sickern“ an dieser Oberfläche „außen herum“ statt durch die Sperrschicht. Bei Planartransistoren in Si-Technik (Abb. 142) liegen diese Sperrschichtgrenzen aber nicht offen, sondern sind durch die SiO_2 -Oberfläche hermetisch abgedeckt: Es können sich hier nicht so leicht „Nebenwege“ bilden. Auch deshalb haben Silizium-Planartransistoren einen um 2...3 Größenordnungen geringeren Kollektorreststrom als Ge-Legierungstransistoren. Er ist bei Si-Planartypen so gering, daß ihn der Konstrukteur oft ganz vernachlässigen kann und nicht zu berücksichtigen braucht. Übrigens können wir uns diesen Kollektorreststrom — der auch in Bauanleitungen oft erwähnt wird — bei unserem mechanischen Kanalmodell (Abb. 141) gewissermaßen als geringfügige „Undichtigkeit“ des Kollektorschiebers vorstellen, an dem vorbei auch ständig etwas Wasser sickert, wenn im Basis-

kanal kein steuernder Wasserstrom fließt und die Schieberklappe am Kollektor eigentlich vollkommen dicht geschlossen sein müßte. Bei Planartransistoren wäre diese Schieberklappe sozusagen perfekt abgedichtet, aber wir sehen auch an diesem Beispiel, daß solche mechanischen Modellvergleiche ihre Grenzen haben.

In Abb. 142a, b haben wir den Aufbau eines Si-npn-Planartyps gezeigt. In der Planartechnik kann man auf die gleiche Weise pnp-Transistoren fertigen; dazu werden während der Herstellung (Abb. 142a) lediglich andere Dotierungssubstanzen für die einzelnen Schichten benutzt, so daß sich die Zonenfolge p—n—p ergibt.

Abb. 143 zeigt das Schaltsymbol für einen bipolaren Transistor; es gilt für Legierungstransistoren wie für Planartransistoren. Die Herstellungstechnik und die Materialart kann man aus dem Schaltsymbol also nicht erkennen. Dagegen ist die — wegen der Betriebsspannungspolung wichtige — Unterscheidung zwischen pnp-Typ und npn-Typ möglich, und zwar durch die Richtung des Emitterpfeils. Welche Pfeilrichtung am Emitter zu welchem Typ und zu welcher Betriebsspannungspolung gehört, können wir uns leicht merken, wenn wir die Darstellung nach Abb. 139 und Abb. 140 in Gedanken vergleichen. Stellen wir uns die Basis-Emitter-Strecke als eine Diode vor — sie ist ja tatsächlich nichts weiter als eine Diode, wenn wir auf Benutzung des Kollektors verzichten —, dann ist beim pnp-Typ die Basis stets die Katode dieser Diodenstrecke und beim npn-Typ die Basis demzufolge die Anode. Das geht aus dem korrekten Schaltsymbol nach Abb. 143 auch deutlich hervor.

Wir benutzen in Zukunft nur noch dieses Schaltsymbol; unsere Darstellungen in Abb. 138 bis Abb. 140 waren nicht für Schaltzeichnungen bestimmt, sondern

dienten nur der Erklärung. Die Bezeichnungen B, E und C können ebenfalls fortgelassen werden. Der Kollektor wird immer durch die fehlende Pfeilspitze gekennzeichnet. Natürlich gilt dieses Schaltsymbol nur für bipolare Transistoren (Abb. 138 bis Abb. 142), nicht für die zuvor erklärten MOSFET (Abb. 136 bis Abb. 137), die — das wissen wir jetzt — ganz anders arbeiten und deshalb auch ihr eigenes Schaltsymbol (Abb. 137a, b) haben. Mit bipolaren Transistoren haben sie nichts als ihre ganz ähnliche Herstellungstechnik gemeinsam, wie der Vergleich zwischen Abb. 136 und Abb. 142 zeigt. Auch Feldeffekttransistoren sind also in Planartechnik hergestellte Transistoren, doch ihr Wirkungsmechanismus ist ein ganz anderer. Wir wollen uns aber von der Vielfalt der Herstellungsarten und Transistortypen nicht verwirren lassen. Wenn uns die hier erklärten Begriffe später in anderen Büchern begegnen, wissen wir dann zumindest, wovon die Rede ist. Für den Rest dieses Buchteiles befassen wir uns nur noch mit dem bipolaren Transistor (Abb. 138 bis Abb. 143). Dabei ist es vorläufig noch gleichgültig, ob wir uns für die folgenden Überlegungen einen Legierungstransistor oder einen Planartransistor vorstellen. Die wichtigsten Eigenschaften sind bei beiden gleich, und es ist vorerst auch ohne Belang, ob wir sie an einem npn-Typ oder einem pnp-Typ erläutern. Deshalb wollen wir zunächst beim pnp-Typ bleiben, dessen

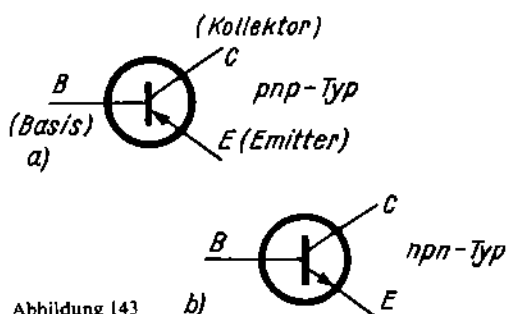


Abbildung 143

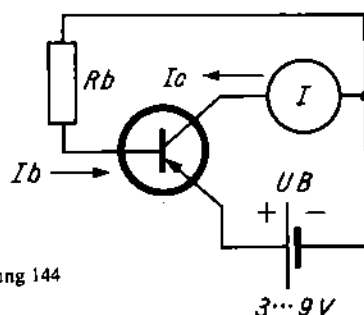


Abbildung 144

Funktion wir uns anschaulich mit dem mechanischen Kanalmodell (Abb. 141) klargemacht haben.

Befassen wir uns mit den Eigenschaften eines solchen Transistors etwas näher. Abb. 144 zeigt seine grundsätzliche Schaltungsweise.

Interessant ist zunächst, daß als Betriebsspannung für den Transistor schon 3 bis höchstens 9 V ausreichen — wir brauchen also weder eine Heizspannung noch eine besonders hohe Betriebsspannung, wie sie als Anodenspannung bei der Röhre nötig war. Die Betriebsspannung U_B muß also bei pnp-Transistoren mit Plus am Emitter, bei npn-Typen mit Minus am Emitter angeschlossen sein, das wollen wir uns merken. Die Emitterleitung ist meist auch die gemeinsame Leitung aller Stufen des fertigen Gerätes; wir lernen sie später noch unter dem Begriff Masseleitung kennen.

Das Meßinstrument I zeigt den Kollektorstrom an. Wir entfernen den Widerstand R_b zunächst und schließen die Basis nicht an. Dann dürfte kein Kollektorstrom fließen. Aber es fließt, wenn wir einen Germaniumtransistor haben und genau hinsehen, doch ein ganz geringer Strom! Hierbei handelt es sich um den sogenannten Kollektor-Reststrom, den wir auf Seite 163 schon erwähnt haben. Wie wir wissen, sind Halbleiterdioden keine idealen Gleichrichter — die Kollektor-Basis-Strecke sperrt deshalb auch dann nicht vollständig, wenn kein Basisstrom fließt. Der Kollektor-Reststrom ist

von Transistor zu Transistor verschieden und außerdem sehr stark von der Temperatur des Transistorkristalls abhängig, er steigt mit der Temperatur. Wir werden uns bei Transistoren überhaupt daran gewöhnen müssen, daß innerhalb einer Typenreihe nicht etwa alle Exemplare gleiche elektrische Werte haben, sondern recht beträchtliche Unterschiede zeigen, so daß man für bestimmte Anwendungen sogar die Transistoren auf bestimmte Eigenschaften hin aussuchen muß! Bei guten Transistoren soll der Kollektor-Reststrom so gering wie möglich sein. Bei Siliziumtypen ist er zwei bis drei Größenordnungen geringer als bei Germaniumtypen, weist aber dafür größere Temperaturabhängigkeit auf.

Schließen wir jetzt den Widerstand an — wir nennen ihn Basis-Widerstand R_b . Je nach seinem Wert fließt ein bestimmter Basisstrom von U_B -Minuspole über R_b , Basis, Emitter zurück nach U_B -Pluspol. Der Basisstrom soll beispielsweise 0,2 mA betragen. Am Instrument lesen wir dann 10 mA ab. Der Kollektorstrom hat also den 50fachen Wert des Basisstromes.

Wir verwenden dafür wieder Abkürzungen: Basisstrom I_b und Kollektorstrom I_c (in Transistortabellen wird der Kollektor-Reststrom mit I_{ceo} bezeichnet; 0 ist dabei als Null zu lesen).

Verringern wir in Abb. 144 den Basisstrom I_b auf die Hälfte, also auf 0,1 mA, indem wir R_b auf den doppelten Wert vergrößern, so geht der Kollektorstrom auf 5 mA zurück. Wenn wir umgekehrt I_b auf 0,3 mA erhöhen, wird $I_c = 15$ mA. Die Basisstromänderung wird also 50fach verstärkt als Kollektorstromänderung bemerkbar — wir haben eine 50fache Stromverstärkung erreicht. Man sagt dazu, der Stromverstärkungsfaktor des Transistors beträgt 50.

Abgekürzt wird der Stromverstärkungsfaktor in den Transistortabellen entweder mit dem griechischen Buchstaben β

(beta) oder dem Großbuchstaben B (wir können vorläufig $\beta = B$ setzen), in Berechnungen auch mit dem Formelzeichen h_{21e} . Nur der Stromverstärkungsfaktor ist für uns interessant. Bei Transistortabellen müssen wir aufpassen, weil dort meist noch andere h -Werte angegeben sind, die für den Gerätekonstrukteur wichtig sind, deren Bedeutung aber für uns zu kompliziert ist. Wir verwenden hier nur die Bezeichnung β . Der Stromverstärkungsfaktor β schwankt ebenfalls von Transistor zu Transistor sehr stark, er kann innerhalb einer Typenreihe zwischen dem Wert 20 (und weniger) und weit über 600 schwanken! Transistorexemplare mit möglichst hoher Stromverstärkung sind natürlich besonders wertvoll. Wegen dieser prinzipiell unvermeidbaren großen Herstellungstoleranzen wissen wir nie genau, wie groß die Stromverstärkung des Transistors, den wir gekauft haben, ist. Das wird auf den Transistoren entweder nicht angegeben, oder sie sind bei einigen Typen in Stromverstärkungsgruppen unterteilt, dann wissen wir wenigstens ungefähr, mit welchem Wert wir etwa rechnen können. Dennoch wird es in vielen Fällen nötig sein, die Widerstandswerte der Schaltung — und besonders den Basiswiderstand — für den betreffenden Transistor genau auszuprobieren (der Fachmann kann den Stromverstärkungsfaktor messen und die genauen Schaltungswerte danach berechnen). Das müssen wir wissen, denn viele Fehlschläge beim Transistorbasteln kommen daher, daß unser Transistor eine andere Stromverstärkung hat als der, für den die passenden Werte in der Bauanleitung angegeben sind. In solchen Fällen werden wir also zunächst immer versuchen, durch geringe Wertänderung des Basiswiderstandes zum Ziel zu kommen. Dabei müssen wir allerdings gut aufpassen, denn für jeden Transistor sind nur bestimmte Höchstwerte für Basisstrom und Kollektor-

strom zulässig, die nicht überschritten werden dürfen. Andernfalls wird der Transistor sofort zerstört, was besonders dann leicht geschieht, wenn wir den Basiswiderstand zu gering machen und der Kollektorstrom dadurch zu stark wird. Es empfiehlt sich deshalb immer, bei solchen Versuchen zunächst mit hohen Widerstandswerten zu beginnen und außerdem in die Kollektorleitung oder wenigstens in die Batteriezuleitung einen Strommesser einzuschalten. Wir sehen dann rechtzeitig, ob die Stromstärke für den Transistor gefährliche Werte annimmt.

Eine NF-Spannung könnten wir nun der Transistor-Basis zuleiten. In ihrem Takt schwankt dann auch der Basisstrom und entsprechend verstärkt der Kollektorstrom — dieser Vorgang ist uns ähnlich schon von der Verstärkerröhre her geläufig. Von daher wissen wir nun auch, wie wir die Kollektorstromänderung in eine Spannungsänderung umsetzen können, denn wir wollen ja eine Spannungsverstärkung erreichen. Die Abb. 145 zeigt, wie das gemacht wird: Wir schalten in die Kollektorleitung einen Widerstand ein — genannt Kollektorwiderstand R_c . Basiswiderstand R_b bewirkt, daß ein mittlerer Basisstrom und damit ein mittlerer Kollektorstrom fließt (ähnlich wie wir bei der Röhre mit einer mittleren Gittervorspannung einen mittleren Anodenstrom einstellen). Um diesen Mittelwert des Kollektorstromes pendelt dann der

Kollektorstrom, wenn wir der Basis über den Koppelkondensator C_b (auch Basis-kondensator genannt) eine Wechselspannung zuführen. Die Stromschwankung des Kollektorstromes erzeugt am Kollektorwiderstand R_c eine Spannungsschwankung, die am Kollektor abgenommen und eventuell über einen weiteren Kondensator C_b der Basis eines zweiten Transistors zugeleitet werden kann. Insofern hat das Prinzip einige Ähnlichkeit mit dem einer Verstärkerschaltung mit Röhren.

In manchen Beschreibungen stoßen wir auf den Begriff „Arbeitspunkt des Transistors“. Damit ist immer der mittlere Kollektorstrom gemeint, um dessen Wert der Kollektorstrom bei der Verstärkung pendelt. Die Einstellung des vorgesehenen Arbeitspunktes geschieht also durch Veränderung des Basiswiderstandes R_b und muß für jeden Transistor neu erfolgen. Das ist kein Nachteil, denn Transistoren haben nahezu unbegrenzte Lebensdauer (ein weiterer Vorteil gegenüber den Röhren!), sie werden daher auch fest eingelötet und brauchen kaum jemals ausgewechselt zu werden.

Betrachten wir nun noch zwei Schaltungen von Verstärkerstufen, wie sie in der Praxis vorkommen. Abb. 146a zeigt eine NF-Verstärkerstufe, die der aus Abb. 145 ähnlich ist. Nur der Basiswiderstand R_b ist hier anders angeschlossen. Warum? Wir haben bisher noch nicht besonders erwähnt, daß die Be-

Abbildung 145

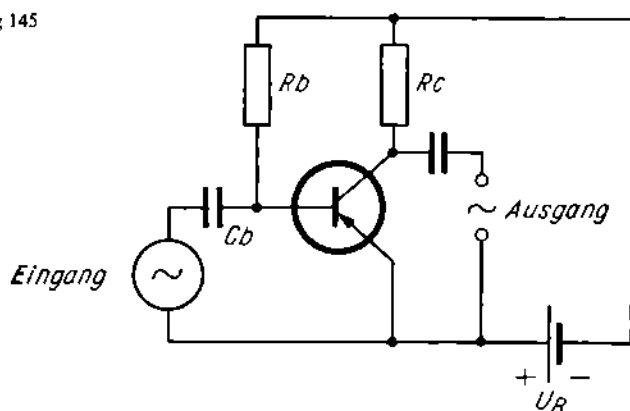
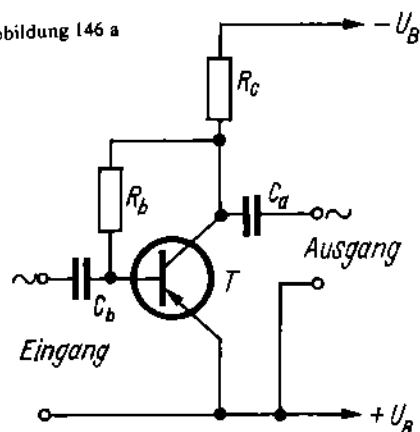


Abbildung 146 a



triebswerte eines Transistors (z. B. auch sein Stromverstärkungsfaktor β) abhängig von seiner Temperatur sind. Die Transistortemperatur ändert sich aber mit seinem jeweiligen Belastungszustand und auch mit der Umgebungstemperatur. Wenn sich beispielsweise durch äußere Temperatureinflüsse der β -Wert ändert, dann ändert sich – wenn U_B , R_b und alle anderen Größen konstant bleiben – auch der Kollektorstrom (der ja aus den Werten U_B , R_b und dem β des Transistors resultiert)! Das heißt nichts anderes, als daß sich der Transistor-Arbeitspunkt mit der Umgebungstemperatur ändert – und das ist sehr unerwünscht. Wir erwarten ja von unserem Transistorradio, daß es am sommerlichen Badestrand wie im Winter gleichermaßen einwandfrei spielt. Man muß deshalb Maßnahmen zum automatischen Ausgleich dieser Temperatureinflüsse – zur Temperaturkompensation – treffen. Der Konstrukteur hat hier verschiedene, zum Teil komplizierte Möglichkeiten. Die einfachste ist die Anschlußweise des Basiswiderstands R_b nach Abb. 146a. Wie arbeitet sie?

Wir wollen annehmen, daß der Konstrukteur für den Kollektorstrom 1 mA vorgesehen hat. Dieser Strom fließt auch durch R_c . Dadurch entsteht an R_c ein Spannungsabfall, um dessen Betrag die

Kollektorspannung des Transistors T geringer ist als die Betriebsspannung U_B . Der Konstrukteur wählt die Kollektorspannung in diesem Fall meistens mit der Hälfte von U_B . Wir wollen hier zwischendurch gleich einmal üben, was wir bisher gelernt haben. Nehmen wir an, daß $U_B = 10\text{ V}$ ist. Die Spannung zwischen Kollektor und Emitter soll dann also 5 V betragen, der Kollektorstrom sei mit 1 mA festgelegt. Über R_c müssen deshalb bei 1 mA ebenfalls 5 V abfallen – daraus ergibt sich R_c nach dem Ohmschen Gesetz zu $5\text{ k}\Omega$. – Über R_b müssen wir der Basis einen Basisstrom zuführen. Der verwendete Transistor T soll einen Stromverstärkungsfaktor $\beta = 100$ haben. Er braucht also für 1 mA Kollektorstrom gerade 0,01 mA Basisstrom (Einzelheiten wie den Kollektorstrom und die Spannungsverluste zwischen Basis und Emitter wollen wir hier einmal nicht beachten, sonst wird unsere Rechnung zu unübersichtlich). Wie groß muß R_b sein, damit durch ihn 0,01 mA fließen? Das ergibt sich wieder nach dem Ohmschen Gesetz aus Basisstrom (0,01 mA) und der für R_b verfügbaren Spannung. Diese Spannung greifen wir am Kollektor ab, dort sind 5 V vorhanden. Damit ergibt sich R_b zu

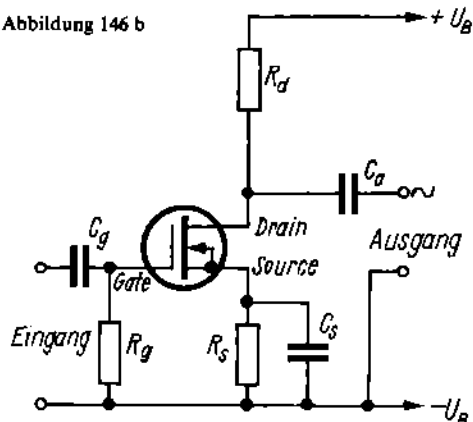
$$\frac{5\text{ V}}{0,01\text{ mA}} = 500\text{ k}\Omega.$$

Was geschieht nun, wenn sich der Kollektorstrom durch äußere Einflüsse (Temperatur) ändert? Wir nehmen an, der Transistor erwärmt sich, dadurch steigt sein Kollektorstrom an. Durch R_c fließt dann mehr als 1 mA, also wird der Spannungsabfall über R_c größer und damit die Kollektorspannung am Transistor geringer; sie sinkt unter 5 V ab. Weil am Kollektor R_b angeschlossen ist, wird aber dadurch auch der Strom durch R_b niedriger – der Basisstrom für den Transistor sinkt ab. Das hat wiederum einen niedriger werdenden Kollektorstrom zur Folge! Der Kollektorstrom, der durch

äußere Einflüsse unerwünscht anstieg, bewirkt also niedrigeren Basisstrom, und das führt zu niedrigerem Kollektorstrom, was den äußeren Einfluß ausgleicht. Tatsächlich bleibt durch diesen Kunstgriff der Kollektorstrom und damit der Transistor-Arbeitspunkt auch bei schwankender Umgebungstemperatur fast konstant. Allerdings hat diese scheinbar so einfache und elegante Lösung auch Nachteile, von denen wir hier nur einen kurz andeuten wollen:

Zweck der ganzen Verstärkerstufe ist es doch, eine Wechsellspannung zu verstärken. Die verstärkte Wechsellspannung tritt aber am Kollektor auf, und zwar als Pendeln der (in Wahrheit ja nur als Mittelwert geltenden) Kollektorspannung von – im Beispiel – 5 V. Wenn wir zwecks Temperaturkompensation den Basiswiderstand R_b am Kollektor anschließen, dann führt das zugleich zum Pendeln des durch R_b fließenden Basisstroms, und dieser Einfluß wirkt nun der Eingangswechsellspannung, die wir verstärken wollen, gerade entgegen. Mit anderen Worten: Die NF-Verstärkung unserer Transistorstufe sinkt durch diese einfache Temperaturkompensationsmaßnahme merklich ab! Was man dagegen tun kann, soll uns hier nicht näher beschäftigen, wir werden das an einem späteren Beispiel (Abb. 186, dort C 2) erklären.

Abbildung 146 b



Der Vollständigkeit halber sei hier noch eine Verstärkerstufe mit Feldeffekttransistor (MOSFET) gezeigt (Abb. 146b). Hierzu ist eigentlich keine Erklärung mehr notwendig, wenn wir uns die Funktionsweise eines MOSFET und seine Parallelen zur Röhre in Erinnerung rufen. Vergleichen wir mit Abb. 127 und den dazu gegebenen Erläuterungen. Statt des Anodenwiderstands R_a der Röhre ist in Abb. 146b der Drainwiderstand R_d vorhanden – er hat die gleiche Aufgabe wie der Anodenwiderstand. Das gilt auch für die Source-Bauelemente R_s und C_s in Abb. 146b, die hier ebenso eine Gatevorspannung (dem Gate über R_g zugeführt) erzeugen, wie es bei der Röhre die Katenbauelemente R_k und C_k (Gittervorspannungserzeugung) taten. Wie wir wissen, braucht zwar ein MOSFET (im Gegensatz zur Röhre) nicht immer eine negative Gatevorspannung, aber auf Seite 155 hatten wir schon erwähnt, warum sie doch zweckmäßig sein kann. Mit R_s in Abb. 146b stellt der Konstrukteur den Drainstrom des MOSFET auf einen niedrigeren, für den vorgesehenen Arbeitspunkt günstigen Wert ein. C_s vermeidet – genau wie bei der Röhre in Abb. 127 – eine Gegenkopplung für die NF-Spannung an R_s , die die Verstärkung unerwünscht vermindern würde. – MOSFET-Schaltungen haben also oftmals relativ große Ähnlichkeit mit Röhrenschaltungen.

Ein Vergleich beider Verstärkerschaltungen in Abb. 146 zeigt uns aber einen ganz wichtigen Unterschied zwischen dem MOSFET und dem bipolaren Transistor: Die MOSFET-Schaltung kann man eingangsseitig fast leistungslos steuern. Das Gate nimmt keinen Strom auf, es reagiert nur auf die an ihm liegende NF-Spannung. Die am Eingang angelegte NF-Spannungsquelle wird nur mit R_g belastet, und dieser Widerstand kann (weil kein Gatestrom fließt) einen sehr hohen Wert haben. Der Eingang dieser

Stufe ist also insgesamt sehr hochohmig, und der NF-Quelle wird nur sehr wenig Strom entnommen, sie darf deshalb ebenfalls hochohmig sein (hohen Innenwiderstand haben). Anders bei der Schaltung nach Abb. 146a: Hier trifft die vom Eingang kommende NF-Spannung über Cb auf die Basis-Emitter-Strecke, und das ist, wie wir wissen, nichts anderes als eine in Durchlaßrichtung arbeitende Diodenstrecke! Sie hat einen recht geringen Widerstand, so daß die am Eingang angeschlossene NF-Quelle einen merklichen Basis-Steuerstrom aufbringen muß. Sie darf daher bei diesen Transistoren keinen sehr hohen Innenwiderstand haben. Tatsächlich sind alle Transistorverstärkerstufen mit bipolaren Transistoren dadurch gekennzeichnet, daß sie am Eingang nicht nur eine NF-Spannung benötigen, sondern die NF-Quelle auch einen nicht mehr zu vernachlässigenden NF-Strom aufbringen muß – man sagt deshalb auch, der Eingang derartiger Transistorstufen ist niederohmig. Das läßt sich auch noch anders erklären: Wir wissen, daß diese Transistoren einen Basisstrom brauchen, um den Kollektorstrom zu beeinflussen (denken wir an unser Kanalmodell Abb. 141: Der Wasserdruck im „Basis“-Zufluß B allein genügt nicht, es muß ein Wasserstrom fließen, um dort die Klappe anzuheben!). Dagegen genügt beim MOSFET die Spannung (der Elektronen-„druck“) am Gate, um den Drainstrom zu beeinflussen (vgl. Abb. 136b und Abb. 137c). Überlegen wir, was das bedeutet: Beim bipolaren Transistor (Abb. 146a) liegt am Eingang eine NF-Spannung an, außerdem fließt ein NF-Strom über die Basis. Aus dieser Spannung und dem zugehörigen Stromfluß läßt sich aber eine Leistung errechnen (Seite 43 und Abb. 26) – und das bedeutet, daß der Eingang unserer Verstärkerstufe eine Steuerleistung benötigt, die die NF-Quelle aufbringen muß! Anders

bei der MOSFET-Stufe (und der Röhre): Am Gate in Abb. 146b liegt zwar die NF-Spannung, aber es fließt kein Gatestrom (den Stromfluß über Rg wollen wir hierbei vernachlässigen; da man Rg sehr groß machen kann, ist er nur sehr gering). Wenn aber kein Gatestrom fließt, wird der NF-Quelle am Eingang auch keine Leistung entnommen! Deshalb sind MOSFET-Verstärkerstufen vor allem für solche Sonderfälle wichtig, bei denen die NF-Quelle, deren Spannung zu verstärken ist, sehr hohen Innenwiderstand hat und nur eine Steuer-spannung, aber keinen merklichen Steuerstrom liefern kann. Solche Sonderfälle kennen wir schon: Hierzu gehören Kondensatormikrofone (Abb. 107) und Kristallmikrofone (Abb. 108). Lesen wir auf Seite 126 nochmals nach, was dort zum Innenwiderstand von Mikrofonen gesagt ist. In solchen Fällen sind MOSFET-Verstärker statt der früher dafür üblichen Röhrenverstärker notwendig. Dagegen kann man für Mikrofone mit niedrigem Innenwiderstand (Tauchspulmikrofon, Abb. 106; Kohlemikrofon, Abb. 110; u. ä.) die „normalen“ Transistorverstärkerstufen (Abb. 146a) verwenden. Auf die naheliegende Frage, warum man dann nicht einheitlich nur MOSFET-Verstärker verwendet, wollen wir hier nicht weiter eingehen. Es gibt dafür viele Gründe. Hochohmige Leitungen, wie sie z. B. bei MOSFET-Eingängen vorkommen, haben konstruktiv viele Nachteile (Isolationsprobleme, Brummempfindlichkeit). MOSFET sind außerdem gegen Überlastungen am Gate viel empfindlicher als bipolare Transistoren, sie ergeben – gerade wenn wie bei Mikrofonverstärkern sehr niedrige NF-Spannungen zu verstärken sind – meistens ein erheblich höheres Eigenrauschen. Sie sind in der Regel auch teurer als bipolare Transistoren und geben dem Konstrukteur weniger Spielraum beim Schaltungsentwurf, weil es von ih-

nen weniger unterschiedliche Typen gibt als von bipolaren Transistoren. Deshalb setzt man MOSFET nur dort ein, wo wirklich unbedingt ein sehr hochohmiger Eingang notwendig ist (wo also keine Steuerleistung für den Eingang verfügbar ist). In unserer Bastelpraxis wird das nur sehr selten vorkommen.

Soeben war vom Eigenrauschen eines Transistors die Rede. Es tritt übrigens nicht nur bei Transistoren sämtlicher Arten und Typen auf, sondern auch bei Röhren und anderen Bauelementen. Wenn wir eine sehr schwache NF-Spannung verstärken, um sie im Lautsprecher hörbar zu machen, werden wir feststellen, daß wir – auch wenn am Verstärkereingang keine NF-Spannung angelegt wird – ständig ein mehr oder weniger starkes störendes Rauschen hören. Wie kommt es zustande? Es handelt sich dabei um unregelmäßige Strom- und Spannungsschwankungen, die in unseren Bauelementen entstehen und die der Lautsprecher als unregelmäßiges Geräusch – eben als Rauschen – wiedergibt. Das Zustandekommen dieser unregelmäßigen Strom- und Spannungsschwankungen können wir wieder nur stark vereinfacht erklären. Erinnern wir uns, was Strom eigentlich ist: Wir haben es dabei mit strömenden Teilchen, nämlich Elektronen, zu tun. Stellen wir uns einen Transistor vor, in dessen Basisleitung wir einen schwachen Strom schicken. Wie wir wissen, bedeutet Stromstärke die Anzahl der Elektronen, die einen Leiter – unsere Basiszuleitung – in einer bestimmten Zeit passieren (vgl. dazu Seite 25). Wir wollen annehmen, unser Basisstrom sei so schwach, daß in jeder Sekunde 5 Elektronen durch die Basisleitung fließen (es sind in Wirklichkeit natürlich viel, viel mehr). Wieviel Elektronen fließen in $\frac{1}{10}$ s durch die Leitung? 0,5 Elektronen – ein Elektron kann jedoch nicht zerteilt werden! Also wird in einer $\frac{1}{10}$ s vielleicht ein Elektron,

in der nächsten $\frac{1}{10}$ s vielleicht gerade keines, in der folgenden Sekunde wieder ein Elektron, dann vielleicht $\frac{1}{10}$ s lang keines und dafür werden später in $\frac{1}{10}$ s gleich 2 Elektronen fließen. Es sind im Durchschnitt über eine ganze Sekunde betrachtet 5 Elektronen, aber wenn wir nur $\frac{1}{10}$ Sekunde betrachten, haben wir mal mehr, mal weniger Elektronen. Das bedeutet: Unser Strom hat prinzipiell immer geringe Schwankungen, weil er ein Teilchenstrom ist. Stellen wir uns vor, wir schütteten Erbsen durch ein Sieb. Wenn wir dabei feststellten, daß in jeder Minute gerade 600 Erbsen hindurchfallen, dann wäre damit nicht gesagt – und es wäre auch unwahrscheinlich –, daß es in jeder Sekunde genau 10 Erbsen seien. Es könnten in einer Sekunde auch 12 Erbsen, dafür in der nächsten Sekunde nur 8 durch das Sieb fallen. Mindestens änderte sich aber die Zahl immer um eine ganze Erbse. Ob Erbsen oder Elektronen – der Stromfluß wird immer etwas ungleichmäßig sein und um einen Mittelwert schwanken. Stromschwankungen aber bewirken das gleiche wie eine Wechsellspannung. Wenn bei unserem Transistor der Basisstrom aus diesem Grunde schwankt, dann schwankt im gleichen Takt auch sein Kollektorstrom – und das hören wir im Lautsprecher als Rauschen. Bleiben wir noch bei dem Sieb für die Erbsen, durch das in jeder Minute 600 Erbsen, also im Durchschnitt je Sekunde 10 Erbsen fallen. Wenn das Sieb ungleichmäßig ist, sind es einmal vielleicht 5 Erbsen je Sekunde, dann jedoch 15 Erbsen. Mit einem gleichmäßigeren, besseren Sieb schwankt der Erbsenstrom aber womöglich nur zwischen 8 und 12 Erbsen je Sekunde. Ähnlich bei unserem Transistor: Das „Sieb“, durch das die Elektronen fließen, ist hier die jeweilige Sperrschicht (Basis-Emitter-Übergang oder Kollektor-Basis-Übergang). Je nach deren Qualität und Gleichmäßigkeit entste-

hen dabei mehr oder weniger starke Stromschwankungen. Das Rauschen eines Transistors ist also von Exemplar zu Exemplar sehr unterschiedlich. Für Mikrofonverstärker und ähnliche Fälle, bei denen sehr geringe NF-Spannungen zu verstärken sind, muß man deshalb entweder einen rauscharmen Transistor aussuchen oder einen speziellen, vom Hersteller als rauscharm getypten Transistor (das sind solche mit besonders gleichmäßig gelungenen Sperrschichten) verwenden. Das betrifft besonders die erste Verstärkerstufe, denn dort ist die NF-Spannung noch am schwächsten, und das in dieser Stufe zu unserer gewünschten NF-Spannung hinzu „gemischte“ Rauschen wird ja zusammen mit der NF in allen folgenden Stufen mitverstärkt. Wenn wir also später bei einem selbstgebastelten NF-Verstärker feststellen, daß er zu stark rauscht, dann versuchen wir vor allem den Transistor der ersten Verstärkerstufe am Eingang des Gerätes gegen einen rauschärmeren auszuwechseln.

Wir haben bisher nur die Verwendung von Transistoren als Verstärker für NF- oder (was im Prinzip ebenso geschieht) HF-Spannungen betrachtet. In der allgemeinen Elektronik finden sich aber noch andere, sogar wichtigere Anwendungen für Transistoren. Vor allem betrifft das die Anwendung des Transistors als Schalter.

Doch zunächst wollen wir noch einen anderen Effekt erwähnen, mit dem wir bei einigen Bastelobjekten zu tun haben. Gemeint ist der fotoelektrische Effekt. Für bestimmte Anwendungen benötigt man in der Elektronik Bauelemente, die auf Licht reagieren, beispielsweise für die als Bastelobjekt beliebte Lichtschranke. Sie wird auch industriell sehr vielseitig genutzt, beispielsweise zum Einschalten von Rolltreppen durch einen Lichtstrahl unterbrechende Person. Oder für Dämmerungsschalter, die man

einsetzt, um Straßenbeleuchtungen selbsttätig einzuschalten, wenn es dunkel wird. Als lichtempfindliche Bauelemente gibt es unter anderem Fotowiderstände, Fotodioden und Fototransistoren.

Mit Fotowiderständen wollen wir uns hier nicht näher beschäftigen. Es sind bestimmte Halbleitermaterialien, die auf einen Glas- oder Keramikträger aufgebracht und in einem Glasgehäuse verschlossen sind. Ein solches Bauelement verhält sich wie ein ohmscher Widerstand (ist also für Gleich- und für Wechselstrom verwendbar). Der Widerstandswert ist aber stark abhängig davon, ob das Bauelement beleuchtet wird. Je stärker das Licht, das auf den Fotowiderstand fällt, desto geringer sein Widerstandswert. Er kann sich zwischen Dunkelheit und starker Beleuchtung (Sonne) um 2 bis 3 Größenordnungen (z. B. von $10\text{ M}\Omega$ im Dunklen bis herab zu $10\text{ k}\Omega$ bei Sonnenbestrahlung) ändern. Legen wir an diesen Fotowiderstand eine konstante Spannung an, so ist der hindurchfließende Strom direkt ein Maß für die Stärke des auftretenden Lichts. Mit der hervorgerufenen Änderung des Stroms kann man die gewünschten Schaltvorgänge auslösen.

Im Prinzip ebenso werden Fototransistoren und Fotodioden verwendet. Wie aber kommt es, daß ein Transistor lichtempfindlich ist? Wir können uns das an Abb. 142b veranschaulichen. Eigentlich ist ein Fototransistor nämlich nichts anderes als ein ganz normaler Planartransistor – mit nur einem Unterschied: Der Transistor wird in einem lichtdurchlässigen Gehäuse (im einfachsten Fall in durchsichtigem Plastmaterial) untergebracht, so daß das Licht auf die Transistoroberfläche (Abb. 142b, c) fallen kann. Sie ist durch Siliziumoxid abgedeckt, und dies ist, wie wir wissen, Quarzglas, also ein lichtdurchlässiges Material. Das Licht erreicht die Emittier-

schicht des Transistors und fällt — weil sie weniger als 10000 mm stark und damit auch noch ausreichend lichtdurchlässig ist — weiter in den Kristall bis in den Sperrschichtbereich zwischen Emitterzone und Basiszone. In der Emitter-Basis-Sperrschicht kommt es nun zu dem fotoelektrischen Effekt. Er soll vereinfacht erklärt werden. Dazu müssen wir erst einmal zur Kenntnis nehmen, daß Licht aus kleinsten Teilchen — der Physiker nennt sie Photonen — besteht. Da Licht wie jede Strahlung eine Form der Energie darstellt, können wir uns vorstellen, daß diese als Licht in die Sperrschicht „hineingeschossen“ Photonen mit den Atomen der Sperrschicht zusammenprallen und in Wechselwirkung treten. Das führt dazu, daß zusätzliche Elektronen freigesetzt werden (wieder vereinfacht: Die Atome der Sperrschicht werden durch das Licht zusätzlich ionisiert; vgl. Seite 21). In der Basiszone treten also durch die Lichteinwirkung zusätzliche Elektronen auf — sie fließen ebenso, wie es ein von außen über den Basisanschluß eingeleiteter Strom tun würde, zum Emitter ab. Das bedeutet nichts anderes, als daß das Licht im Kristall einen inneren Basisstromfluß erzeugt, der wiederum die gleiche Wirkung hat, als würde er von außen zugeführt. Ergebnis: Es fließt ein Kollektorstrom, ohne daß die Basis angeschlossen wäre! Fällt kein Licht mehr auf den Kristall, so hört auch der Kollektorstromfluß sofort auf. Daß Licht in einer Halbleitersperrschicht eine Ionisation und damit einen Stromfluß bewirkt, gilt für alle Sperrschichtableiter, also für Silizium wie für Germanium, für Planar- wie für Legierungstransistoren. Voraussetzung ist nur, daß das Licht bis zu der Sperrschicht in den Kristall eindringen kann. Deshalb eignen sich Planartransistoren nach Abb. 142 am besten.

Was ist nun eine Fotodiode? Lassen wir bei dem Transistor in Abb. 142b die Kol-

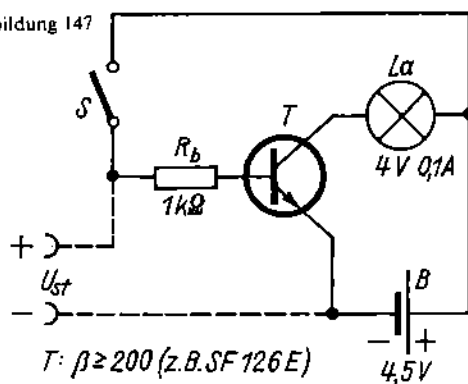
lektorzone weg oder schließen wir sie einfach nicht an, dann verbleibt mit der einzigen Sperrschicht (Emitter—Basis) eine einfache Diode, an deren Anschlüssen wir den durch das Licht ausgelösten Strom abnehmen können. Der Fototransistor hat jedoch einen höheren Wirkungsgrad bzw. ermöglicht schon bei sehr schwachem Licht einen ausreichend starken Stromfluß, weil der durch das Licht ausgelöste innere Basisstrom nach außen verstärkt als Kollektorstrom auftritt. Wir können also mit der Stärke des Lichts den Kollektorstrom steuern. Die Basis wird bei Fototransistoren meistens nicht angeschlossen, bzw. es ist überhaupt kein äußerer Basisanschluß vorhanden (solche Fototransistoren haben also nur die Anschlußdrähte E und C). Jetzt ist auch klar, warum normalerweise Transistoren und Dioden in lichtdichten Gehäusen verschlossen sein müssen. Könnte Licht auf sie einwirken, so käme es auch bei ihnen zu dem fotoelektrischen Effekt — bei Dioden wäre das z. B. gleichbedeutend mit verschlechtertem Sperrwiderstand!

Ebenfalls auf fotoelektrischem Effekt beruhen die Silizium-Fotoelemente, die in letzter Zeit als Solarzellen zur Energiegewinnung bekannt wurden. Da sie für unsere Basteleien vorläufig noch keine Bedeutung haben, wollen wir sie hier nur kurz erwähnen. Sie sind im Prinzip nichts anderes als Siliziumdioden mit besonders großer Sperrschichtfläche. Das Licht bewirkt durch Ionisationsvorgänge in ihrer Sperrschicht eine Spannung zwischen den Grenzflächen, die allerdings gering (weit unter 1 V) ist und an den Diodenanschlüssen abgenommen werden kann. Vorläufer dieser Solarzellen sind die von Foto-Belichtungsmessern bekannten Selen-Fotoelemente. Auch sie sind nichts anderes als Seliendioden. Wir kennen sie bereits als Selengleichrichter (Abb. 131). Wenn bei einem solchen Selengleichrichter die Se-

lenschicht und die darüberliegende Deckschicht lichtdurchlässig und sehr dünn gemacht werden, bewirkt das Licht auch in dieser Selensperrschicht eine Ionisation, so daß an den Anschlüssen dieser Diode eine Spannung abgenommen werden kann. Ihre Größe ist ein direktes Maß für die auftreffende Lichtstärke. Zeigt man sie mit einem empfindlichen Drehspulmeßinstrument an, so kann dessen Skale direkt in Lichtstärken oder – für Foto- und Filmzwecke gleich umgerechnet – in Filmbelichtungswerten geeicht werden. Dies ist das Prinzip des Belichtungsmessers.

Untersuchen wir nun, was es mit der Anwendung eines Transistors als Schalter auf sich hat. Da wir bereits wissen, wie ein Transistor arbeitet, wird uns hier kaum Neues begegnen. Betrachten wir dazu Abb. 147. Die punktierten Anschlüsse sollen zunächst nicht vorhanden sein, Schalter S ist geöffnet, R_b erhält also keine Spannung, es fließt kein Basisstrom. Demzufolge ist der Transistor gesperrt, und es fließt auch kein Kollektorstrom (den schwachen Kollektorreststrom – vgl. Seite 163 – wollen wir zunächst nicht beachten). Im Kollektorkreis liegt Lampe La . Da kein Kollektorstrom fließt, ist sie erloschen. Dies ist der Aus-Zustand (Sperrzustand) des Transistors. Was geschieht nun, wenn wir Schalter S schließen? Über B , S , R_b , T (Basis–Emitter) kommt ein Basisstrom zustande. Wir wollen nun mit den in Abb. 147 angegebenen Werten rechnen. Für T ist ein Stromverstärkungs-Mindestwert von $\beta = 200$ vorgeschrieben. Den Widerstand der Basis–Emitter-Strecke wollen wir zur Vereinfachung vernachlässigen. Die Frage lautet: Wie stark ist der Basisstrom des Transistors? Mit $U_B = 4,5\text{ V}$ und $R_b = 1\text{ k}\Omega$ erhalten wir sofort $4,5\text{ mA}$ für den Basisstrom. Wenn wir nun noch beachten, daß ein Teil der Spannung (wir können mit etwa $0,5\text{ V}$ rechnen) am Basis–Emitter–Über-

Abbildung 147



gang abfällt, so verbleiben für R_b noch 4 V , und als Basisstrom erhalten wir mindestens 4 mA . Da T diesen Strom 200-fach verstärkt, ergibt sich ein Kollektorstrom von $4 \cdot 200 = 800\text{ mA} = 0,8\text{ A}$. Doch halt – im Kollektorkreis liegt Lampe La , und sie nimmt bei 4 V Spannung nur $0,1\text{ A}$ auf, wie in der Zeichnung angegeben ist! Wird sie hier überlastet? Ermitteln wir erst einmal, welche Stromstärke im Lampenstromkreis höchstens fließen kann. Stellen wir uns dazu vor, daß wir den Kollektor- und den Emitteranschluß des Transistors direkt miteinander verbinden (kurzschließen), so daß La an der Batterie B liegt. Dann fließt nur der mit $0,1\text{ A}$ angegebene Lampenstrom – mehr kann es also auch dann nicht sein, wenn der Transistor zusätzlich im Lampenstromkreis liegt! Tatsächlich würde der Transistor, wie wir zuvor errechnet haben, $0,8\text{ A}$ Kollektorstrom aufnehmen – wenn die Lampe so viel Strom durchlassen würde. Es kann aber nur der von der Lampe her mögliche Strom im Kollektor fließen, obwohl der von R_b bestimmte Basisstrom eigentlich einen viel höheren Kollektorstrom zulassen würde. Die Folge ist, daß zwischen Kollektor und Emitter nur noch ganz wenig Spannung abfällt; fast die ganze Batteriespannung wird also an der Lampe wirksam. Man spricht dabei vom „gesättigten“ Zustand des Transistors oder sagt, der Transistor ist „voll durch-

gesteuert“. Um zu verstehen, was es mit dieser „Sättigung“ auf sich hat, machen wir in Gedanken einen Versuch. Wir stellen uns vor, daß R_b zunächst einen viel höheren Wert hat als angegeben und daß wir R_b dann langsam verringern und damit den anfangs schwachen Basisstrom allmählich steigern. Beginnen wir mit $R_b = 100\text{ k}\Omega$ (wir runden alle Werte wieder ab). Damit erhalten wir einen Basisstrom von $0,04\text{ mA}$, er bewirkt (mit $\beta = 200$ des Transistors) einen Kollektorstrom (der durch L_a fließt) von 8 mA . L_a können wir als Widerstand auffassen, mit den angegebenen Lampenwerten wären bei L_a also $40\ \Omega$ vorhanden, und mit einem Kollektorstrom von 8 mA fallen an diesen $40\ \Omega$ etwa $0,32\text{ V}$ ab. Der Rest der Batteriespannung (etwa $4,18\text{ V}$) fällt als Kollektorspannung zwischen Kollektor und Emitter ab. Wir verringern jetzt R_b auf $10\text{ k}\Omega$ und erhalten etwa $0,4\text{ mA}$ Basisstrom, damit etwa 80 mA Kollektorstrom durch L_a , und mit dem Lampenwiderstand von $40\ \Omega$ fallen an L_a nun etwa $3,2\text{ V}$ ab. Für die Kollektorspannung verbleiben daher noch etwa $1,3\text{ V}$. Wenn wir R_b jetzt in kleinen Schritten immer mehr verringern und diese Rechnung jedesmal wieder durchführen, werden wir bald eine Kollektorspannung von 0 V errechnen. Noch weniger kann die Kollektorspannung nicht werden, selbst wenn wir den Basiswiderstand weiter verringern und den Basisstrom damit entsprechend steigern! Sobald der Lampen-Nennstrom $0,1\text{ A}$ erreicht ist, fällt (rechnerisch) die ganze Batteriespannung nur noch an der Lampe ab, die dadurch voll aufleuchtet, also voll eingeschaltet ist. Eine weitere Erhöhung des Basisstroms ändert im Kollektorstromkreis dann gar nichts mehr. Allerdings wird die Spannung zwischen Kollektor und Emitter niemals wirklich Null; wenn zwischen Kollektor und Emitter keine Spannung mehr vorhanden wäre, könnte im Transistorin-

nern natürlich auch kein Strom mehr fließen! Aber die Spannung am Transistor kann tatsächlich auf $0,1\text{ V}$ und weniger absinken (Transistoren, die für diese Schalteranwendung bestimmt sind, kommen schon mit $0,05\text{ V}$ Kollektorspannung aus!), so daß fast die ganze Batteriespannung an der Lampe auftritt. Vernachlässigen wir diese geringe Kollektor-Restspeisung von $0,1\text{ V}$ oder weniger, so haben wir für die Lampe die gleichen Verhältnisse, als befände sich zwischen Kollektor- und Emitteranschluß statt des Transistors ein einfacher Schalter, der geschlossen ist. Öffnen wir nun Schalter S: Der Basisstrom und damit auch der Kollektorstrom werden Null. Jetzt können wir wieder annehmen, daß sich im Lampenstromkreis ein einfacher geöffneter Schalter befindet.

Das ist eigentlich schon das vollständige Prinzip des Transistors als Schalter. Was man damit praktisch beginnen kann, ist aus Abb. 147 noch nicht so recht zu ersehen, denn mit Schalter S könnte man die Lampe ja auch direkt ein- und ausschalten. Doch in einem späteren Kapitel werden wir Anwendungen des Prinzips kennenlernen. Eine wichtige Möglichkeit ist in Abb. 147 schon punktiert angedeutet: Schalter S muß kein mechanischer Kontakt sein. Wir können ihn weglassen und statt dessen eine Steuerspannung U_s anlegen, die dann über R_b den Basisstrom und damit das Einschalten der Lampe bewirkt. Diese Steuerspannung muß nicht der Lampenbatterie entstammen, sondern kann beliebig fremder Herkunft – etwa aus anderen Transistorstufen – sein. Wir erkennen daran schon, daß wir mit dem Transistor in Abb. 147 die Lampe völlig kontaktlos ein- und ausschalten können. Statt der Lampe können auch eine Relaiswicklung, ein Wecker oder andere Organe vorhanden sein, die mit Schalter S oder kontaktlos mit Steuerspannung U_s aus- und einschaltbar sind.

Mit den in Abb. 147 angegebenen Bauelementwerten können wir diesen Versuch auch praktisch ausführen. Als Transistor eignet sich besonders der npn-Si-Typ SF 126 E (die Stromverstärkungsgruppe E der SF-126-Transistoren garantiert uns, daß β in jedem Fall größer als 200 ist).

Das Prinzip des Transistors als Schalter ist also recht einfach. Allerdings ist einiges zu beachten. Selbstverständlich muß der Transistor mindestens für die zu schaltende Kollektorstromstärke geeignet (in unserem Beispiel also mindestens 0,1 A oder sicherheitshalber mehr „vertragen“) und für eine Kollektorspannung mindestens im Wert der Batteriespannung zugelassen sein (bei gesperrtem Transistor fällt an L_a keine Spannung ab, weil kein Kollektorstrom fließt, also steht die gesamte Betriebsspannung dann zwischen Kollektor und Emitter). Wichtig ist auch, daß der Transistor im Schalterbetrieb entweder ganz gesperrt ist (Basisstrom = Null) oder bis zur Sättigung geöffnet wird (Kollektorspannung dann 0,1 V oder weniger). Ein „Zwischenzustand“, wie er in unserem Rechenbeispiel mit 8 mA oder 80 mA Kollektorstrom und 4,18 V bzw. 1,3 V Kollektorspannung auftrat, muß unbedingt vermieden werden, denn dabei könnte der Transistor durch zu starke Erwärmung überlastet werden! Für einen völligen Sperrzustand läßt sich leicht sorgen (S offen in Abb. 147). Um mit Sicherheit den vollen Sättigungszustand zu erreichen, ist es notwendig, den Basisstrom so stark (R_b so niedrig) zu machen, daß der Transistor – wenn im Kollektorkreis kein Widerstand vorhanden wäre – ein Mehrfaches des zu schaltenden Stromes als Kollektorstrom aufnehmen würde. Das ist der Grund, weshalb in Abb. 147 R_b mit nur 1 k Ω bemessen ist und wir zu Beginn unserer Rechnung (ohne L_a zu berücksichtigen) auf 0,8 A Kollektorstrom gekommen sind, obwohl

nur 0,1 A für L_a benötigt wird. Der Kollektorstrom bei Transistoren, die als Schalter arbeiten, wird also nur vom Widerstand im Kollektorkreis – also von dem zu schaltenden Verbraucher – bestimmt, nicht vom Basisstrom wie bei NF-Verstärkerstufen. Ein Schalttransistor hat deshalb auch nur zwei Betriebszustände – entweder voll durchgesteuert, also gesättigt, oder völlig gesperrt – und keinen „Arbeitspunkt“ mit mittlerem Kollektorstrom. Dies ist der entscheidende Unterschied zur Betriebsweise als Verstärker.

Wie wir gesehen haben, wirkt der Transistor in diesem Fall vergleichsweise wie ein Schalter im Lampenstromkreis – er ist aber leider kein vollkommener Schalter, wie wir das von mechanischen Kontakten gewohnt sind. Im gesperrten Zustand („Schalter aus“) fließt, wie wir wissen, trotz stromloser Basis noch ein – wenn auch sehr geringer – Kollektorreststrom (vgl. Seite 163), der sozusagen wie ein kleiner „Isolationsfehler“ an einem mechanischen Kontakt wirkt und in manchen Fällen stören kann. In durchgesteuertem, gesättigtem Zustand („Schalter ein“) fällt zwischen Kollektor und Emitter immer noch eine – wenn auch geringe, stets weniger als 0,5 V, meist weniger als 0,1 V betragende – Spannung ab, die dem zu schaltenden Verbraucher verlorengeht. Das können wir uns so vorstellen, als ob unser „Schalter“ noch einen kleinen Durchgangswiderstand aufweist. Aus alledem ersehen wir: Ein Transistor vermag zwar in vielen Fällen die Aufgabe eines mechanischen Schaltkontaktes zu übernehmen – ein idealer Schalter ist er aber nicht. Andererseits arbeitet er sehr schnell: Durch entsprechendes Steuern des Basisstromes kann ein Transistor viele tausend Mal in der Sekunde, in speziellen Anwendungen sogar viele Millionen Mal in der Sekunde geöffnet und gesperrt werden. Mit diesem Hauptvorteil

ist er jedem mechanischen Schaltkontakt weit überlegen. Fast alle Elektronikanwendungen — bis hin zur Mikroelektronik und Schaltkreistechnik, zu Taschenrechnern und Computern — beruhen auf dem einfachen Prinzip des Transistorschalters und seiner „Schnelligkeit“! Warum das so ist, werden wir in einem späteren Kapitel am Zusammenspiel mehrerer Transistoren als Schalter, die sich gegenseitig steuern, noch sehen.

Integrierte Schaltkreise

Die Transistortechnik hat eine stürmische Weiterentwicklung der gesamten Elektronik ausgelöst, was zu immer umfangreicheren Schaltungen mit einer zunehmend größeren Anzahl von Transistoren je Gerät führte. Von allem in der Rechentechnik und in der Computertechnik waren bald Tausende von Transistoren und eine kaum noch übersehbare Anzahl von Verbindungsleitungen zwischen ihnen notwendig. Doch je mehr Einzelteile und Verbindungen ein Gerät hat, um so störanfälliger wird es und um so schwieriger und teurer die Herstellung. Deshalb begannen die Konstrukteure bald zu überlegen, wie sich die große Anzahl von Einzeltransistoren verringern ließe, ohne daß die Anzahl der von ihnen ausgeführten Funktionen geringer würde. Den Durchbruch — und damit den Beginn eines neuen Zeitalters in der Elektronik — brachte die Entwicklung der Integrierten Schaltkreise, mit denen zugleich der Begriff der Mikroelektronik entstand. Integrierte Schaltkreise sind eine Weiterentwicklung der Planartechnik, wie wir sie schon vom Transistor her kennen (Abb. 136 und Abb. 142). Zunächst gelang es durch immer verfeinerte Herstellungsverfahren, die Abmaße eines Transistors auf dem Kristallplättchen (Abb. 142) ständig weiter zu verringern. Inzwischen kann man

eine vollständige Transistorstruktur auf einer Fläche unterbringen, die weniger als $\frac{1}{1000}$ mm² beträgt. Wenn man ein Siliziumkristallplättchen von etwa 5 mm × 5 mm Kantenlänge benutzt, würde also von seiner Fläche nur ein ganz geringer Bruchteil für einen Transistor benötigt. Man kann daher auf diesem Kristall entsprechend viele Transistorsysteme nebeneinander anordnen (der Aufbau nach Abb. 142b, c ist also auf einem einzigen Kristallplättchen einige hundert oder sogar viele tausend mal nebeneinander vorhanden!). Alle Transistoren dieses Plättchens werden in einem einzigen Arbeitsgang hergestellt; sie fallen deshalb völlig datengleich aus. Allerdings nützt das zunächst wenig, denn man kann nicht für 1000 Transistoren 3000 Anschlußdrähte aus dem Kristallplättchen herausführen. Die Transistoren lassen sich aber auf dem Kristall untereinander verbinden. Stellen wir uns den Aufbau nach Abb. 142b zweifach nebeneinander auf einem Plättchen vor. Vom Kollektorschluß C könnte man mit einer winzigen Leitung direkt zum nächsten Transistor verbinden. Wie stellt man solche winzigen Verbindungen her? Sie werden — ähnlich wie die Transistoren — ebenfalls als extrem dünne, nur etwa $\frac{1}{1000}$ mm breite Metall-Leiterbahnen aufgedampft! In Abb. 142b muß beispielsweise im SiO₂-„Fenster“ des Kollektorschlusses ohnehin eine dünne Metallschicht als Kontaktfläche aufgedampft werden (beim Einzel-Transistor würde später an ihr der Bonddraht befestigt). Diese Metallkontaktfläche kann man vom Kollektor aus seitlich über die SiO₂-Deckschicht hinauslaufen lassen; sie führt bis zum Basis-„Fenster“ des nächsten Transistors. So entstehen zwischen allen Transistoren eines Kristallplättchens sämtliche für eine vollständige Schaltung notwendigen Verbindungen durch Aufdampfen winziger Metallbahnen, wobei Aufdampfmasken dafür

sorgen, daß sich überall die richtigen Verbindungswege einstellen. Damit entsteht schon bei der Transistorherstellung auf einem Kristall gleich eine vollständig verbundene Schaltung, die zuvor in den verwendeten Aufdampfmasken „enthalten“ war und die auf dem Kristall eine vollständige Funktionseinheit – beispielsweise einen mehrstufigen Verstärker – entstehen läßt. Der einzige Kristall enthält dann die ganze Schaltung, die bisher mühsam aus vielen Einzeltransistoren und Widerständen zusammenge­lötet werden mußte! An äußeren Anschlüssen bekommt dieser Integrierte Schaltkreis – dessen Name wohl nicht erklärt zu werden braucht – nur noch die für die gemeinsame Betriebsspannung sowie die am Anfang und Ende der Schaltung notwendigen Eingangs- und Ausgangsanschlüsse. Das Ganze wird wie ein Einzeltransistor in einem Metall- oder Plastikgehäuse verschlossen, das nicht größer zu sein braucht als bei einem einzelnen Transistor (die Gehäusegröße ergibt sich bei Schaltkreisen nur noch aus der Anzahl der herauszuführenden Anschlüsse). Ein einziger solcher Schaltkreis kann viele tausend Einzeltransistoren enthalten und beispielsweise ein komplettes Rechenwerk für einen Taschenrechner ergeben. Allerdings haben Schaltkreise auch einen kleinen „Nachteil“ (besonders für Bastler): Während wir mit einzelnen Transistoren die verschiedensten Schaltungen und Geräte wahlweise zusammensetzen und auch ändern können, ist durch den inneren Aufbau des Schaltkreises, der ja gewissermaßen eine komplette Schaltung darstellt, sein Verwendungszweck meistens fest vorgegeben. Mit einem Schaltkreistyp, der für den Einsatz in Farbfernsehgeräten vorgesehen ist, kann man eben nur die Stufe des Farbfernsehers bauen, für die er bestimmt ist – anderes läßt sich mit dem Schaltkreis nicht beginnen. Es gibt beispielsweise auch

spezielle Schaltkreise, die die vollständige Programmablaufsteuerung für eine vollautomatische Nähmaschine enthalten; ein Bastler kann damit, falls er nicht gerade eben diese vollautomatische Nähmaschine aufbauen will, nichts anderes beginnen. Trotzdem hat diese Spezialisierung ihren Sinn: Denken wir nur an die inzwischen bekannten Quarzarmbanduhren mit digitaler Ziffernanzeige. Für sie sind Tausende einzelner Transistorfunktionen erforderlich. Wollte man so etwas mit einzelnen Transistoren aufbauen, so hätte die gleiche Uhr die Größe eines mittleren Schrankes (die ersten Quarzuhren, noch vor Entwicklung der Schaltkreistechnik gebaut, waren tatsächlich so groß). Für uns haben diese Schaltkreise deshalb vorläufig kaum Bedeutung, zumal sie wegen ihres komplizierten „Inhalts“ auch nur für größere, komplizierte Geräte in Betracht kommen. Der Gerätebauer – und auch der Bastler – muß außerdem – wenn er Transistorbasteln gewohnt ist – „umdenken“, weil er mit einem Schaltkreis nicht mehr ein einzelnes Bauelement mit überblickbarer Funktion, sondern ein kompliziertes Gebilde mit entsprechendem „Verhalten“ in die Hand bekommt. Die meisten Schaltkreise sind so kompliziert aufgebaut, daß man sie mit der gewohnten Schaltungszeichnung nicht mehr darstellen kann (solche Schaltpläne der „Innenschaltung“ eines Schaltkreises nehmen beim Hersteller manchmal ganze Wandflächen ein!). Andererseits ist für denjenigen, der damit ein Gerät aufbauen will, die Kenntnis des Inneren des Schaltkreises gar nicht erforderlich. Der Gerätekonstrukteur benutzt den Schaltkreis wie ein einzelnes Bauelement, zu dem der Schaltkreishersteller alle erforderlichen Betriebswerte genau angibt: beispielsweise die fest vorgeschriebene Betriebsspannung, die Anschlußdaten für Ein- und Ausgänge, Steueranschlüsse sowie die genauen

Werte für eventuell noch außen anzuschließende einzelne Bauelemente. Der Gerätekonstrukteur hält sich an diese Herstellerangaben (womit freilich sein Spielraum beim Entwickeln von Anschlußschaltungen und Anwendungen eingeschränkt wird) und braucht dann selbst nicht zu wissen, was im Schaltkreis im einzelnen vor sich geht, wie viele Transistoren er enthält usw. Diese Einzelheiten werden vom Hersteller meistens auch gar nicht bekanntgegeben.

Für uns genügt es, dies zu wissen: Ein integrierter Schaltkreis enthält eine große Anzahl einzelner Transistoren auf einem einzigen Kristall, die untereinander für einen bestimmten Zweck oder zu bestimmten Funktionseinheiten (zur fertigen Schaltung) bereits verbunden sind. Welche Bauelemente an welche Anschlüsse außen anzuschließen sind, welche Betriebsspannung man benutzen muß usw., ist für den einzelnen Schaltungstyp immer fest vorgeschrieben. Integrierte Schaltkreise werden demzufolge vorzugsweise für große und komplizierte Geräte verwendet, deren Aufbau mit Einzeltransistoren zu umständlich oder zu störungsanfällig wäre. Begegnet uns einmal in einer Bauanleitung ein Schaltkreis, dann brauchen wir uns nicht dafür zu interessieren, was genau in ihm „drin“ ist; es genügt, den vorgesehenen Verwendungszweck zu kennen, aber wir müssen alle für die Schaltkreisanschlüsse angegebenen elektrischen Werte, Bauelementewerte usw. genau einhalten.

Wir haben bisher nur erwähnt, daß auf dem Kristall eines Schaltkreises sehr viele Transistoren untereinander zu einer vollständigen Schaltung verbunden sind. Wir wollen hier nicht näher darauf eingehen, daß es verschiedene Funktionsarten gibt: „analoge“ Schaltkreise, in denen die Transistoren als NF- oder HF-Verstärker, und „digitale“ Schaltkreise, in denen alle Transistoren als Schalter arbeiten. Auch sei hier nur

kurz erwähnt, daß man Schaltkreise sowohl mit Bipolartransistoren in Planartechnik (Abb. 142) fertigen kann – wobei in einem Schaltkreis npn- und pnp-Transistoren gemeinsam vorkommen können, ohne daß der Benutzer des Schaltkreises das zu wissen braucht –, aber auch MOSFET-Schaltkreise mit Feldeffekttransistoren ähnlich Abb. 136 hergestellt werden. Im Gegensatz zu Einzeltransistoren, bei denen die Bipolar-technik nach Abb. 142 vorherrscht, hat die MOSFET-Technik bei Schaltkreisen – besonders bei hochkomplizierten Typen für Uhren, Rechner, Computer u. ä. – die größere Bedeutung. Der Anwender solcher Schaltkreise braucht sogar die Herstellungstechnik nicht unbedingt zu kennen, da für den Schaltkreis ja alle äußeren Anschlußwerte vom Produzenten fest vorgeschrieben sind.

Um anzudeuten, welche Probleme bei der Entwicklung der Schaltungstechnik zu lösen waren, wollen wir wenigstens eine Einzelheit herausgreifen. Bereits in unseren einfachen Beispielen für Transistor-Verstärkerstufen (z. B. Abb. 146) haben wir schon gesehen, daß man für eine vollständige Schaltung außer Transistoren zumindest noch Widerstände benötigt. Daß sich viele Einzeltransistoren auf einem Kristall nebeneinander herstellen und verbinden lassen, haben wir erfahren – wo aber befinden sich in dieser Schaltung die Widerstände? Sie müssen ja irgendwie mit in den Schaltkreis hineingebracht werden, denn wenn man sie einzeln außen einschließen wollte, benötigte man Hunderte von Anschlüssen und viele Widerstände zu einem einzigen Schaltkreis: Nichts wäre gewonnen! Tatsächlich werden auf dem Kristallplättchen außer den Transistoren auch die zur fertigen Schaltung gehörenden Widerstände mit integriert. Sehen wir noch einmal Abb. 136b an. Wir haben beim MOSFET bereits erwähnt, daß dessen Kanal – wenn wir auf das Gate

verzichten – nichts weiter als ein ohmscher Widerstand ist, den man auch für diesen Zweck benutzen kann! Im Schaltkreis ist nun immer dort, wo die Schaltung einen Widerstand benötigt, ein solcher Halbleiterkanal (ohne Gate) vorhanden, oft sogar ein vollständiger MOSFET nach Abb. 136b. Das hat den Vorteil, daß man den Kanalwiderstand eines solchen als Widerstand verwendeten MOSFET mit einer im Schaltkreis selbst erzeugten festen Gatespannung auf bestimmte Werte einstellen kann. Anderenfalls erzeugt man den gewünschten Ohmwert durch entsprechend bemessene Länge, Breite und Tiefe des Halbleiterkanals. Auf dem Schaltkreis-kristall werden also zugleich Transistoren ähnlich Abb. 142 und als Widerstände dienende Kanäle oder MOSFET ähnlich Abb. 136 hergestellt.

Was jetzt noch fehlt, sind Kondensatoren. Sie bilden bei der Schaltkreisherstellung das größte Problem. Kleine Kapazitäten (allenfalls wenige 100 pF) kann man ähnlich Abb. 136b herstellen. Man benutzt dann den Kanalbereich als einen, das Gate als anderen Belag des so zustande gekommenen Kondensators. Größere Kapazitätswerte lassen sich (ebenso wie Induktivitäten) nicht integrieren. Werden sie unbedingt benötigt, so muß man sie als einzelne Bauelemente am Schaltkreis außen anschließen. Das aber bedarf zusätzlich herausgeführter Anschlüsse, und deren Anzahl ist aus Platzgründen (Gehäusegröße) beschränkt! Deshalb versucht man, solche Schaltungen für Schaltkreise zu entwerfen, die mit wenigen Kondensatoren und möglichst ganz ohne Induktivitäten (Spulen) auskommen. Das gelingt nur, indem man Schaltungsprinzipien anwendet, die zwar einen einzigen Kondensator einsparen, dafür aber 10 oder 20 Transistoren mehr benötigen (nur, um den Kondensator zu ersetzen!). Auch dadurch erklärt sich die verblüffend große

Anzahl von Transistorsystemen in einem Schaltkreis.

Das ist aber nur scheinbar ein umständlicher Weg. Überlegen wir: Wenn wir ein Siliziumplättchen mit der gut herstellbaren Größe von 3 mm × 3 mm haben und für eine vorgesehene Schaltung darauf etwa 10 Transistoren zur eigentlichen Funktion brauchen, dann ist auf dem Plättchen noch sehr viel Platz „übrig“. Wenn unsere Schaltung für die 10 Transistoren 10 Koppelkondensatoren benötigt, müßten wir extra dafür 20 Anschlußdrähte herausführen. Wir nehmen dann besser eine andere Schaltung, die das gleiche leistet, vielleicht nur einen Kondensator (also zwei zusätzliche Anschlüsse) benötigt, dafür aber statt 10 Transistoren nun 50 Transistoren braucht. Platz dafür ist genug auf dem Siliziumplättchen, und Mehrkosten entstehen auch nicht, denn das Material (Silizium) ist das gleiche, und die Herstellung aller Transistoren auf dem Plättchen geschieht sowieso gleichzeitig, so daß ihre Anzahl keine Rolle spielt. Auch die Zuverlässigkeit wird nicht eingeschränkt.

Entwickler von Schaltkreisen nehmen deshalb lieber einen Mehraufwand von Dutzenden von Transistoren in Kauf, auch, falls dadurch der Stromverbrauch des Schaltkreises etwas größer wird, wenn sie mit diesen zusätzlichen Transistoren einen einzigen Widerstand oder Kondensator einsparen können. Aus solchen und noch vielen anderen Gründen sind für Schaltkreise zahlreiche neue Schaltungsweisen entwickelt worden, die mit Einzeltransistoren nicht realisierbar wären. Ein Integrierter Schaltkreis ist deshalb nicht nur einfach eine herkömmliche, jetzt auf einem Kristall „untergebrachte“ Schaltung, sondern arbeitet oft nach ganz anderen Prinzipien, deren Einzelheiten nur die Schaltkreishersteller zu kennen brauchen. Die Anzahl der in einem Schaltkreis enthaltenen

Transistorsysteme ist deshalb auch kein Maß für die Leistungsfähigkeit und nicht zum Vergleich mit Schaltungen geeignet, die aus Einzeltransistoren zusammengesetzt werden.

Äußerlich sehen Integrierte Schaltkreise ausgesprochen „harmlos“ aus. Sie können in transistorähnlichen runden Metallgehäusen (die dann meist mehr als drei, maximal etwa 12 Anschlußdrähte haben) untergebracht sein. Am häufigsten findet man rechteckige Plast- oder Keramikgehäuse, die an beiden Längs-

seiten Anschlußstifte in unterschiedlicher Anzahl (mindestens 4, sehr oft 14 oder 16, bei sehr komplexen Schaltkreisen für Rechner oder Uhren auch bis zu 40 und mehr) haben. Die Zahl der Anschlußstifte bestimmt die Gehäusegröße – der eigentliche Schaltkreis auch in den größten Gehäusebauformen ist selten größer als 5 mm × 5 mm! Die Anzahl der verfügbaren Schaltkreistypen (und ihrer Anwendungsfälle) ist inzwischen so groß, daß allein ihre tabellarische Aufzählung viele dicke Bücher füllt!

Aus vielen Teilen wird ein Ganzes

Wir lesen Schaltungen

Eigentlich haben wir das Schaltungslesen schon im ersten Teil des Buches gelernt, gewissermaßen nebenbei. Wir wissen bereits, daß der Techniker zur Darstellung von Stromläufen für die einzelnen Bauteile Schaltsymbole benutzt. Diese Symbole werden in der Schaltzeichnung (oder kurz: der Schaltung) so angeordnet, daß sich eine möglichst kurze und vor allem übersichtliche Linienführung für die Leitungsverbindungen ergibt. Die Lage der Schaltzeichen sagt also nichts über die tatsächliche Anordnung im fertigen Gerät aus.

Die meisten Schaltsymbole sind genormt; die wichtigsten haben wir im Zusammenhang mit der Erklärung der Bauteile schon kennengelernt. Einige weitere werden uns noch begegnen.

Im Anhang ist eine Tabelle mit den für unsere Zwecke wichtigsten Schaltzeichen zu finden, dort werden auch einige Hinweise zur Anwendung dieser Zeichen und zu den betreffenden Bauteilen gegeben. Die Schaltzeichnung, auch Stromlaufplan genannt, ist die wichtigste Arbeitshilfe bei unseren Basteleien. Aus ihr ersehen wir nicht nur, wie das Gerät funktioniert; wir können daraus auch entnehmen, welches Material wir brauchen. Bei manchen Bauanleitungen werden Stücklisten angegeben — Aufstellungen für das benötigte Material. Wir werden in Zukunft ohne diese Stücklisten auskommen, da wir uns diese Einzelheiten aus der Schaltzeichnung genausogut

selbst herausschreiben können. Das hat zugleich den Vorteil, daß wir sofort erkennen, an welcher Stelle wir das eine oder andere Bauteil, das wir schon haben, an Stelle des angegebenen verwenden können.

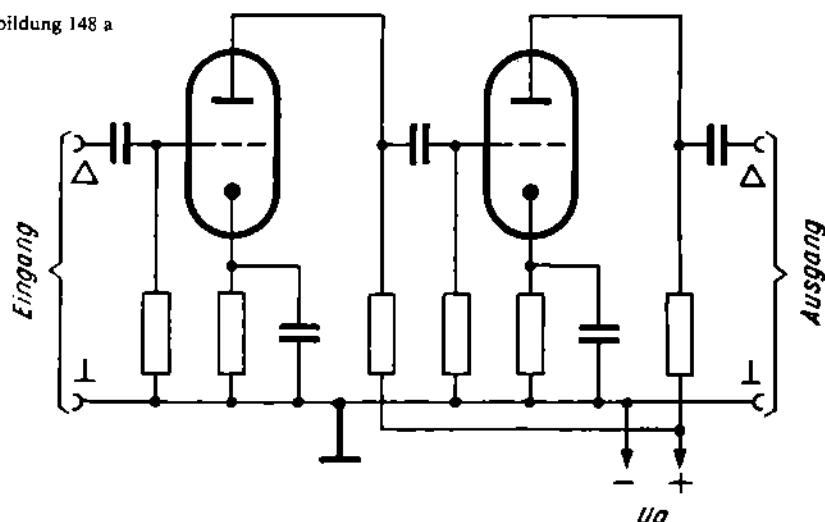
Wir wollen uns angewöhnen, die elektrischen Größen der Bauteile (Ohmwert, Kapazitätswert usw.) im Schaltbild gleich bei dem Bauteil einzutragen. Erstens erleichtert das ein Verstehen der Schaltungsfunktion: Wenn wir zum Beispiel einen Kondensator sehen, müssen wir auch seine Größe kennen, um zu wissen, welche Wirkung er verursacht! Zweitens brauchen wir nicht alle Werte noch einmal gesondert in der Stückliste zusammenzustellen. Neutrale Kennzeichnungen, Numerierungen (etwa R 1, R 2, R 3 usw. für Widerstände) verwenden wir zusätzlich nur dort, wo einzelne Teile — etwa im Zusammenhang mit der Textbeschreibung oder aus anderen Gründen — besonders gekennzeichnet werden sollen oder wo es sich um eine allgemeine Beschreibung handelt, bei der die Größe der einzelnen Teile nicht so sehr interessiert. Dies haben wir ja im ersten Teil dieses Buches schon oft gemacht.

Ein Schaltzeichen wollen wir noch kennenlernen, es hat in Schaltbildern eine wichtige Bedeutung: das Massesymbol. Was heißt Masse? Die meisten Geräte haben entweder ein Metallgehäuse oder ein Metallchassis, das geerdet werden muß oder zumindest im Gerät gewissermaßen die „Erde“, den gemeinsamen Pol darstellt, an dem alle Stromkreise zusammenlaufen. Dieser Punkt in der Schaltung wird auch Bezugspunkt genannt.

Wenn das Gerät ein Metallgehäuse hat, ist dieses der Bezugspunkt; seine Metallmasse wird dann oft sogar als elektrischer Leitungsweg benutzt. Davon kommt der Ausdruck Masse.

Die Masse ist also das Chassis oder —

Abbildung 148 a



wenn kein leitendes Chassis vorhanden ist oder es aus andern Gründen keine Verbindung mit der Schaltung haben darf – ein dicker blanker Draht (Masseleitung oder Bezugsleitung genannt), oft auch nur ein bestimmter Lötanschluß im Gerät. Einige Bildbeispiele werden uns das am besten erläutern.

In der Abb. 127 hatten wir es, ohne das zu wissen, schon mit der Masseleitung zu tun. Wir hatten sie dort ausnahmsweise als dicke Leitung gezeichnet. Daß sie tatsächlich durch alle Stufen des Gerätes hindurchgeht, erkennen wir am besten in Abb. 128. Auch ein Pol der Betriebsspannung U_a sowie ein Pol der Eingangs- und der Ausgangsspannung in Abb. 127 liegen an Masse.

In Abb. 148a haben wir nochmals eine zweistufige Verstärkerschaltung angegeben, aber zusätzlich das Massesymbol eingezeichnet (ausnahmsweise dick). Es könnte hier an beliebiger Stelle der Masseleitung angezeichnet werden – also auch in der Mitte oder ganz rechts oder links.

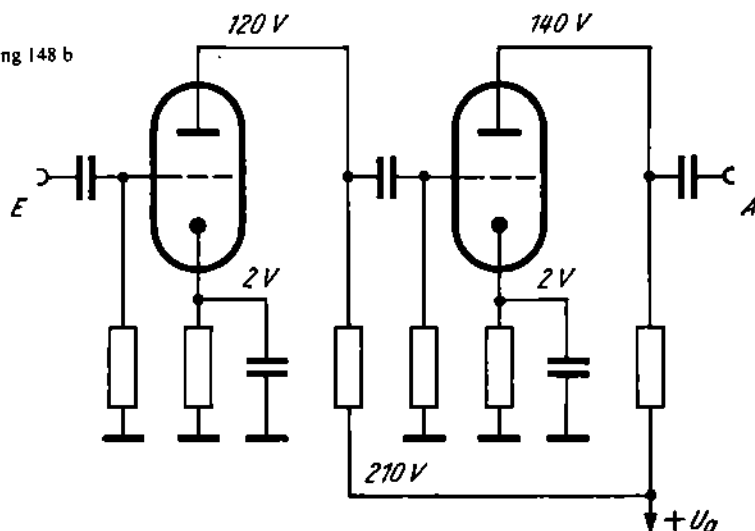
Bei größeren Schaltungen würde die Masseleitung in vielen Verzweigungen durch das ganze Bild laufen – die überwiegende Anzahl der Bauteile hat ja irgendwo mit Masse Verbindung. Um

das übersichtlicher zu gestalten, läßt man die durchgehende Masseleitung deshalb ganz weg und ersetzt sie an jedem mit Masse verbundenen Bauteil durch das Massezeichen. Die gleiche Schaltung nach Abb. 148a würde in dieser Darstellung so aussehen, wie es Abb. 148b zeigt. Alle mit dem Massezeichen versehenen Bauteile müssen wir uns also untereinander verbunden denken.

Man hat außerdem noch die Festlegung getroffen, daß alle Anschlüsse, die nur mit einem Pol dargestellt werden, den zweiten Pol an Masse haben. In Abb. 148b ist beispielsweise vom Eingangsanschluß und vom Ausgangsanschluß nur noch je ein Pol gezeichnet. Auch der Anschluß der Anodenspannung ist nur als $+U_a$ angegeben. Wir wissen dann, daß der zweite Pol der Eingangsspannung an Masse kommt, die Ausgangsspannung zwischen dem gezeichneten Pol und Masse abzunehmen ist und der Minuspol von U_a an Masse liegt.

Gleiches gilt für Spannungsangaben in Schaltbildern. Oft wird an bestimmte Leitungen die Spannung angeschrieben, die dort vorhanden sein muß und mit einem Voltmeter kontrolliert werden kann. Ein Voltmeter muß aber zwischen

Abbildung 148 b



zwei Punkten angeschlossen werden. Ist bei den Spannungsangaben nichts anderes angegeben, so ist immer die Spannung gegen Masse gemeint – der zweite Pol des Voltmeters kommt bei der Messung an Masse. Als Beispiel sind in Abb. 148b an einigen Stellen Spannungen angegeben, die zwischen dieser Leitung und Masse zu messen sind.

Bei den Technikern hat sich auch eine sprachliche Vereinfachung eingebürgert, die wir kennen müssen, obwohl sie nicht korrekt ist: Der Techniker spricht oft von „heißen“ Leitungen. Das heißt nicht, daß sich eine Leitung erwärmt. Gemeint ist, daß diese Leitung eine Spannung gegen Masse führt; meist wird eine Wechselspannung gemeint sein. Eine „kalte“ Leitung ist dann jede, die keine solche Spannung gegen Masse führt.

Dieser Ausdruck wird gewöhnlich dann benutzt, wenn kritische Leitungen vorhanden sind – also solche, die entweder sehr störungsempfänglich sind, weil sie nur sehr kleine NF-Spannungen oder besonders hohe Wechselspannungen führen. Es gibt dafür sogar ein Zeichen, das nicht genormt ist, aber oft benutzt wird: ein kleines Dreieck, wie es in Abb. 148a an Eingang und Ausgang angegeben ist.

Diese Anschlüsse sind also die „heißen“ Pole des Ein- und Ausganges, die unten, mit dem Massezeichen versehenen die „kalten“ Pole. Soviel als Erklärung, wenn uns diese Bezeichnung einmal in der technischen Literatur begegnen sollte.

Zur Abb. 148b sei noch erwähnt, daß das Massezeichen nicht etwa bedeutet, daß diese Teile einfach „irgendwo“ an Masse gelegt werden dürfen; man darf zum Beispiel die unteren (kalten!) Enden der Gitterwiderstände nicht einfach unter die nächstbeste Befestigungsschraube des Chassis klemmen! Dazu finden wir im dritten Teil des Buches noch einige Hinweise.

Alles hier Gesagte gilt ebenso für Halbleiterschaltungen. Beispielsweise wäre in Abb. 146b die untere Leitung ($-U_B$) die Masseleitung. Man könnte sie in dieser Zeichnung weglassen und R_g , R_s und C_s am unteren Ende mit Massezeichen versehen.

Bisher haben wir uns im wesentlichen mit den Grundeigenschaften der einzelnen Bauteile beschäftigt. Ab und zu hatten wir auch schon einige dieser Bauteile in einfachen Schaltungen kombiniert, um ihre Wirkung zu zeigen. Wir wollen jetzt das Zusammenwirken dieser Bau-

teile untersuchen und feststellen, wie aus vielen Teilen ein Ganzes – das fertige Gerät – wird. Beginnen wir mit den „elektrischen Weichen“.

„Elektrische Weichen“

Sehr oft stehen wir vor der Aufgabe, Gleichspannung und Wechselspannung bzw. die entsprechenden Ströme zu trennen. Beim Röhrenverstärker (Abb. 127) mußten wir bereits an der Anode die NF-Spannung von der Anodengleichspannung trennen. Abb. 149 zeigt das auszugsweise noch einmal. Der Gleichstrom fließt hier über R_a , der Wechselstrom über C_g , denn C_g läßt ja keinen Gleichstrom durch, und R_a – ja, der Widerstand läßt beide Ströme durch, oder genauer gesagt, er schwächt beide gleichermaßen. Aber lassen wir uns hier nicht durch die Röhrenfunktion ablenken! Statt der Röhre könnte auch ein Transistor vorhanden sein (Abb. 145 oder Abb. 146).

Wir lösen diese „Weiche“ einmal heraus (Abb. 150). Links legen wir zunächst Gleichspannung an. Sie kann über C nicht weiter, über R fließt aber ein Gleichstrom. Dabei geht an R Spannung verloren, doch die „Weichenstellung“ stimmt. Nun legen wir links eine Wechselspannung an. Der Wechselstrom kann über C fließen – sogar nahezu ungeschwächt, wenn wir C genügend groß machen. Über R fließt aber ebenfalls ein Wechselstrom, und zwar – bei gleicher Spannung am linken Anschluß – genauso stark wie zuvor der Gleichstrom! Der Widerstand ist also noch nicht ideal. Wir brauchen ein Bauteil, das sich (ähnlich wie der Kondensator) bei Gleich- und Wechselspannung verschieden verhält – nur im umgekehrten Sinn! Das haben wir: die Induktivität. Setzen wir diese an Stelle des Widerstandes ein (Abb. 151). Nun geht alles wunschge-

Abbildung 149

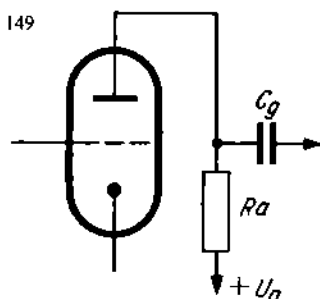


Abbildung 150

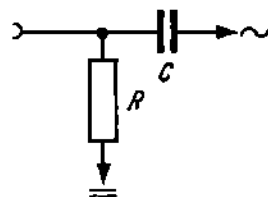


Abbildung 151

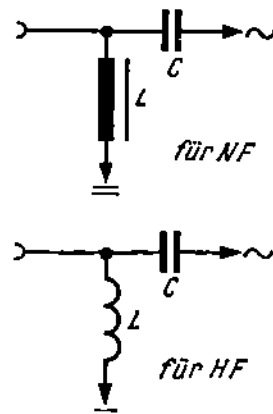
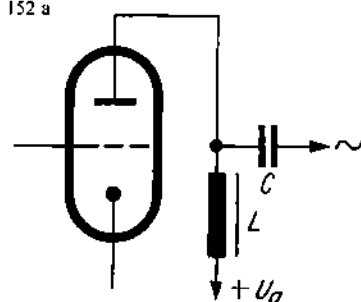


Abbildung 152 a



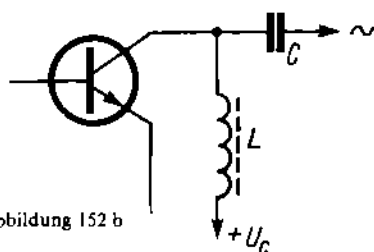


Abbildung 152 b

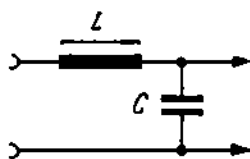


Abbildung 153

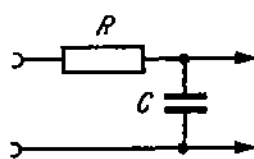


Abbildung 154

mäß: Eine Wechselspannung kann über C abfließen, wird aber von L gesperrt (wenn wir nur die Induktivität groß genug machen), eine Gleichspannung wird von C gesperrt, kann aber über L ungehindert abfließen (wenn nur der Wicklungswiderstand von L ausreichend klein ist).

In Abb. 151 ist die gleiche Schaltung dargestellt, aber unter Benutzung der für Spulen verschiedenen Symbole, wie wir sie früher schon kennenlernten (Abb. 74). Hier wird der Name Drosselspule besonders verständlich – die untere Leitung ist für Wechselstrom verdrosselt. Dieses Prinzip können wir gut bei unserem Verstärker anwenden (Abb. 152a), wenn wir R_a dort durch eine Drossel ersetzen. Der Vorteil: Die Anodenspannung ist jetzt wenig geringer als die Betriebsspannung, weil der Anodengleichstrom an der Drossel nur geringen Gleichspannungsabfall hervorruft. Trotzdem erreichen wir hohe Verstärkung, denn als Anodenwiderstand für die Schwankungen des Anodenstromes (denken wir an die Röhrenfunktion!) tritt der Scheinwiderstand der Drossel auf, und der kann sehr hoch sein. Dennoch verfährt man in NF-Verstärkern nur selten nach diesem Prinzip – die für NF nötigen Drosseln würden teuer, groß und schwer. Deshalb nimmt man statt der Induktivität fast immer doch einen Widerstand, also die „Weiche“ nach Abb. 150, die sich klein und billig bauen läßt. In der HF-Technik finden wir jedoch sehr oft Spulen als Kollektor- oder Anoden„widerstände“; sie werden hier

klein und leicht herstellbar, weil bei HF nur wenige Spulenwindungen notwendig sind. Abb. 152b zeigt ein solches Beispiel für eine HF-Transistorverstärkerstufe.

Sehr oft müssen wir aus einem Gleichstrom Wechselspannungen ausfiltern oder herausziehen. Das machen wir mit einem Siebglied nach Abb. 153: Der Gleichstrom kann die Drossel L ungehindert passieren, aber Wechselstrom wird fast ganz gesperrt. Der Kondensator C bildet zusätzlich einen Kurzschluß für Wechselspannungsreste, die durch L noch hindurchkommen könnten. Wenn eine geringe Schwächung des Gleichstromes tragbar ist (bzw. ein kleiner Spannungsabfall zulässig), kann die Drossel auch durch einen Widerstand ersetzt werden (Abb. 154). Ein solches Siebglied ist klein und billig, und die große und schwere Drossel (besonders bei NF) wird entbehrlich. Die Siebwirkung ist naturgemäß schlechter als in Abb. 153. Der Widerstand für sich allein hätte keinerlei Siebwirkung; zusammen mit C bildet er aber einen Spannungsteiler für Wechselspannung. Die Wechselspannung an C wird um so geringer, je höher ihre Frequenz und je größer C im Verhältnis zu R ist – man wird C also möglichst groß machen. Ein solches Siebglied heißt RC-Siebglied im Gegensatz zum LC-Siebglied nach Abb. 153.

Diese Siebglieder sperren die Wechselspannung. Will man den umgekehrten Effekt erreichen – das Siebglied soll Gleichspannung und eventuell auch NF (also Wechselspannungen tiefer Fre-

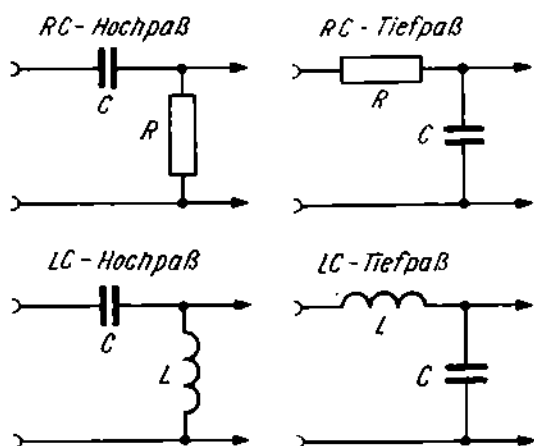


Abbildung 155

quenzen) sperren, HF (Wechselspannungen hoher Frequenzen) aber durchlassen – dann sind in Abb. 153 und 154 einfach C und L oder R gegeneinander zu vertauschen. Die Wechselspannung wird dabei um so besser durchgelassen, je höher ihre Frequenz ist; deswegen bezeichnet man ein solches Siebglied auch als Hochpaß. Der umgekehrte Fall ist demzufolge ein Tiefpaß – er läßt tiefe Frequenzen besser passieren als hohe, am besten also die Frequenz Null: den Gleichstrom. In Abb. 155 sind diese vier Fälle noch einmal veranschaulicht.

Der Schwingkreis

Schwingkreise gehören zu den wichtigsten Baugruppen in Empfängern und Sendern, ja in der gesamten Funktechnik. Sie ermöglichen es nämlich, einen Empfänger auf einen bestimmten Sender abzustimmen.

Machen wir zunächst wieder einen Versuch in Gedanken, da wir die entstehende Wirkung mit unseren Mitteln schlecht nachweisen können. In Abb. 156 haben wir einen Kondensator mit einer Gleichspannung aufgeladen – etwa indem wir ihn kurz mit einer Batterie verbunden haben. Diese Ladung be-

hält er zunächst, solange der Schalter noch offen ist. Nun schließen wir den Schalter. Was geschieht?

Der Kondensator entlädt sich über die Spule, doch nicht plötzlich, da die Selbstinduktion der Spule bewirkt, daß der Strom nur langsam ansteigen kann. Dadurch wird gleichzeitig um die Spule ein Magnetfeld aufgebaut.

Sobald der Kondensator entladen ist, müßte der Stromfluß aufhören. Aber dadurch wird auch das Magnetfeld schwächer – es bricht zusammen. Wir wissen, was nun geschieht: Die Selbstinduktionsspannung war, solange der Strom und das Magnetfeld anstiegen, dem Entladestrom des Kondensators entgegengerichtet. Nun ist es umgekehrt. Das zusammenbrechende Magnetfeld erzeugt einen Strom in der Spule, der dem Entladestrom des Kondensators gleichläuft. Auch nach Entladung des Kondensators wird der Strom weiterfließen – der Kondensator wird erneut aufgeladen, aber mit umgekehrtem Vorzeichen! Jetzt ist Minus unten am Kondensator und Plus oben.

Nachdem das Magnetfeld der Spule verschwunden ist, beginnt sich der Kondensator erneut zu entladen, und zwar in umgekehrter Richtung. In der Spule geschieht das gleiche wie soeben geschildert – der Kondensator wird wieder nicht entladen, sondern auf entgegengesetzte Polarität umgeladen –, und so pendeln die Elektronen dauernd von einer Kondensatorplatte zur anderen und wieder zurück. Das aber bedeutet nichts anderes, als daß in diesem Stromkreis ein Wechselstrom fließt!

Das Pendeln der Ladung, das Hin- und Herschwingen der Elektronen können wir uns auch so erklären: Im geladenen Kondensator ist ein gewisser Energiebe-

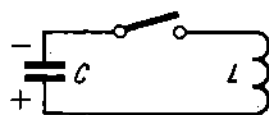


Abbildung 156

trag gespeichert, und zwar in Gestalt des elektrischen Kraftfeldes (Abb. 83)! Bei Entladung über die Spule wird das elektrische Kraftfeld über den Elektronenstrom in das magnetische Kraftfeld der Spule überführt, dieses dann wieder zurück ins elektrische Kraftfeld usw. Die im Kondensator zuvor gespeicherte Energie pendelt also dauernd zwischen dem elektrischen und dem magnetischen Kraftfeld hin und her. Dauert dieser Schwingungsvorgang ewig an? Natürlich nicht. Er würde ewig andauern, wenn der Schwingkreis – so nennen wir den Stromkreis in Abb. 156 – verlustfrei wäre, doch das ist er nicht. Die Leitungen und besonders die Spulenwicklung haben einen ohmschen Widerstand. In ihm wird ein gewisser Teil der elektrischen Leistung bei jedem Schwingungsvorgang in Wärme umgesetzt; dieser Energieanteil geht für die weiteren Schwingungen verloren, das Pendeln hört allmählich auf.

Die im Schwingkreis zustande kommende Schwingung, die wir in Kurvenform darstellen können, ist ein Wechselstrom. Die Abb. 157 zeigt ihren zeitlichen Verlauf.

Infolge der genannten Schwingkreisverluste klingt die Spannung langsam ab. Diese Kurvenform wird daher als gedämpfte Schwingung bezeichnet. Übrigens kommen Schwingkreisverluste nicht nur durch den ohmschen Widerstand zustande. Wenn wir in die Spule einen nicht unterteilten Eisenkern stecken oder in das Magnetfeld der Spule beispielsweise ein Stück Blech halten, kommen darin Wirbelströme zustande. Diese Wirbelströme entziehen dem Schwingkreis ebenfalls Energie; die Schwingung klingt noch schneller ab.

Welche Frequenz hat die Schwingung? Wovon hängt die Frequenz ab? Machen wir den Kondensator kleiner, so ist die Entladung schneller beendet, der ganze Vorgang läuft rascher ab, und die Fre-

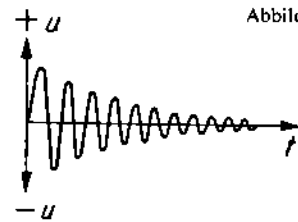


Abbildung 157

quenz ist höher geworden. Machen wir die Spule kleiner, so ist ihre Selbstinduktion geringer, der Entladestrom kann schneller ansteigen. Auch dann ist die Entladung schneller beendet, und die Umkehrung des Vorganges erfolgt rascher – die Frequenz ist gestiegen. Die Frequenz muß um so höher sein, je kleiner C und L sind. Zu bestimmten Werten von C und L gehört also eine ganz bestimmte Frequenz des Schwingkreises. Der Zusammenhang zwischen L, C und der Frequenz f ergibt sich aus der Schwingungsgleichung oder Thomsonschen Gleichung: $f = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{L \cdot C}}$ Für

uns ist es praktischer, wenn wir die Frequenz eines Schwingkreises nach einer sogenannten zugeschnittenen Größengleichung ausrechnen (wie der Mathematiker eine solche aus der Grundgleichung abgeleitete Formel nennt):

$f = \frac{5030}{\sqrt{L \cdot C}}$ (kHz, mH, pF). Die in der Klammer angegebenen Dimensionierungen sagen uns, in welcher Weise wir die Werte für L und C einsetzen müssen, um die Frequenz in Kilohertz zu erhalten.

Durch Umstellung der Formel können wir, wenn wir die Frequenz und die Größe zum Beispiel des Kondensators kennen, auch eine der anderen Größen eines Schwingkreises errechnen, beispielsweise die Induktivität der Spule. Diese Größengleichung ist gut verwendbar, wenn wir für unseren selbstgebauten Empfänger einmal einen Schwingkreis selbst berechnen müssen. Aber noch etwas anderes, für unsere Basteleien Wichtiges, sagt diese Formel.

Wir werden später sehen, daß der Schwingkreis den Frequenzbereich (Wellenbereich) unseres Empfängers bestimmt. Wenn wir nun feststellen, daß bei einer selbstgewickelten Spule der Frequenzbereich nicht genau stimmt, müssen wir entweder das C im Schwingkreis oder das L (die Spule) ändern. Das Wurzelzeichen in der Formel weist uns darauf hin, daß eine Änderung von C oder L um den zehnfachen Betrag nur eine Änderung der Frequenz um rund den dreifachen Betrag ergibt. Wollen wir beispielsweise f auf den halben Wert verringern, so muß entweder C oder L auf den vierfachen (nicht nur doppelten!) Wert vergrößert werden.

Meist werden wir L ändern, indem wir auf unserer Spule einige Drahtwindungen hinzu- oder abwickeln. Nun wissen wir aber (Seiten 76 bis 78), daß sich die Induktivität mit dem Quadrat der Windungszahl ändert. Verdoppeln wir die Windungszahl, so haben wir die vierfache Induktivität. Nach dem soeben Gesagten ergibt sich im Schwingkreis dadurch die halbe Frequenz. Wollen wir

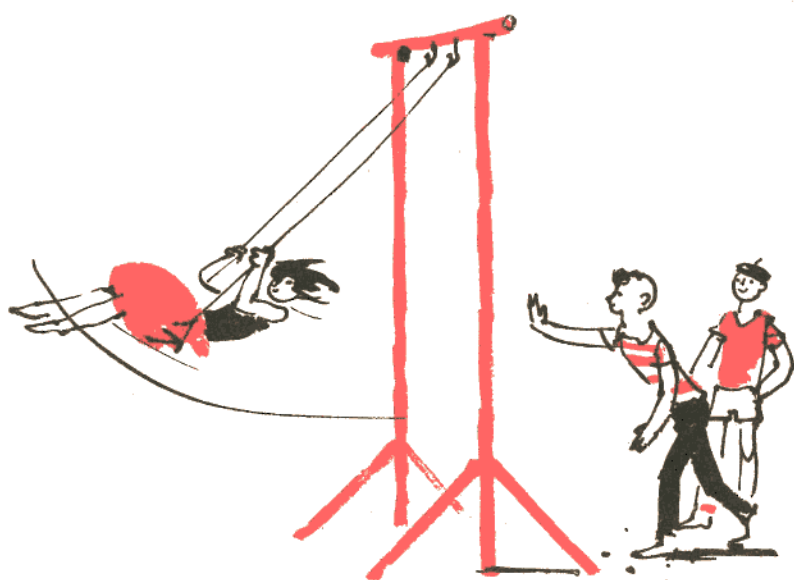
also die Frequenz auf die Hälfte verringern, vervierfachen wir die Induktivität, indem wir die Windungszahl verdoppeln und sinngemäß auch umgekehrt. Das klingt kompliziert – aber wenn wir es genau durchdenken, ist es sehr einfach.

Die Schwingfrequenz unseres Schwingkreises wird Resonanzfrequenz genannt. Resonanz bedeutet Mitschwingen.

Die Resonanzerscheinung haben wir uns alle schon einmal zunutze gemacht, beispielsweise bei der Kinderschaukel. Sie soll uns als Beispiel dienen.

Wenn wir auf der Schaukel sitzen, so würde es einem Helfer sehr schwer fallen, uns langsam nach der einen oder anderen Seite anzuheben. Wenn er aber die Schaukel immer im richtigen Moment anstößt, würden wir allmählich immer höher schwingen, ohne daß der Helfer dazu viel Kraft braucht. Stößt er die Schaukel unregelmäßig, zu schnell oder zu langsam, vergeudet er seine Kraft; mit der Schaukelei ohne unser Zutun wäre es bald zu Ende.

Beim Schwingkreis ist das ähnlich. Dort



pendeln die Elektronen hin und her – wie die frei schwingende Schaukel. Sie führt übrigens ebenfalls gedämpfte Schwingungen aus. Wenn wir sie anheben (Aufladung des Kondensators; Seite 187) und dann loslassen (Schalter schließen in Abb. 156), schwingt sie allmählich immer weniger – denn was für unsere Elektronen die Schwingkreisverluste, sind bei der Schaukel die Reibungsverluste am Luftwiderstand und in der Aufhängung!

Bei der Schaukel gleicht man diese Verluste durch taktgerechtes Anstoßen immer wieder aus, um sie im Schwingen zu halten. Man muß sie im gleichen Takt, mit der gleichen Frequenz ihres Schwingens anstoßen. Wenn es uns gelänge, die Elektronen im Schwingkreis im Takt der Schwingfrequenz „anzustoßen“ und so die Kreisverluste auszugleichen, ließe sich das Abklingen der Schwingung vermeiden – aus der gedämpften Schwingung würde eine ungedämpfte Schwingung (Abb. 158).

Das „Antippen“ unserer Schwingkreis-„Schaukel“ können wir zum Beispiel so bewerkstelligen, wie es Abb. 159 zeigt. $L1$ und C bilden den Schwingkreis. Neben $L1$ ist eine zweite Spule $L2$ angeordnet; beide Spulen bilden einen Transformator. Der Spule $L2$ führen wir eine Wechselspannung zu, die demzufolge über $L1$ in den Schwingkreis transformiert wird. Das hat zunächst nur zur Folge, daß im Schwingkreis und über C ein Wechselstrom fließt, der nicht besonders kräftig ist.

Was geschieht, wenn wir die Wechselspannung in der Frequenz so weit ändern, daß sie der Resonanzfrequenz des Kreises (also der Frequenz, die wir nach der auf Seite 187 genannten Formel errechnen) entspricht? Es beginnt die freie Schwingung, die wir bei Abb. 156 schon erklärten.

Der Schwingkreis schwingt jetzt selbsttätig weiter, und über $L2$ brauchen wir nur

Abbildung 158

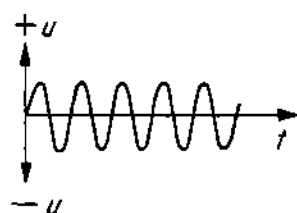
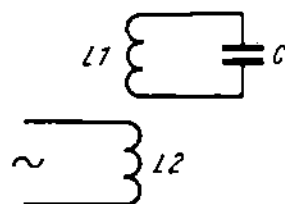


Abbildung 159



noch eine ganz geringe Energie in den Kreis zu transformieren – einzukoppeln, sagt dazu der Techniker –, und zwar gerade nur so viel, daß die Kreisverluste ausgeglichen werden! Die Spannung im Schwingkreis (die Schwingamplitude – den Begriff der Amplitude kennen wir von Abb. 66 her) schaukelt sich auf, ebenso, wie die Kinderschaukel höher und höher schwingt. Die Amplitude schaukelt sich zwar nicht unbegrenzt weit auf, denn mit steigender Amplitude steigen auch die Kreisverluste an – höhere Spannung bedeutet höheren Strom und damit in den vorhandenen Verlustwiderständen höhere Verlustleistung! Doch wenn wir die Kreisverluste möglichst niedrig halten (geringe ohmsche Widerstände durch dicken Spulendraht, geringe Wirbelstromverluste durch Auswahl geeigneter Spulkerne usw.), kann sich die Spannung sehr weit aufschaukeln und ist dann viel größer als die von $L2$ in den Kreis transformierte Spannung, die ohne diese Resonanzerscheinung an $L1$ und C auftreten würde!

Das ist das Wesentliche für uns: Wenn wir eine sehr geringe Spannung über $L2$ in den Kreis einkoppeln ($L2$ dient als Koppelspule), dann würden wir bei jeder Frequenz außerhalb der Resonanzfrequenz (gleich ob höhere oder tiefere Frequenz) auch an $L1$ und C nur eine geringe Spannung haben. Bei der Reso-

nanzfrequenz aber ergibt sich ein ganz beträchtlicher Spannungsanstieg! Wie wir diesen Effekt dazu benutzen, aus mehreren gleichzeitig vorhandenen Frequenzen (beispielsweise von verschiedenen Sendern) eine einzige herauszusieben, werden wir bald sehen.

Vorläufig interessiert uns, wie wir die Resonanzfrequenz ändern können. Wir wissen es schon: durch Änderung des Kondensators oder der Spule. Machen wir eines davon einstellbar, so brauchen wir nicht die Frequenz der Wechselspannung der Resonanzfrequenz des Schwingkreises anzupassen, sondern können umgekehrt den Schwingkreis auf eine vorhandene Frequenz einstellen. Dieses Einstellen bezeichnen wir als Abstimmen.

Abb. 160 zeigt einen Weg zum Abstimmen der Spule. Bekanntlich ändert sich ihre Induktivität – sie nimmt zu –, wenn wir einen Eisenkern in sie hineinschieben. Beim Herausziehen nimmt die Induktivität wieder ab. Durch Verschieben des Spulenkernes können wir also die Induktivität ändern und damit die Resonanzfrequenz.

Diese Abstimmungsart wird Induktivabstimmung genannt, wir finden sie in verschiedenen Rundfunkempfängern angewandt. Gleitet der Kern aus der Spule heraus, verringert sich die Induktivität, und – wir haben es schon erläutert – die Resonanzfrequenz steigt an. Das wollen wir uns für unsere Bastelpraxis merken. Kern heraus – Frequenz höher!

Die zweite Methode besteht darin, den Kondensator zu ändern. In Abb. 161 ist das angedeutet: Wir haben die beiden Platten gegeneinander verschoben. Jetzt stehen sich geringere Flächen gegenüber, die Kapazität ist kleiner geworden und damit die Resonanzfrequenz höher. Kondensatoren bestehen doch aber praktisch nicht aus Platten, sondern aufgewickelten Metallbändern? Sie eignen sich also nicht.

Abb. 162 zeigt uns einen speziellen Kondensator für diesen Zweck. Zwei Platten sind halbkreisförmig zugeschnitten (bei den meisten Kondensatoren weicht die Form etwas vom Halbkreis ab; die Gründe dafür sind nicht von prinzipieller Bedeutung und für uns nebensächlich).

Eine Platte ist feststehend; sie wird Stator genannt. Die andere ist auf einer Achse drehbar angebracht; sie heißt Rotor. Drehen wir den Rotor nach rechts, so stehen sich immer größere Plattenflächen (in der Abbildung schraffiert) gegenüber. Die größte Kapazität ist erreicht, wenn der Rotor völlig eingedreht – ganz unten ist, die geringste Kapazität, wenn der Rotor ganz oben steht (eine geringe Kapazität bleibt, weil der Rotor auch dann noch in unmittelbarer Nähe des Stators steht). Durch Drehen der Achse können wir also den Kapazitätswert ändern – diese Spezialausführung heißt Drehkondensator oder umgangssprachlich kurz Drehko.

Meist bestehen Stator und Rotor aus mehreren Platten, die kammförmig ineinandergreifen. Damit wird eine höhere Kapazität erreicht. Als Isolierung zwischen beiden Platten dient Luft. Für besonders kleine Ausführungen benutzt man auch dünne Kunstfolie, die zwischen die Platten eingelegt wird. Solche Drehkos sind die sogenannten Folie-

Abbildung 160

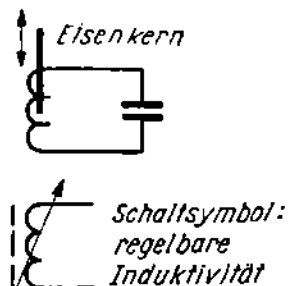
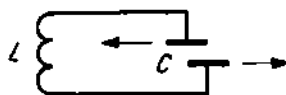


Abbildung 161



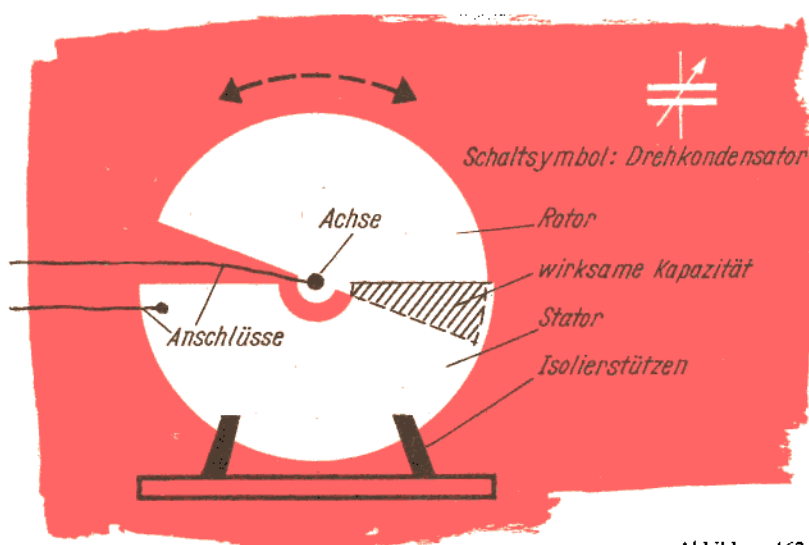


Abbildung 162

drehkos – sie sind bei gleicher Kapazität kleiner als Luftdrehkos, ergeben aber etwas höhere Verluste im Schwingkreis. Bei Luftdrehkos muß darauf geachtet werden, daß sich die Platten nicht verbiegen und den Drehko kurzschließen. Mit einem Drehko können wir den Schwingkreis also abstimmen. Diese Abstimmart wird kapazitive Abstimmung genannt und ist die gebräuchlichste Abstimmart; wir finden sie bei fast allen Radios. Da ein kleiner C-Wert im Schwingkreis höhere Resonanzfrequenz bedeutet, merken wir uns für den Drehko: Platten herausgedreht – Frequenz höher!

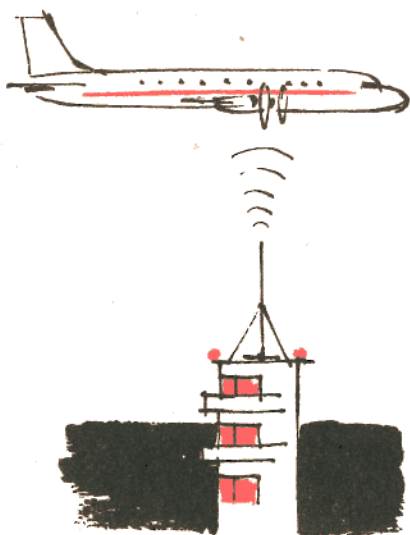
Wir erinnern noch einmal an den Zusammenhang zwischen Drehkokapazität und Resonanzfrequenz: Wenn wir einen Schwingkreis von der Frequenz 1500 kHz auf 500 kHz verstellen wollen – also auf $\frac{1}{3}$ der Frequenz –, dann muß die Kapazität des Drehkos nicht auf den dreifachen, sondern den neunfachen Wert erhöht werden!

Wie verhielten sich der Scheinwiderstand eines Kondensators und der einer Spule bei Frequenzänderung? Der kapazi-

tive Scheinwiderstand fiel mit steigender Frequenz, der induktive Scheinwiderstand stieg mit steigender Frequenz. Wenn wir also eine Spule und einen Kondensator zu einem Schwingkreis zusammenfügen, dann müßte es eine Frequenz geben, bei der beide Scheinwiderstände den gleichen Wert erreichen. Das ist tatsächlich der Fall, und zwar gerade bei der Resonanzfrequenz des Kreises. Vorläufig wollen wir uns aber nur merken, daß die Scheinwiderstände von L und C bei der Resonanzfrequenz gleich groß sind.

Ein Sender entsteht

Wie erzeugen wir ungedämpfte HF-Schwingungen, wie entsteht ein Sender? Das wollen wir jetzt untersuchen. Allerdings können wir dazu keine Experimente durchführen – wir dürfen es nicht! Es gibt dafür gesetzliche Vorschriften, die besagen: Nicht nur zum Senden, sondern bereits zur Anfertigung eines Senders wird eine Genehmigung, die Amateurfunklizenz, verlangt. Die



Ausstrahlung von HF – ganz gleich in welcher Form und Stärke – unterliegt strengen gesetzlichen Vorschriften. Das ist leicht einzusehen: Der Funkverkehr (nicht nur der Rundfunkempfang) könnte gefährlich gestört werden. Denken wir nur an den Flugsicherungsfunkdienst! Würde eine Flugzeugfunkverbindung im Moment der Landung durch einen fremden Sender versehentlich gestört, so könnte leicht ein Absturz die Folge sein. Solche Beispiele ließen sich noch viele nennen.

Für die Funkamateure gibt es deshalb die Amateurfunklizenz. Um sie zu erlangen, muß nach einer vorangegangenen Amateurfunkausbildung eine Prüfung abgelegt werden, die sich nicht nur auf technische Dinge erstreckt, sondern auch auf den sogenannten Funkbetriebsdienst. Ein Funker muß ja schließlich wissen, wie er sich im Äther zu benehmen hat.

Auch beim Kraftfahrzeug genügt es ja nicht, über den Aufbau des Motors Bescheid zu wissen, man muß außerdem die Fahrschule besucht haben und die Verkehrsregeln kennen, andernfalls würden sich alle Fahrzeuge ständig behindern. Die Amateurfunkausbildung er-



halten wir in einer Arbeitsgemeinschaft bei der Gesellschaft für Sport und Technik, der wir uns als Mitglied anschließen. Dieser Weg garantiert uns die erforderliche Ausbildung (allein können wir uns die nötigen Kenntnisse und Fähigkeiten nicht aneignen) und ist deshalb auch für die Erlangung der Funklizenz vorgeschrieben. Wer sich näher dafür interessiert und später einmal Funksendeamateur werden möchte, kann sich von der nächstgelegenen GST-Kreisleitung alle näheren Auskünfte geben lassen. Für uns ist vorläufig wichtig zu wissen, daß wir keine Versuche ausführen dürfen, bei denen Hochfrequenz abgestrahlt wird, selbst dann nicht, wenn unser Versuchssender nur wenige Meter weit reichen soll.

Wir besprechen deshalb die Sender nur soweit, wie das zum Verständnis der Empfänger notwendig ist.

Die Rückkopplung

Wie werden HF-Schwingungen erzeugt? Es gibt verschiedene Arten der Schwingungserzeugung. Am einfachsten zu verstehen ist die Rückkopplungsschaltung – sie ist zugleich die älteste bekannte Schaltungsart zur Erzeugung von NF-Schwingungen. Sie kann auch für die Erzeugung von NF-Schwingungen (solchen, die im hörbaren Bereich liegen, also Tonfrequenzschwingungen) benutzt

werden, allerdings werden dann Spule und Kondensator sehr groß, so daß man diese Schaltung für NF-Zwecke sehr selten antrifft.

Wir wollen uns jetzt nur für die Erzeugung von HF-Schwingungen interessieren. In der Schaltungsfunktion besteht kein Unterschied zum NF-Generator.

Der Begriff Generator bedeutet soviel wie Erzeuger — ein HF-Generator ist also ein Schwingungserzeuger für Hochfrequenz. Oft benutzt man dafür auch den Ausdruck Oszillator. Oszillieren heißt soviel wie schwingen — ein HF-Oszillator ist also ein HF-Schwingungserzeuger.

Die Rückkopplungsschaltung, die wir nun betrachten, wird nach ihrem Erfinder, dem deutschen Physiker Alexander Meißner, auch manchmal Meißnersche Rückkopplung genannt. Der Name sagt schon, daß dort irgend etwas zurückgekoppelt wird.

Die Abb. 163 stellt einen Rückkopplungsgenerator dar. Wir erkennen zwei uns bereits bekannte Baugruppen: den Schwingkreis mit dem Abstimmkondensator C_A und der Abstimmspule L_A . Um den Kreis auf verschiedene Resonanzfrequenzen abstimmen zu können, haben wir, wie das Schaltsymbol zeigt, einen Drehkondensator benutzt.

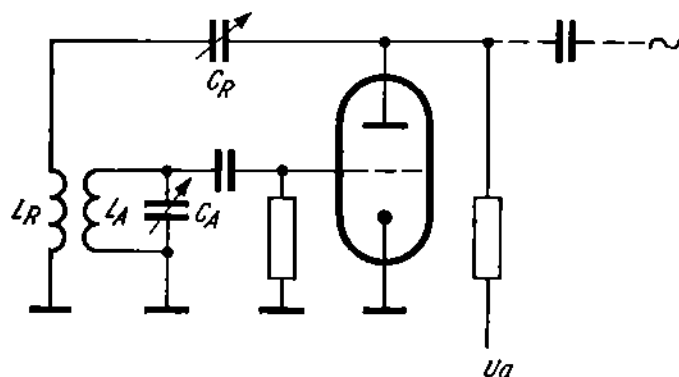
Rechts davon sehen wir eine Verstärkerstufe. Auch sie ist uns bereits bekannt (vergleiche Abb. 127); wir erkennen den Gitterkondensator, Gitterwiderstand und Anodenwiderstand. Diese Teile sind

in der Abbildung nicht näher bezeichnet. Neu sind C_R und L_R — nein, L_R kam schon in Abb. 159 vor! Dort hatten wir eine zweite Spule L_2 angebracht, um den Schwingkreis „anstoßen“, ihm eine Spannung zuführen zu können. Die gleiche Aufgabe hat L_R in Abb. 163. Was geschieht in dieser Schaltung?

Schalten wir ein, legen wir die Anodenspannung bei U_a an. An der Röhrenanode tritt in diesem Moment eine Spannung auf, die Anodenspannung. Von ihr wird der Kondensator C_R aufgeladen, über C_R fließt also ein kurzer Ladestromstoß nach L_R und weiter nach Masse (und damit zurück zum Minuspol der Anodenspannung, siehe Abb. 148a und 148b). Der kurze Ladestromstoß wird über L_R auf L_A transformiert — L_A gibt also einen kurzen Stromimpuls ab, der den C_A auflädt.

Nun beginnt im Schwingkreis der Schwingvorgang: Die in den Schwingkreis transformierte Energie pendelt zwischen L_A und C_A . An den Anschlüssen von C_A steht also jetzt eine Wechselspannung mit der Frequenz, für die unser Schwingkreis in Resonanz ist. Über den Gitterkondensator kommt diese Wechselspannung zum Röhrengitter und wird in der Röhre verstärkt. An der Anode haben wir deshalb eine größere Wechselspannung mit der gleichen Frequenz, wie sie der Schwingkreis hat. Diese Wechselspannung — und das ist der entscheidende Trick dabei! — wird nun über C_R wieder zur Rückkopplungsspule L_R

Abbildung 163



geleitet und von dieser erneut in den Schwingkreis transformiert! Da sie die gleiche Frequenz hat wie der Schwingkreis, regt sie ihn zum kräftigen Mitschwingen an, so daß die Schwingspannung an C_A und damit auch am Röhrgitter bestehen bleibt. Dadurch bleibt aber auch die Rückführung dieser Spannung von der Anode über C_R und L_R in den Kreis bestehen — der Schwingkreis schwingt ständig weiter.

An der Röhrenanode besteht also eine ständige Wechselspannung — eine ungedämpfte Schwingung (Abb. 158), die wir über einen Kondensator dort abgreifen und weiterverwenden können (punktiert angedeutet).

Im Grunde genommen hat also die Röhre nur die Aufgabe, die vom Schwingkreis abgenommene Spannung zu verstärken, damit sie zum Kreis zurückgeleitet werden kann. Dort bewirkt diese Rückkopplungsspannung (der Begriff Rückkopplung ist jetzt verständlich) einen Ausgleich der Schwingkreisverluste. Die Frequenz der Schwingspannung und damit die Frequenz, die wir beim Oszillator an der Anode abnehmen können, kann durch Veränderung von C_A (deshalb haben wir dort einen Drehko) oder auch von L_A geregelt werden. Warum wird für C_R — den Rückkopplungskondensator — ebenfalls ein Drehko verwendet?

Wenn wir C_R kleiner machen, dann wird weniger Schwingspannung rückgekoppelt. Die Rückkopplung wird schwächer, ja sie kann so schwach werden, daß die in den Schwingkreis rückgekoppelte Energie nicht mehr ausreicht, um die Kreisverluste auszugleichen. Die Schwingung klingt dann bald ab — der Generator hört auf zu schwingen. Für die HF-Erzeugung muß C_R also ausreichend groß sein.

Wenn wir mit dem Oszillator nur Schwingungen erzeugen wollen, braucht C_R nicht regelbar zu sein. Für Empfangs-

zwecke müssen wir jedoch die Rückkopplung einstellen können, wie wir später noch sehen werden.

Noch eines ist wichtig: L_R kann nicht beliebig angeschlossen werden. Wenn wir vom schwingenden Oszillator bei L_R die Spulenanschlüsse vertauschen, also L_R umpolen, schwingt der Oszillator nicht mehr — so groß wir C_R auch machen.

Denken wir noch einmal an das Beispiel der Kinderschaukel. Damit sie weiter-schwingt, müssen wir sie erstens immer im richtigen Rhythmus anstoßen — bei unserer Schaltung geschieht das automatisch, da die rückgeführte Spannung aus der Schwingkreisspannung gewonnen wird und daher immer deren Frequenz hat. Zweitens werden wir die Kinderschaukel nicht abstoßen, wenn sie auf uns zukommt, oder heranziehen, wenn sie von uns wegschwingt — wir müssen sie in der richtigen Richtung anstoßen! Wenn wir also L_R umpolen, wird die Rückkopplungsspannung mit umgekehrtem Vorzeichen in den Schwingkreis transformiert. Die von L_R in L_A induzierte Spannung ist dann der Schwingspannung genau entgegengesetzt. Wenn die Schwingspannung ihre positive Halbwelle beginnen will, tritt die Rückkopplungsspannung mit der negativen Halbwelle auf und schwächt die Schwingspannung, anstatt sie zu verstärken! Wir müssen daher die Rückkopplungsspule umpolen, wenn der Oszillator nicht schwingen will. Damit erreichen wir, daß bei Schwingkreisspannung und Rückkopplungsspannung stets die Halbwellen gleicher Polarität zusammenfallen.

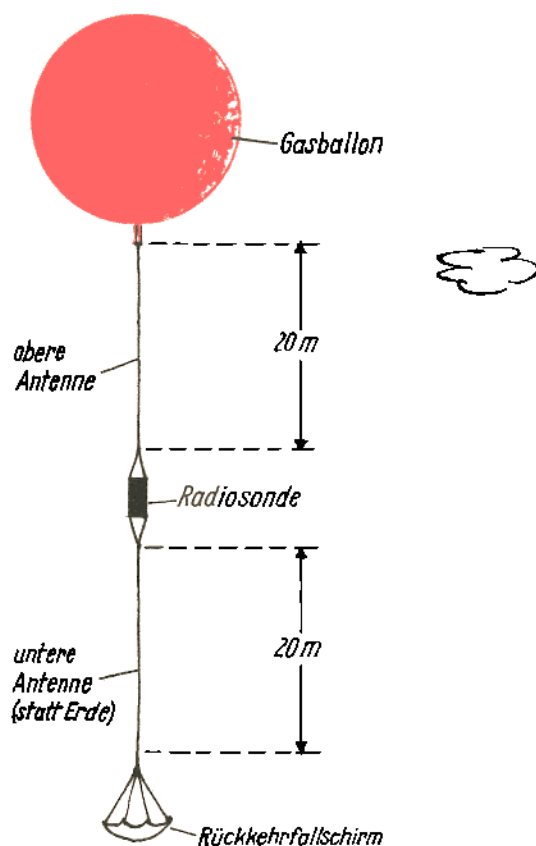
Bei der Verstärkerstufe fehlt der Katenwiderstand — hat das Gitter hier keine negative Vorspannung?

Im Moment des Anschlingens des Oszillators — beim Einschalten — hat das Gitter tatsächlich keine negative Vorspannung. Was geschieht also, wenn die erste positive Halbwelle vom Schwing-

kreis auf das Gitter trifft? Sie macht das Gitter positiv, so daß es in diesem Moment wie eine zweite Anode wirkt. Einige Elektronen werden vom Gitter aufgenommen und machen dieses negativ. Sie können über den Gitterwiderstand – wenn wir ihn recht hochohmig machen – nur langsam zur Katode abfließen, langsamer, als sie vom Gitter aufgenommen werden. Dadurch bleibt am Gitter ein Elektronenstau – das Gitter wird automatisch negativ! Der Gitterkondensator verhindert ein Abfließen dieser Elektronen über die niederohmige Schwingkreisspule.

Wir können uns diesen Vorgang auch anders erklären. Solange das Gitter nicht negativ ist, wird ein Teil der Wechselspannung zwischen Gitter und Katode gleichgerichtet – Gitter und Katode bilden ja miteinander eine Diode! Diese Gittergleichrichtung sorgt für das Zustandekommen der Gittervorspannung. Wird die Vorspannung so hoch, daß die positiven Halbwellen der Wechselspannung geringer sind als die Gittervorspannung, so wird das Gitter auch nicht mehr kurzzeitig positiv – es erfolgt keine Gittergleichrichtung mehr. Dadurch fällt die Gittervorspannung wieder langsam ab, denn die Elektronen fließen vom Gitter allmählich über den Gitterwiderstand zur Katode ab. Sobald die Gittervorspannung so weit gesunken ist, daß die Maximalwerte der positiven Halbwellen unserer Schwingkreisspannung sie übersteigen, erfolgt in diesem Augenblick wieder eine Gleichrichtung – das Gitter wird etwas nachgeladen. Dieser Vorgang spielt sich selbsttätig ein, die Gittervorspannung wird immer gerade auf der gleichen Höhe gehalten wie die Amplitude der Schwingspannung! Deshalb ist ein Katodenwiderstand hier entbehrlich, denn die HF-Spannung erzeugt die Gittervorspannung selbst.

Wie eine HF-Spannung erzeugt wird, wissen wir nun. Wir könnten sie von der



Anode abnehmen und einer zweiten normalen Verstärkerstufe, danach vielleicht noch einer dritten zuführen – dann hätten wir zuletzt eine sehr hohe HF-Spannung zur Verfügung, die wir einer Antenne zuleiten und abstrahlen könnten –, und das wäre bereits ein Sender! Die Sendeantenne kann in Abb. 163 auch gleich an die Anode angeschlossen werden (Masse wird dann mit Erde verbunden); der Oszillator für sich wäre auch bereits ein Sender, aber ein sehr schwacher. Immerhin kann solch ein einstufiger Sender (so genannt, weil er nur eine Röhrenstufe hat) für manche Fälle, wo es auf einfachen Aufbau bei geringer Reichweite ankommt, schon ausreichen. Die einfachen Kleinsender der Radiosonden, die vom Wetterdienst mit Ballons aufgelassen werden und die Ergebnisse der Meßinstrumente der Radio-

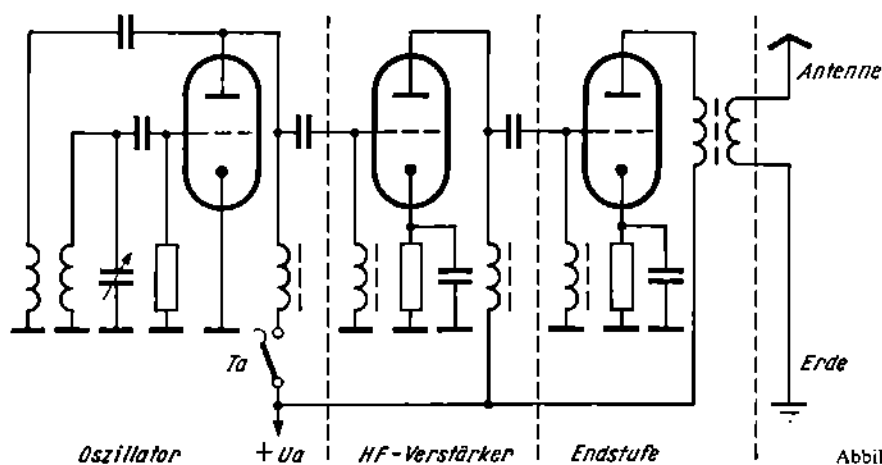


Abbildung 164

sonde übertragen, sind etwa so aufgebaut, wie Abb. 163 zeigt. Statt der Röhre benutzt man meistens einen Transistor, was am Prinzip nichts ändert.

Ein kräftiger Sender braucht einige Verstärkerstufen und ist etwa so geschaltet wie in Abb. 164. Dem Oszillator ist hier eine Verstärkerstufe nachgeschaltet. Die Anoden- und Gitterwiderstände sind durch HF-Drosseln ersetzt. Den Grund für die Verwendung der Anodendrosseln hatten wir auf Seite 185 schon genannt (Abb. 152a).

Für die Gitterdrosseln gilt folgendes: Wir müssen bereits mit ziemlich hohen Wechselspannungen am Gitter rechnen und würden durch die Gittergleichrichtung eine recht hohe Gittervorspannung erhalten, wenn wir wieder einen hochohmigen Gitterwiderstand verwendeten. Sie wäre so hoch, daß der Anodenstrom der Röhre sogar ganz gesperrt werden könnte! Machen wir aber, um das zu vermeiden, den Gitterwiderstand niederohmiger, so wird zwar die Gittervorspannung nicht mehr ganz so hoch, aber um

sie auf brauchbare Werte zu bringen, müßte der Gitterwiderstand so niedrig sein, daß wir viel HF-Spannung verlieren. Der Gitterwiderstand liegt ja der zu verstärkenden Gitterwechselspannung parallel und verursacht infolgedessen um so mehr Verluste, je geringer sein Wert ist! Widerstände sind hier also nicht mehr ideal. Statt ihrer verwendet man Gitterdrosseln – sie haben sehr geringen Gleichstromwiderstand, so daß an ihnen kein merklicher Elektronenstau und keine besondere Gittervorspannung entsteht. Die für die Röhre notwendige Gittervorspannung erzeugen wir auf die bekannte Weise (Abb. 127) mit dem Kathodenwiderstand.

Abb. 164 stellt also einen dreistufigen Sender dar, der sich aus den Baugruppen Oszillator, Verstärkerstufe und Endstufe zusammensetzt. Die Endstufe ist eigentlich auch eine Verstärkerstufe, sie wird Endstufe genannt, weil sie die Leistung für die Antenne liefern muß.

Damit wir in Zukunft nicht immer die gleiche Schaltung aufzeichnen müssen,

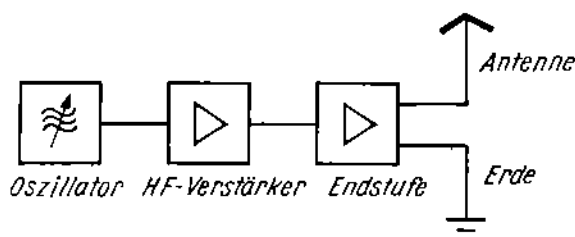


Abbildung 165

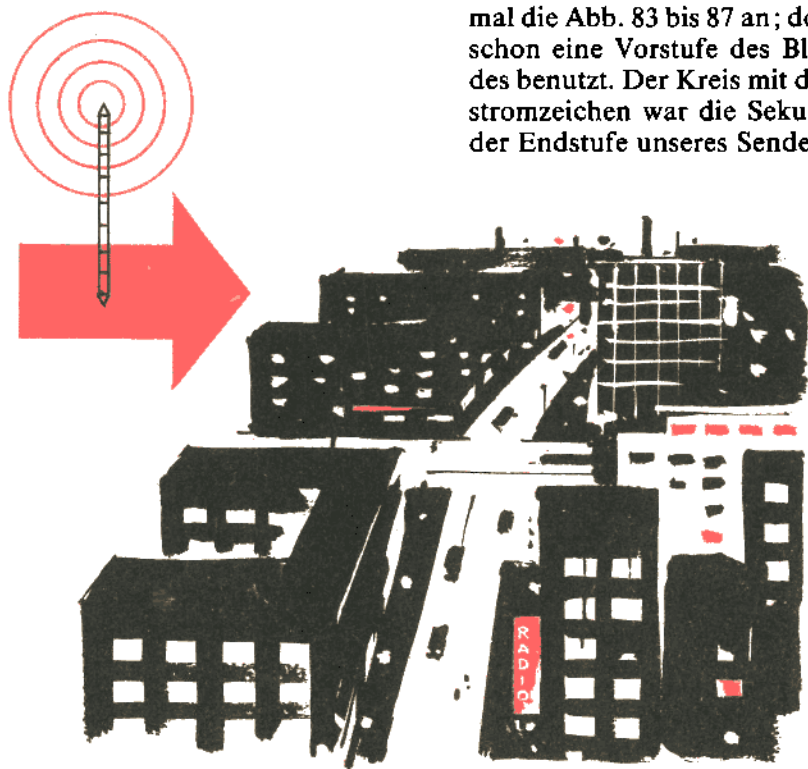
benutzen wir jetzt eine Darstellungsweise, die auch der Techniker verwendet, wenn er nur die Zusammenhänge einzelner Baugruppen zeigen will und sich nicht dafür interessiert, wie diese Baugruppen im einzelnen aufgebaut sind. Diese Darstellungsweise sehen wir in Abb. 165.

Die einzelnen Baugruppen werden nur noch als Blöcke gezeichnet – wir erhalten ein Blockschaltbild. Abb. 165 ist also das Blockschaltbild zu unserem Sender nach Abb. 164.

Der HF-Oszillator wird mit einer dreifachen Wellenlinie dargestellt. (Es hat sich eingebürgert, HF durch drei Wellenlinien darzustellen. NF durch nur eine – wir wollen jedoch diese Unterscheidung nicht allzu streng nehmen.) Der Pfeil deutet an, daß die Frequenz einstellbar ist. Verstärkerstufen werden immer durch ein Dreieck dargestellt, dessen Spitze die Richtung zeigt, in der der Ver-

stärker arbeitet – die Dreiecksspitze weist also stets zum Ausgang des Verstärkers. Daß alle Baugruppen untereinander über die gemeinsame Masseleitung verbunden sind, weiß der Techniker ohnehin. Man stellt daher im Blockschaltbild nur die Verbindung dar, die die einzelnen Baugruppen untereinander als „heiße“ Leitungen verbinden (siehe dazu Seite 183). Auch die Stromversorgungsleitungen läßt man meist weg – wir wissen ja auch ohne besonderen Hinweis in Abb. 165, daß jede Verstärkerstufe im fertigen Gerät (Abb. 164) ihre Anodenspannung von der gemeinsamen Anodenspannungsquelle $+U_a$ bekommt.

Wie wir die Spannung von der Endstufe entnehmen (auskoppeln) und zur Antenne führen, zeigt uns Abb. 164: mit einem HF-Transformator. Dessen rechte Spule – die Sekundärspule – ist die Wechselspannungsquelle für die Antenne. Und nun sehen wir uns noch einmal die Abb. 83 bis 87 an; dort haben wir schon eine Vorstufe des Blockschaltbildes benutzt. Der Kreis mit dem Wechselstromzeichen war die Sekundärspule in der Endstufe unseres Senders.



Wie können wir mit dem Sender eine Nachricht übertragen? Erinnern wir uns an die Morsezeichen! Wenn wir den Sender im Takt der Morsezeichen ein- und ausschalten, leuchtet entsprechend den Abb. 87 bis 93 unsere Empfangsglühlampe im Takt der Zeichen auf. Wir könnten also mit der Morsetaste die Anodenspannung U_a des Senders ein- und ausschalten. Das würde der Taste jedoch schlecht bekommen, da der gesamte Stromverbrauch aller Röhren bei einem Sender ziemlich stark ist. Bei großen stationären Funkstationen verbraucht der Sender so viel Strom wie ein ganzes Wohnviertel! Doch es ist ja nicht nötig, alle Röhren zu schalten – oder zu tasten, wie der Fachmann sagt. Wir schalten unsere Morsetaste einfach in die Anodenleitung des Oszillators ein (Ta in Abb. 164) und tasten nur den Oszillator. Die stromfressenden Verstärker- und Endstufenröhren bleiben ständig unter Strom. Trotzdem klappt alles: Wenn der Oszillator nicht schwingt, wird auch nichts verstärkt, und es kann keine HF-Spannung an die Antenne kommen.

Die Modulation

Wie übertragen wir mit dem Sender Sprache und Musik? Unser Mikrofon liefert eine NF-Spannung. Wie wir sie auf ausreichende Werte verstärken können, haben wir zuvor schon besprochen (z. B. Abb. 128). Es ergibt sich dann eine

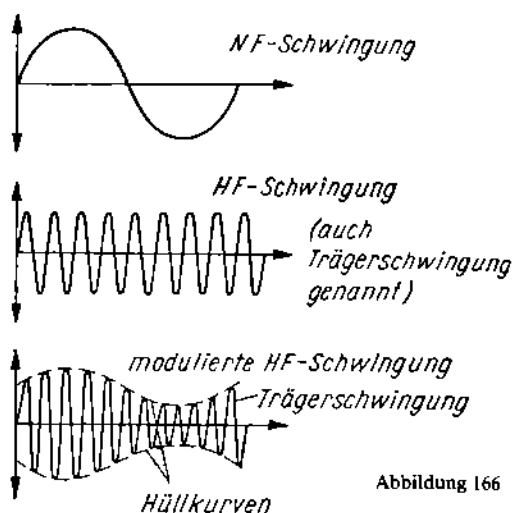


Abbildung 166

NF-Schwingung der Form, wie sie in Abb. 166 oben dargestellt ist. Unser Sender strahlt eine HF-Schwingung aus, wie sie die mittlere Abbildung zeigt.

Beide Schwingungen unterscheiden sich nur in der Frequenz – die NF-Schwingung kann zwischen etwa 15 ... 30 Hz und etwa 15 kHz liegen, die HF-Schwingung hat aber mehrere hundert oder tausend kHz. Wir müßten unserer HF-Schwingung gewissermaßen die NF-Schwingung „mit auf die Reise geben“ – etwa so, wie ein Pferd den Reiter trägt. Das Pferd wäre dann die HF, der Reiter die NF.

Warum strahlen wir die NF-Spannung nicht einfach über die Antenne ab? Denken wir noch einmal an die Erklärung der Antennenwirkung (Abb. 83 bis 87)! Bei einer Frequenz von wenigen kHz wäre sowohl das elektrische als auch das



magnetische Feld der Antenne zu schwach, größere Entfernungen zu überbrücken. In bezug auf das elektrische Feld können wir uns die drahtlose Verbindung Sender—Empfänger wie einen kleinen Kondensator vorstellen. Da die kapazitive Wirkung zwischen Sendeantenne und Empfangsantenne wegen der großen Entfernung sehr gering ist, brauchen wir hohe Frequenzen, um über diese kleine Kapazität eine ausreichende Wirkung zu erzielen. Ähnlich verhält es sich mit dem magnetischen Kraftfeld. Wir haben ja bei unseren früheren Versuchen zur Induktion schon festgestellt, daß die Induktionswirkung um so kräftiger ist, je schneller die magnetische Feldänderung erfolgt — je höher die Frequenz ist. Deshalb eignet sich die NF-Spannung nicht zur unmittelbaren Aussendung; wir brauchen die HF sozusagen als „Pferd“ für unseren „Reiter“, die NF.

Jetzt können wir die Stärke der HF-Spannung — ihre Amplitude — im Takt der NF-Schwingung ändern. Das Ergebnis ist die untere Kurve in Abb. 166. Die vom Oszillator gelieferte HF (mittlere Kurve) wird im Takt der NF (obere Kurve) in ihrer Amplitude verändert (untere Kurve). Um das noch deutlicher zu zeigen, haben wir die NF-Amplitude punktiert dargestellt.

Wir sehen, daß diese punktierte „Umhüllung“ in ihrem Verlauf genau der NF-Schwingung entspricht. Deshalb nennt man diese punktierte Linie auch die Hüllkurve der modulierten HF-Spannung (den Vorgang, bei dem wir die HF-Amplitude im Takt der NF-Spannung verändern, nennen wir Modulation — kurz gesagt, wir modulieren die HF-Spannung mit der NF-Spannung). Abb. 166 zeigt uns also oben die NF-Spannung, darunter die noch unmodulierte HF-Spannung und unten die mit der NF modulierte HF-Spannung. Die Amplitude der HF-Spannung folgt jetzt

allen Schwankungen der NF; sie wird in deren Takt stärker und schwächer.

Weil wir die Amplitude der HF beeinflussen, spricht man bei diesem Verfahren von Amplitudenmodulation. Es gibt noch andere Verfahren, beispielsweise die Frequenzmodulation (sie wird beim UKW-Rundfunk angewendet). Bei ihr wird die HF nicht in der Amplitude, sondern in ihrer augenblicklichen Frequenz beeinflusst. Die HF-Spannung bleibt dann in ihrer Amplitude konstant, schwankt aber in der Frequenz im Takt der NF-Schwingung um einen mittleren Wert. Damit wollen wir uns hier nicht näher befassen, denn für unsere Bauteile ist vorläufig nur die Amplitudenmodulation wichtig.

Wie modulieren wir die Amplitude der HF-Spannung? Man könnte im einfachsten Fall daran denken, ein Kohlemikrofon in die Sendeantennenleitung einzuschalten. Dieses Mikrofon ändert ja (Abb. 110) seinen Widerstand, wenn Schallwellen auftreffen. Es würde also den Antennenstrom und damit auch die von der Antenne abgestrahlte HF-Amplitude im Takt der Schallwellen ändern. Diese Änderungen wären aber viel zu schwach; außerdem würde das Mikrofon durch die starken Antennenströme sofort beschädigt werden — der Kohlegriß verbrennt. Dieser Weg ist also praktisch nicht möglich. Wir müssen die Modulation im Sender vornehmen.

Sehen wir das Blockschaltbild Abb. 167 an. Oben erkennen wir den Sender aus Abb. 165, darunter ein Mikrofon mit einem nachgeschalteten NF-Verstärker. Am Ausgang des HF-Verstärkers steht uns die HF-Schwingung nach Abb. 166 Mitte zur Verfügung, am Ausgang des NF-Verstärkers die NF-Schwingung nach Abb. 166 oben. Beide Schwingungen führen wir der Senderendstufe zu, die jetzt zusätzlich die Aufgabe der Modulation übernimmt. Diese Baugruppe heißt daher Modulator.

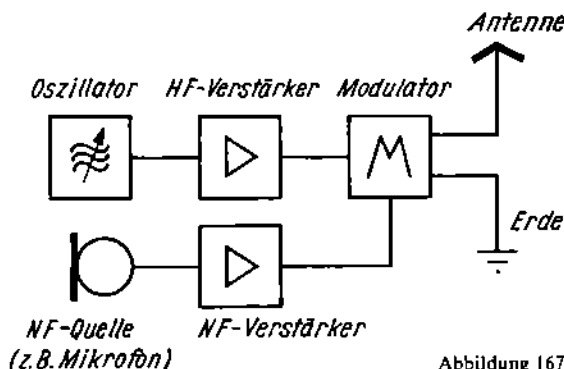


Abbildung 167

Die Schaltung dieses Modulators (Abb. 168) ähnelt auf den ersten Blick der Senderendstufe in Abb. 164. Doch in die Anodenleitung der Endröhre ist jetzt ein NF-Übertrager eingefügt, dem wir die NF zuführen. Dadurch wird der Anodenstrom der Endröhre im Takt der NF geändert.

Durch diese Änderung wird bewirkt, daß sich auch die Stärke des HF-Stromes im Anodenstromkreis ändert. Die in den Antennenstromkreis induzierte Spannung schwankt also im Takt der NF – wir haben die HF-Antennenspannung mit der NF moduliert.

Der NF-Übertrager wird mit einem Kondensator C 1 überbrückt, der so klein ist, daß er sich bei der NF noch nicht be-

merkbar macht, aber für die HF die Trafowicklung überbrückt, die ja bei dieser hohen Frequenz sonst wie eine Drosselspule wirken würde.

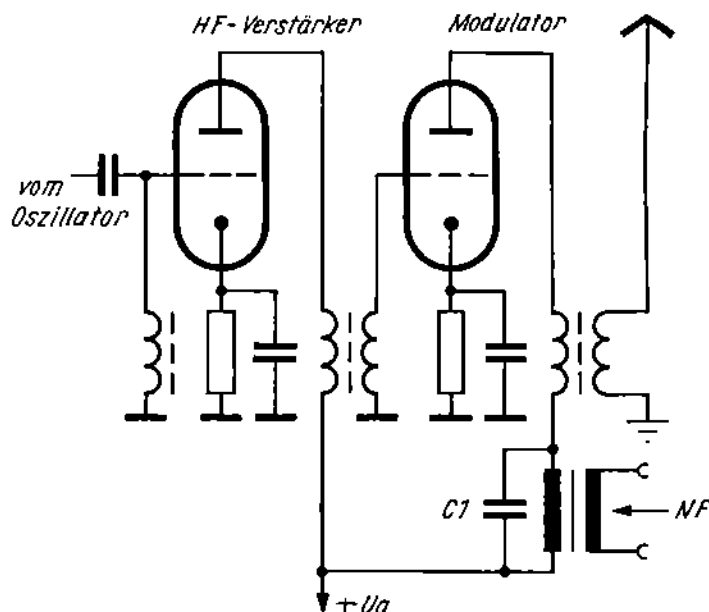
Abb. 169 zeigt die gleiche Schaltung etwas vereinfacht. Unten ist die letzte Stufe des NF-Verstärkers gezeichnet, deren Anodenstrom im Takt der NF schwankt. Wir können ihn deshalb gleich durch den Modulationsübertrager in der Senderendstufe leiten. Das Prinzip bleibt das gleiche wie in Abb. 168.

Die Abb. 168 und 169 weisen noch eine weitere Änderung gegenüber dem Sender der Abb. 164 auf. Dort war die HF von der Anode der Vorröhre über den uns schon bekannten Gitterkondensator zum Gitter der Endröhre geleitet worden und eine Gitterdrossel notwendig. Wenn sich aber in der Anodenleitung der Vorröhre und am Gitter der Endröhre Spulen befinden, dann können wir beide auch magnetisch koppeln. Dadurch wird aus ihnen ein Übertrager.

In Abb. 168 und 169 haben wir das schon so gemacht. Die HF-Spannung wird jetzt induktiv übertragen, und der Gitterkondensator kann entfallen.

Wir sehen auch hier wieder deutlich, wie

Abbildung 168



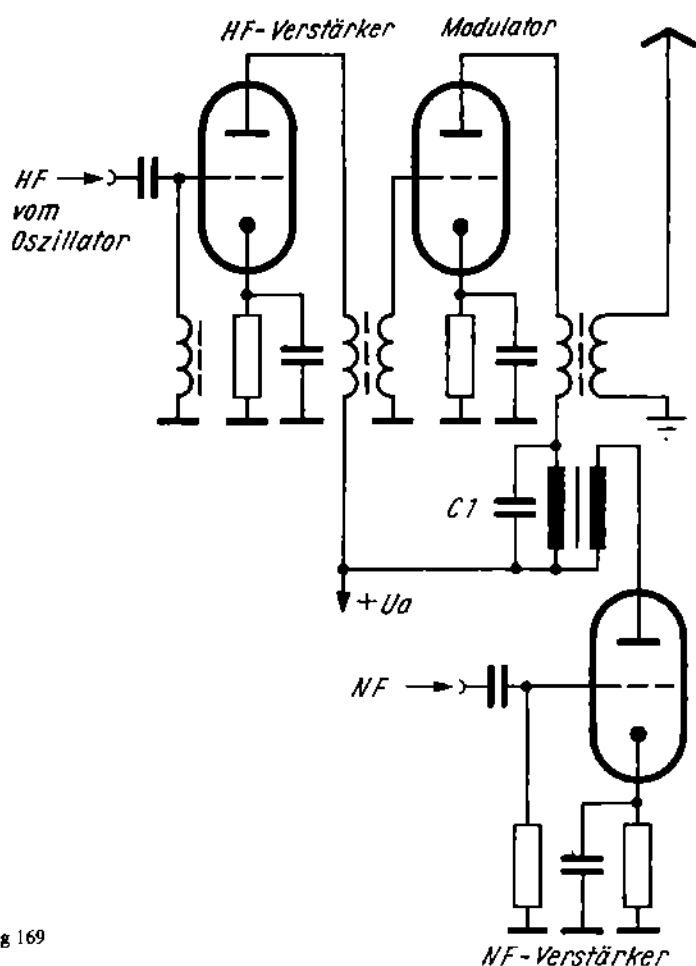
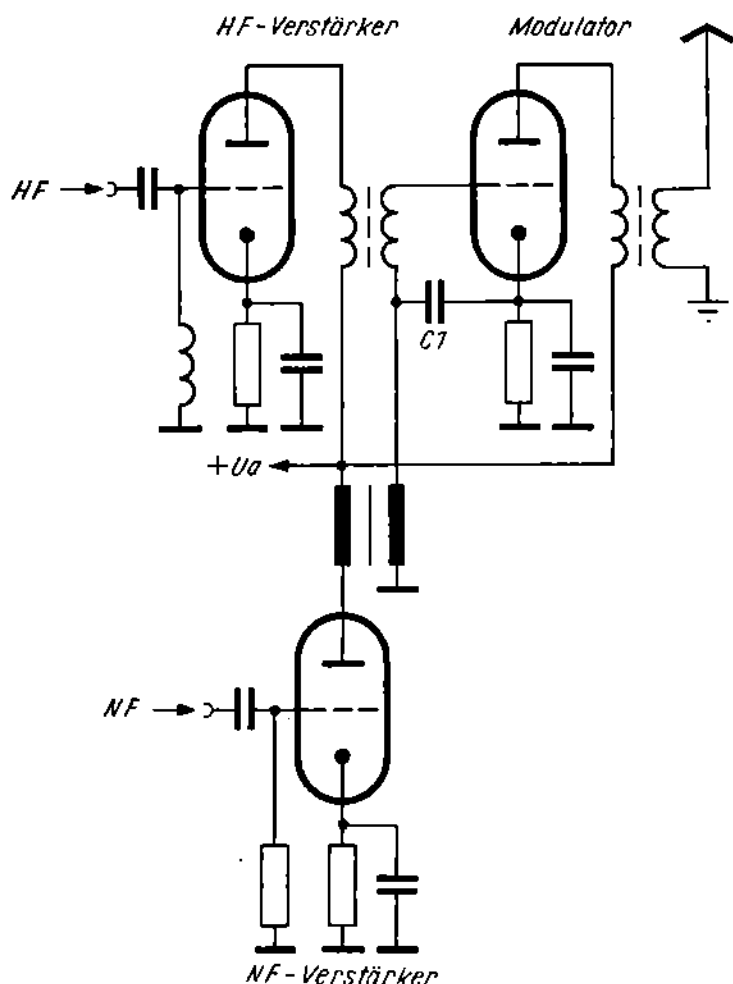


Abbildung 169

man durch sinnvolle Kombination der einfachen Grundlagen, die wir im ersten Teil des Buches kennenlernten, zu immer weiteren Verbesserungen einer Schaltung kommt. Natürlich hat diese veränderte Kopplungsart zwischen den beiden Röhren nichts mit der Modulation zu tun.

Wir haben die HF-Spannung bisher in der Anodenleitung der Endröhre moduliert. Dieses Modulationsverfahren für eine Amplitudenmodulation wird deshalb auch als Anodenmodulation bezeichnet. Es gibt dafür noch andere Modulationsarten, von denen jede Vor- und Nachteile hat, die wir hier nicht näher untersuchen können.

Um uns in der Schaltungstechnik zu üben, wollen wir nur noch eine zweite Modulationsart kurz betrachten: die Gittermodulation nach Abb. 170. Am HF-Verstärker und NF-Verstärker hat sich nichts geändert, auch der NF-Modulationsübertrager ist wieder vorhanden. Er wirkt jetzt aber auf das Gitter der Endröhre, so daß am Endröhrengitter jetzt außer der HF-Spannung auch noch die NF-Spannung liegt. Diese kann die HF-Spule am Gitter wegen ihrer niedrigen Frequenz ungehindert durchfließen. Der Kondensator C 1 sorgt wieder dafür, daß die HF nicht durch die Wicklung des NF-Übertragers gesperrt wird, sondern direkt zwischen Katode und Gitter liegt.



C 1 ist so klein, daß er diese Aufgabe erfüllt, aber für die NF-Spannung noch keinen merklichen Kurzschluß darstellt. Er hat also prinzipiell die gleiche Aufgabe wie in Abb. 168 und 169.

Der Anodenstrom wird also im Takt der NF verändert, außerdem natürlich im Takt der HF. Insgesamt ergibt er wieder den Verlauf nach Abb. 166 unten.

Den grundsätzlichen Aufbau eines Senders kennen wir nun. Wie er praktisch aussieht, wollen wir nicht näher untersuchen – das lernen wir kennen, falls wir später einmal die Amateurfunklizenz erwerben und daran denken können, selbst einen Sender zu bauen. Das ist an sich

nicht schwieriger als der Bau eines Empfängers. Sender mittlerer Leistung kann man sogar mit normalen Radiobauteilen aufbauen. Auch wenn Transistoren statt Röhren verwendet werden, bleibt das Prinzip das gleiche.

Für stärkere Sender, die bis in andere Länder oder sogar um die ganze Welt reichen, brauchen wir allerdings auch stärkere Röhren. Das ist ein Anwendungsfall, bei dem die Röhren noch den Transistoren überlegen sind. Beispielsweise muß die Endröhre ja die Leistung für die Antenne aufbringen. Welche Dimensionen ein Sender dann annimmt, mag der folgende Hinweis zeigen: Es

gibt heute große Senderöhren für Senderendstufen, die Leistungen von vielen hundert Kilowatt haben. Eine Sender-Endröhre für 300 kW hat die Leistung von rund 50 000 Leistungstransistoren, wie wir sie für die NF-Endstufe im Radio benutzen! Solch eine Röhre wird sehr heiß (stellen wir uns einen Heizofen mit mehreren 100 000 Watt Leistung vor!), ihr Anodenblech ist ein kräftiger Metallblock und wird mit Wasser gekühlt. Solch eine Röhre hat eine Masse von nahezu 80 kg und ist fast manns-hoch. Ihre Anodenspannung U_a beträgt 10 000 V, ihr Anodenstrom fast 50 A! Der Heizfaden ist kein Faden und auch kein Glühdraht mehr, sondern ein massives Gebilde, das bei einer Heizspannung von 15 ... 20 V fast 2000 A braucht, um zum Glühen zu kommen! Ähnlich sehen die anderen Bauteile aus. Der Ausgangsübertrager für die Antenne wird aus dickem Kupferrohr „gewickelt“, seine Windungen haben einen Durchmesser von gut 1 m! Der NF-Modulationsübertrager ähnelt auch mehr einem Hochspannungstransformator aus der Starkstromtechnik als dem uns bekannten NF-Übertrager: Selbst in die größte Wohnstube würde er kaum hineinpassen!

Das Gegenstück dazu sind moderne Transistor-Kleinsender, die komplett mit Mikrofon und Batterien in die Jackentasche passen. Beide Typen – sowohl der größte als auch der kleinste Sender – arbeiten aber grundsätzlich so, wie wir es hier beschrieben haben.

So arbeitet ein Empfänger

Die Funktion der gesamten sogenannten Senderseite – vom Mikrofon und Oszillator bis zur Sendeantenne und drahtlos bis zur Empfangsantenne – kennen wir nun. Wir wissen auch, welche Spannung wir am Anschluß unserer Empfangsan-

tenne vorfinden: Es ist die modulierte HF-Spannung (Abb. 166 unten) – aber eine winzige Spannung, die bestenfalls 1000 V, oft nur einige millionstel V beträgt. Sie läßt sich aber mit einem HF-Verstärker wieder verstärken.

Zuvor wollen wir uns ansehen, wie aus der modulierten HF-Spannung die NF zurückgewonnen wird. Man nennt den Vorgang der Rückgewinnung der NF-Spannung aus der HF – in der Anlehnung an den Modulationsbegriff – Demodulation.

Die Demodulation

Wir könnten daran denken, die demodulierte HF-Spannung (Abb. 166 unten) einem Kopfhörer zuzuleiten, um sie so direkt hörbar zu machen. Wir würden die HF-Schwingung aber nicht hören, weil ihre Frequenz weit oberhalb des hörbaren Bereiches liegt und außerdem die Kopfhörermembran zu träge wäre, um den schnellen HF-Schwingungen zu folgen. Aber den langsamen Schwingungen der Hüllkurve (dem Abbild der NF-Spannung) könnte sie doch folgen? Auch das ginge nicht, weil die obere und untere Hüllkurve zugleich vorhanden sind und spiegelbildlich zueinander liegen – sie heben sich in ihrer Wirkung auf.

Hieraus erkennen wir schon, was zu tun ist: Nehmen wir eine der Hüllkurven weg – beispielsweise, indem wir alle negativen Halbwellen der modulierten HF-Schwingung und damit auch die untere Hüllkurve beseitigen –, dann bleibt nur die andere Hüllkurve übrig und damit das genaue Abbild der NF-Spannung. Aber wie macht man das? Ganz einfach: Wir müssen die HF-Spannung gleichrichten.

Betrachten wir Abb. 118. Dort hatten wir eine Wechselspannung mit einer Diode gleichgerichtet; die entstandene Kurven-

form zeigte die Abb. 119. Das gleiche machen wir jetzt mit der modulierten HF-Schwingung. Abb. 171 zeigt die Schaltung dafür.

Die von der Antenne aufgenommene Spannung wird induktiv in den Gleichrichterkreis übertragen. Als Gleichrichter ist eine Halbleiterdiode eingezeichnet; wir können beispielsweise eine kleine Germanium-Spitzendiode verwenden. Mit einer Vakuumdiode ginge das natürlich genauso, aber der Aufbau wäre dann umständlicher.

Am Widerstand kommt jetzt eine pulsierende Gleichspannung zustande, wie wir das bereits bei den Abb. 118 und 119 sahen. Die Diode läßt stets nur eine Halbwelle der HF-Spannung durch, und am Widerstand ergibt sich dann ein Spannungsverlauf nach Abb. 172.

Wir schließen nun an Stelle des Widerstandes einen Kopfhörer an. Warum hören wir fast nichts? Wir haben übersehen, daß die Wicklung des Kopfhörers für die HF wie eine Drossel wirkt. Deshalb müssen wir den Kopfhörer für die HF mit einem kleinen Kondensator überbrücken. Die endgültige Schaltung sieht dann so aus, wie sie in Abb. 173 zu sehen ist.

Für die HF ist der Stromkreis zur Diode über den Kondensator geschlossen. Der gleichgerichtete Stromfluß schwankt in dem Maße, wie sich die HF-Amplitude ändert — er schwankt daher im Takt der Hüllkurve aus Abb. 172 und ist ein genaues Abbild der NF-Spannung, die wir dem Modulator senderseitig zugeführt haben.

Versuchsweise sollten wir die Schaltung nach Abb. 173 nun einmal aufbauen. Dazu ist eine gute Hochantenne und Erdung notwendig, denn die winzige Antennenenergie wird ja hier nicht verstärkt. Wir müssen also von vornherein versuchen, mit der Antenne soviel Energie wie möglich aufzunehmen.

Für die Spule verwenden wir einen belie-

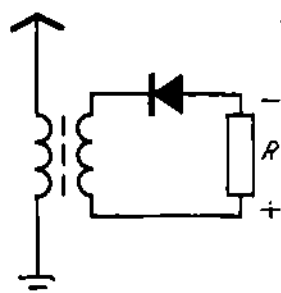
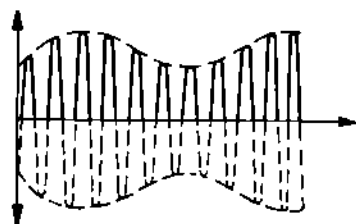


Abbildung 171



*Diese Halbwellen
sperrt die Diode !*

Abbildung 172

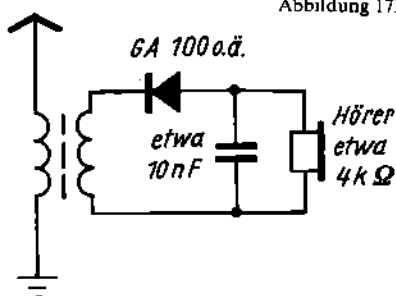


Abbildung 173

bigen kleinen HF-Eisen- oder Ferritkern. Beide Wicklungen erhalten ungefähr $100 \dots 150$ Drahtwindungen. Die Typenbezeichnung für die Germaniumdiode ist in Abb. 173 angegeben, aber auch alle ähnlichen Typen eignen sich. Der angegebene Wert für den Kondensator ist nicht sehr kritisch, er darf zwischen etwa 1 nF und höchstens 100 nF ($= 0,1 \mu\text{F}$) liegen. Als Kopfhörer dient ein hochhohermiger Funkkopfhörer mit ungefähr 4000Ω Widerstand.

Wir werden mit unserem Experiment zufrieden sein oder vielleicht auch nicht,

denn wir hören wahrscheinlich gleich mehrere Sender auf einmal. Das ist kein Wunder, denn die Diode richtet ja alles gleich, was an HF-Spannungen auf die Antenne trifft – ganz egal, von welchem Sender die HF kommt. Wir müssen also noch eine Vorkehrung treffen, um nur eine einzige Frequenz zu empfangen. Dazu erinnern wir uns wieder einer Schaltung, die wir vom Senderoszillator her schon kennen: des Schwingkreises.

Die Abstimmung

Wir erweitern jetzt unsere Schaltung entsprechend der Abb. 174. Hinzugekommen ist ein Drehkondensator mit 500 pF Kapazität. Wenn wir Spulen und Drehko mit Abb. 159 vergleichen, wird uns der Zusammenhang gleich klar. In Abb. 159 ist Spule L 2 jetzt die Antennenspule, und L 1 ist die Schwingkreisspule. Am besten verwenden wir für die Spule einen kleinen Spulenkörper mit Ferritkern (jede Rundfunkwerkstatt hat in der Abfallkiste Dutzende alter Spulen, die wir nur abzuwickeln und neu zu bewickeln brauchen, um eine für unsere Zwecke geeignete Spule zu erhalten), auf den wir beide Spulen nebeneinander mit den in Abb. 174 angegebenen Windungszahlen wickeln. Mit einem 500-pF-Drehko wird dann mit der einstellbaren Resonanzfrequenz gerade der Rundfunk-Mittelwellenbereich erfaßt. Alle anderen Teile der Schaltung entsprechen wieder Abb. 173.

Da sich bei der Resonanzfrequenz die

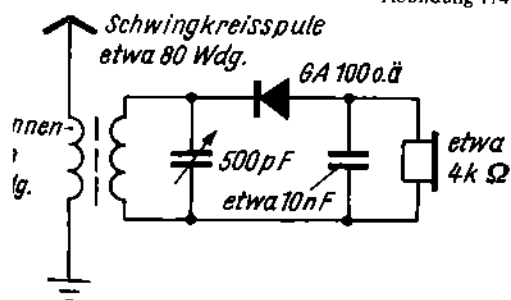
Spannung im Schwingkreis auf recht hohe Werte aufschauelt, stellen wir mit dem Drehko die Resonanzfrequenz genau auf den Sender ein, den wir hören wollen. Er ist dann bedeutend lauter als andere Sender zu hören.

Damit haben wir bereits einen kompletten kleinen Empfänger gebaut. Die verwendete Schaltung nennt man Detektorschaltung – ihr Name stammt noch aus den Anfängen des Rundfunks, denn die damals üblichen Halbleitergleichrichter – Vorläufer unserer heutigen Halbleiterdioden – nannte man Detektoren.

Die Trennschärfe unseres Empfängers ist noch nicht sehr gut. Der eingestellte Sender ist lauter zu hören als die gleichzeitig empfangenen anderen Sender, aber der Schwingkreis trennt die einzelnen Sendefrequenzen noch schlecht voneinander. Was ist die Ursache der geringen Trennschärfe?

Bei der Beschreibung des Schwingkreises (Seiten 186 bis 191) hatten wir gesehen, daß sich die Spannung um so weiter aufschaueln kann, je mehr Energie wir in den Kreis einkoppeln. Doch das hilft uns wenig, weil wir die Antennenenergie nicht vergrößern können. Außerdem ist sehr wichtig, daß die Verluste im Schwingkreis möglichst gering bleiben, und hier liegt die Ursache für die schlechte Trennschärfe unseres Gerätes. Der Demodulatorteil mit Diode und Kopfhörer ist dem Schwingkreis parallelgeschaltet, er entzieht ihm Energie und wirkt wie ein parallelgeschalteter Verlustwiderstand; man sagt, der Demodulator bedämpft den Schwingkreis. Wir können diesen störenden Einfluß etwas verringern, indem wir die Schwingkreisspule anzapfen. Die Schaltung dafür zeigt uns Abb. 175. Dabei ändert sich die Windungszahl insgesamt nicht, aber bei der 20. Windung wird eine Anzapfung angebracht, an die wir den Demodulator anschließen. Jetzt bekommt die Diode zwar nur noch ein Viertel der Schwing-

Abbildung 174



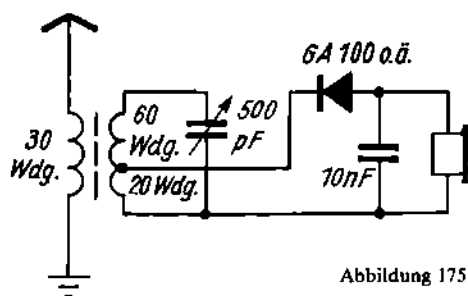


Abbildung 175

kreissspannung (Trafo-Prinzip), aber an der Anzapfung ist jetzt für den Demodulator ein geringerer Quellenwiderstand vorhanden. Das müssen wir genauer erklären.

Für den Demodulator ist der Schwingkreis die Spannungsquelle. Sie hat — wie jede Spannungsquelle — einen Innenwiderstand, nämlich den Scheinwiderstand des Schwingkreises (das ist vereinfacht ausgedrückt). Der Innenwiderstand einer Spannungsquelle spielt eine große Rolle. Je höher er ist, um so geringer wird die abgegebene Spannung beim Anschluß eines Verbrauchers mit gleichbleibendem Widerstand (den Widerstand unseres Verbrauchers, des Demodulator-Stromkreises, können wir ja nicht beeinflussen).

Wenn wir den Demodulator nun an die Anzapfung anschließen, dann haben wir dort nicht $\frac{1}{4}$, sondern nur $\frac{1}{16}$ des Schwingkreis-Scheinwiderstandes als Quellwiderstand. Der Scheinwiderstand des Schwingkreises ist ja als zwischen den Spulenenden vorhanden zu denken. Die unteren 20 Windungen der Spule bilden aber zur gesamten Wicklung einen Transformator.

Da Widerstände mit dem Quadrat des Übersetzungsverhältnisses transformiert werden, liegt die Anzapfung bei $\frac{1}{4}$ der Gesamtwindungszahl; das Übersetzungsverhältnis beträgt also 1:4. Im gleichen Maße wird die Schwingkreissspannung herabtransformiert, doch der Schwingkreiswiderstand wird im Verhältnis $1:4^2 = 1:16$ herabgesetzt! Wir haben demnach an der Anzapfung nur noch $\frac{1}{16}$

des Quellenwiderstandes gegenüber der Schaltung nach Abb. 174.

Die Spannung geht also beim Anschluß des Demodulators weit weniger zurück als zuvor, das heißt, daß der Schwingkreis jetzt viel weniger bedämpft wird. Er schaukelt sich auf viel höhere Resonanzspannung auf als zuvor, so daß wir im Endeffekt bei der Anzapfung doch wieder die gleiche NF-Spannung (und damit die gleiche Lautstärke) haben wie vorher, oder sogar noch mehr. Das Weiteraufschaukeln der Schwingkreissspannung gilt aber nur für die Resonanzfrequenz, nicht für die anderen Frequenzen. Deshalb wird sich die Resonanzfrequenz aus den anderen Frequenzen weiter herausheben — die Trennschärfe wird besser.

Das Audion

Der Schwingkreis muß möglichst verlustfrei arbeiten und darf vom Demodulator möglichst wenig bedämpft werden. Die Dämpfung durch den Demodulator läßt sich durch Anzapfung des Schwingkreises verringern. Trotzdem bleibt eine Dämpfung bestehen, weil der Demodulator dem Schwingkreis in jedem Falle eine Leistung entzieht. Außerdem hat auch der Schwingkreis selbst unvermeidliche Verluste, nicht zuletzt durch den Drahtwiderstand der Spule.

Die Verluste machen sich besonders bei höheren Frequenzen bemerkbar. Hochfrequente Wechselströme fließen nämlich nicht im gesamten Drahtquerschnitt, sondern vorwiegend an der Oberfläche des Drahtes — dies um so mehr, je höher die Frequenz ist. Für sehr hohe Frequenzen (im UKW-Bereich) benutzt man deshalb dicke Drähte, manchmal sogar mit versilberter Oberfläche, denn Silber leitet noch besser als Kupfer, und die Drahtstärke hat hier nur den Zweck, die Oberfläche zu vergrößern. Da das Draht-

innere an der Leitung des Stromes nicht mehr beteiligt ist, sind beispielsweise die Spulen in UKW-Großsendern meist aus versilberten hohlen Rohren aufgebaut.

Im Mittel- und Kurzwellenbereich benutzt man für Rundfunkempfänger die sogenannte Hochfrequenzlitze. In ihr sind mehrere dünne Drähtchen vereinigt, die lackiert, also gegeneinander isoliert sind. Dadurch erreicht man, daß die Ströme in den im Litzeninnern fließenden Drähtchen nicht zur Litzenoberfläche wandern und der ganze Litzenquerschnitt ausgenutzt wird. Mit HF-Litze lassen sich deshalb Spulen aufbauen, die gegenüber gleichartigen, aus Volldraht gewickelten Spulen geringere Verluste haben. Das gilt allerdings nur dann, wenn beim Anlöten der HF-Litze wirklich sämtliche Drähtchen erfaßt werden. Ist nur ein Drähtchen der Litze gebrochen oder hat es beim Anlöten nicht einwandfreien Kontakt bekommen, so ist die ganze Spule schlechter als eine solche aus Volldraht. Weil das Anlöten und Verarbeiten der HF-Litze Übung erfordert, wollen wir zu Anfang noch auf sie verzichten und unsere Spulen aus normalem Draht wickeln, der es für unsere Zwecke auch tut.

Die Erscheinung, daß HF-Ströme bei höheren Frequenzen sich mehr und mehr an der Drahtoberfläche konzentrieren, wird Skineffekt genannt. Sie hängt mit den elektromagnetischen Erscheinungen beim Stromfluß zusammen.

Für die einfache Schaltung nach Abb. 175 gibt es also eine leistungsmäßige Grenze. Die Schwingkreisverluste lassen sich nicht beliebig verringern, und wenn der Kopfhörer noch ausreichend NF-Spannung bekommen soll, darf auch ein gewisser Mindestwert der HF-Spannung an der Antenne nicht unterschritten werden. Den Ausweg bringt eine Schaltung, die wir bereits in Abb. 163 kennenlernten: die Rückkopplung.

Ein Vergleich der Abb. 176 mit Abb. 163 zeigt uns, daß wir es wieder mit einer Oszillatorschaltung zu tun haben. Wir wollen den Rückkopplungskondensator C_R jedoch jetzt nicht so weit vergrößern, bis die Schwingungen einsetzen, sondern ihn ein wenig kleiner halten, als dazu erforderlich wäre. Die in der Röhre verstärkte HF-Spannung wird dann zwar wieder in den Schwingkreis transformiert (von L 2 auf L 3), doch dieser rückgekoppelte Teil reicht nicht aus, die Schwingkreisverluste völlig auszugleichen und die Schwingungen aufrechtzuerhalten. Es entstehen keine selbständigen Schwingungen, aber immerhin wird ein Teil der Kreisverluste durch die rückgekoppelte Spannung ausgeglichen. Die verbleibenden Kreisverluste sind also geringer, oder anders gesagt: Wir haben den Schwingkreis entdämpft! Wenn der Rückkopplungsdrehko vorsichtig weiter vergrößert wird, können die Schwingkreisverluste sogar fast vollständig ausgeglichen werden. Es wird

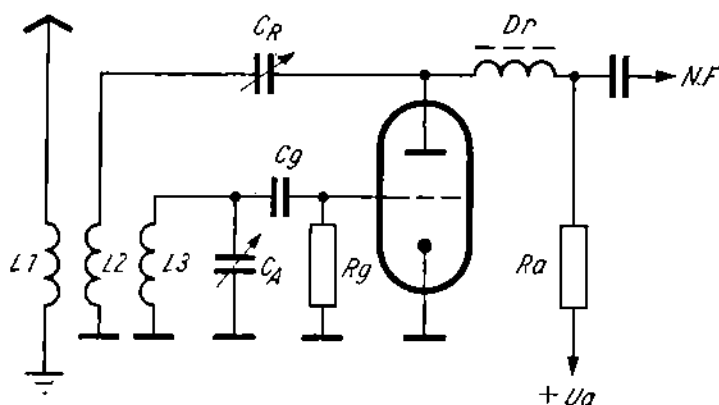


Abbildung 176

dann gerade soviel Energie rückgekoppelt, wie dem Kreis durch die Kreisverluste und sonstigen Verluste der Schaltung entzogen werden. So erreicht der Kreis seine maximale Resonanzwirkung. Drehen wir allerdings den Rückkopplungskondensator C_R nur noch ein klein wenig weiter auf, dann gelangt mehr Energie auf den Schwingkreis zurück, als in ihm verlorengeht. Die Schwingungen klingen dann nicht mehr ab — die Schaltung ist zum HF-Generator geworden. Das hatten wir im Falle des Senders beabsichtigt, aber für Empfangszwecke ist das unerwünscht. Die Rückkopplungsschaltung soll ja nicht als Oszillator arbeiten, sondern lediglich die Kreisverluste weitgehend ausgleichen.

Die Spulen L_1 , L_2 und L_3 sitzen auf dem gleichen Spulenkörper. L_1 transformiert die Antennenspannung in den Schwingkreis L_3/C_A ; die Rückkopplungsspule L_2 transformiert die von der Röhrenanode abgenommene verstärkte HF-Spannung, deren Rückkopplungsanteil mit C_R eingestellt wird, in den Schwingkreis. Bei geschickter Einstellung von C_R (so, daß möglichst alle Kreisverluste ausgeglichen werden, aber die Schaltung noch nicht selbständig zu schwingen beginnt) wird die von L_1 eingekoppelte Antennenspannung durch Verluste kaum noch gemindert. Im Gegenteil, die Verstärkerwirkung der Röhre bewirkt eine ganz beträchtliche Erhöhung der Schwingkreisspannung gegenüber der einfachen Schaltung in Abb. 175. Sie reicht dann aus, um sogar geringste Antennenspannungen (sehr schwach ankommende Sender) noch ausnutzen zu können. Ausnutzen bedeutet demodulieren, denn wir wollen zu einer NF-Spannung kommen. Wo erfolgt hier die Demodulation?

Lesen wir noch einmal, was auf Seite 195 zum Entstehen der Gittervorspannung bei dieser Schaltung gesagt wurde. Gitter und Katode bilden eine Diodenstrecke!

Tatsächlich wird die Schwingkreisspannung zwischen Gitter und Katode gleichgerichtet. Die am Gitter auftretende HF-Spannung bewirkt also nicht nur eine Steuerung des Anodenstromes — eine Verstärkungswirkung für die HF-Spannung —, sondern sie wird gleichzeitig gleichgerichtet, und dadurch kommt am Gitter bzw. am Gitterwiderstand R_g eine negative Spannung zustande.

Hatten wir aber nicht durch richtige Einstellung von C_R dafür gesorgt, daß der Oszillator nicht schwingt? Darauf kommt es hier nicht an, denn jetzt wird ja die Antennenspannung gleichgerichtet. Sie ist zwar sehr gering, aber die Rückkopplung bewirkt, daß sich die Schwingkreisspannung zu beträchtlichen Werten (einigen zehntel Volt) aufschauelt; außerdem können wir den Wert von R_g jetzt sehr hoch wählen ($1 \cdots 2 \text{ M}\Omega$), höher als in der Schaltung nach Abb. 163. Nun reicht bereits die Antennenspannung aus, um am Gitter eine ausreichende negative Vorspannung entstehen zu lassen. Da diese Vorspannung aus der Antennenspannung gewonnen wird, ändert sich ihre Höhe im Takt der HF-Amplitude. Die Gleichrichtung zwischen Gitter und Katode entspricht deshalb derjenigen, die wir in den Abb. 171 und 172 vorgenommen haben — die HF-Spannung wird demoduliert, und die Schwankungen der Gittervorspannung an R_g sind nichts anderes als die NF-Spannung!

Die Röhre bewirkt also die HF-Verstärkung zum Zwecke der Rückkopplung und dient außerdem der Demodulation. Sie erfüllt sogar noch eine dritte Aufgabe: Sie verstärkt die NF! Die NF-Spannung tritt ja am Widerstand R_g , also zwischen Gitter und Katode auf — ebenso wie die HF-Spannung. Demzufolge wird auch die NF-Spannung gleichzeitig verstärkt und ist an der Röhrenanode weit stärker vorhanden als am Gitter.

3



Wir sehen, daß diese Schaltung gleich mehrere Aufgaben erfüllt. Sie entdämpft den Schwingkreis und sorgt dafür, daß wir auch bei sehr schwachen Sendern noch ausreichende Resonanzspannung und gute Trennschärfe erhalten. Sie demoduliert die HF-Spannung und verstärkt die NF-Spannung ebenfalls noch einmal. An der Anode kann die NF-Spannung dann mehr als den tausendfachen Wert der Antennenspannung haben, während die NF-Spannung in den bisherigen Schaltungen (Abb. 174 und 175) bestenfalls so groß wie die Antennenspannung oder nur geringfügig höher sein kann (durch die Transformationswirkung der Antennen- zur Schwingkreisspule).

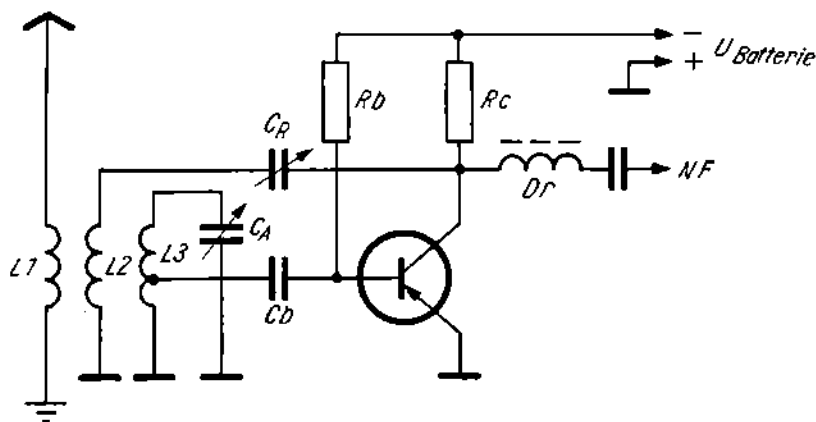
Ein wesentlicher Unterschied zu den vorangegangenen Schaltungen besteht darin, daß die Energie für den Kopfhörer jetzt nicht mehr unmittelbar von der Antenne geliefert werden muß, sondern diese nur noch die Röhre steuert. Die NF-Leistung wird jetzt von der Röhre

aufgebracht. Allerdings haben wir an der Anode zwei Frequenzen, nämlich die HF und die NF. Abb. 176 zeigt bereits, wie sie getrennt werden: Die HF-Spannung wird durch die HF-Drossel D_r daran gehindert, „falsche Wege“ zu gehen. Für die NF-Spannung bildet die Drossel keinen nennenswerten Scheinwiderstand.

Damit auch bei NF eine Verstärkung zustande kommt, ist der Anodenwiderstand R_a vorhanden, dessen Wirkung uns bekannt ist. An ihm können wir die NF über einen Kondensator auskoppeln. Die HF kann deshalb nur in den Rückkopplungszweig fließen. Der NF ist dieser Weg versperrt, weil C_R zu klein ist, um niedrige Frequenzen noch merklich durchzulassen; für NF ist sein Scheinwiderstand zu hoch. Tatsächlich gelangt also jede Frequenz dorthin, wo sie gebraucht wird.

Eine solche Schaltung wird als Audionschaltung bezeichnet. Sie ist für einfache Empfänger ganz vorzüglich geeignet und wurde daher in früheren Jahren in vielen billigen Geräten benutzt. Leider hat sie zwei Nachteile, und deshalb wird industriell von ihr kein Gebrauch mehr gemacht: Erstens ist sie für den Laien in der Bedienung zu kompliziert. Beim Einstellen ist es ja nicht damit getan, am Abstimmknopf C_A zu drehen, sondern gleichzeitig muß ein zweiter Knopf für C_R bedient werden. Stellt man C_R auf einen zu geringen Wert ein, so wird der Schwingkreis nicht ausreichend entdämpft, und die NF-Spannung (und damit die Lautstärke) geht sehr zurück. Wird aber C_R auf einen zu großen Wert gestellt, so beginnt die Schaltung als Oszillator zu arbeiten! Ein Empfang ist dann kaum noch möglich. Was jedoch schlimmer ist: Die im Oszillator erzeugte HF-Spannung wird von L_2 und L_3 auf L_1 transformiert, gelangt damit an die Antenne und wird abgestrahlt! Aus dem Audion wird ein Sender, der den Emp-

Abbildung 177



fang in der ganzen Nachbarschaft stören kann, und das ist, wie wir wissen, streng verboten!

Bei der Bedienung des Audions kommt es also darauf an, C_R mit Geschick immer auf den kritischen Punkt einzustellen, in dem das Audion die höchste Empfindlichkeit hat, aber noch nicht selbständig schwingt. Kann man C_R auf diesen Punkt nicht fest einstellen? Das geht leider nicht, weil die Einstellung bei jeder Frequenz ein klein wenig anders sein muß. Auf dieses „klein wenig“ kommt es jedoch gerade an: Bei höherer Frequenz hat C_R geringeren Scheinwiderstand, und deshalb wird die Rückkopplung stärker! Zweitens ist die Röhrenverstärkung nie über längere Zeit genau gleich. Wenn U_a etwas schwankt, ändert sich auch die Verstärkung der Röhre. Das gleiche geschieht, wenn sich die Katodentemperatur leicht ändert, weil die Heizspannung etwas schwankt. Beide Spannungen entnehmen wir aber fast immer dem Lichtnetz, und dort kommen manchmal recht große Abweichungen von den vorgeschriebenen 220 V vor. Ähnliches passiert bei Transistorgeräten im Batteriebetrieb, wenn die Batterie altert. Auch deshalb ist es nicht möglich, C_R fest einzustellen.

Für unsere Bastelzwecke ist die Audionschaltung wegen ihrer Einfachheit und guten Leistung jedoch geradezu ideal.

Uns stört die Rückkopplungseinstellung nicht — wir wissen ja, worauf es dabei ankommt. Wenn wir mit einem Audion experimentieren, wollen wir aber immer an die Nachbarn und die Vorschriften denken! Die Rückkopplung darf niemals so stark gemacht werden, daß das Audion „pfeift“ — denn das ist ein Zeichen dafür, daß es selbständig schwingt!

Ein Audion läßt sich anstatt mit einer Röhre natürlich ebensogut mit einem Transistor aufbauen. Transistoren haben ja ebenfalls Verstärkerwirkung und können deshalb hier die Röhrenfunktion übernehmen. Auch die Demodulation kann erfolgen, da im Transistor die Basis-Emitter-Strecke und die Basis-Kollektor-Strecke nichts anderes als Dioden sind. Ein Transistor-Audion sieht deshalb ähnlich aus wie ein Röhren-Audion. Ein Schaltbeispiel dafür gibt die Abb. 177, deren Ähnlichkeit mit Abb. 176 unverkennbar ist.

Die Bedeutung der Widerstände R_b und R_c ist uns von der Grundschaltung der Transistor-Verstärkerstufe her bekannt (Abb. 145). R_b hat hier außerdem eine ähnliche Funktion wie R_g in Abb. 176. Dieser Widerstand muß aber — um dem Transistor einen ausreichend kräftigen Basisstrom zu geben — kleinere Werte haben als R_g in Abb. 176. Damit er den Schwingkreis nicht unnötig bedämpft, ist die Schwingkreisspule L_3 wieder an-

gezapft (siehe Abb. 175). Die HF-Drossel Dr ist etwas anders geschaltet als in Abb. 176: Rc wirkt jetzt als Kollektorwiderstand zugleich für HF und NF; die Drossel verhindert nur noch das Abfließen der HF über die NF-Leitung. Ebenso könnte man in Abb. 176 verfahren, umgekehrt wäre die Anschaltung der Drossel in Abb. 176 auch bei Abb. 177 möglich (die Drossel läge dann in Serie mit Rc, zwischen ihr und Rc wäre dann der NF-Auskoppel-Kondensator anzuschließen).

Für Röhren-Audions und erst recht für Transistor-Audions gibt es zahlreiche Abwandlungen der Audionschaltung. Oft haben sie auf den ersten Blick keine Ähnlichkeit mit den beiden hier gezeigten Schaltungen. Jede Schaltung hat Vor- und Nachteile, die wir hier natürlich nicht alle besprechen können. Wir werden aber jede andere Schaltung verstehen, wenn wir wissen, wie ein Audion grundsätzlich arbeitet.

Mehrkreisempfänger

Unser Audion hat durch den Schwingkreis bereits recht gute Trennschärfe erhalten. Sie reicht aber noch nicht aus, weil viele Sender auf einander dicht benachbarten Frequenzen arbeiten.

Um die Trennschärfe weiter zu verbessern, kann man mehrere Schwingkreise verwenden. Je mehr es sind, um so besser ist die Trennschärfe.

Bisher hatten wir stets nur einen

Schwingkreis in unserer Schaltung angewendet — es waren Einkreisschaltungen oder kurz: Einkreiser.

Mehrkreisempfänger waren in früheren Jahren üblich und sind, seitdem die Technik der Superhetempfänger ausge-reift ist, technisch veraltet. Wir wollen ihren Aufbau nur kurz in Abb. 178 studieren.

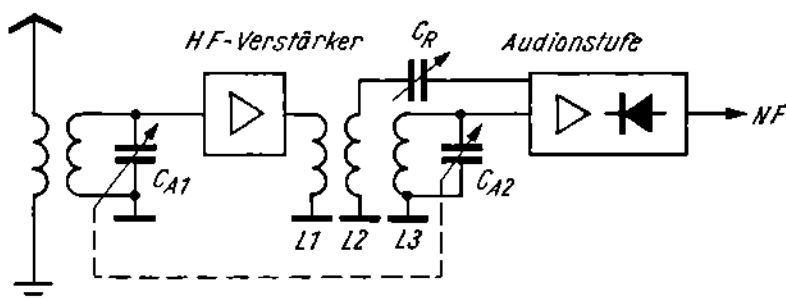
Von der Antenne gelangt die HF auf den ersten Schwingkreis mit C_{A1} , aber diesem ist nicht wie bisher der Demodulator nachgesetzt, sondern ein einfacher HF-Verstärker mit einer Verstärkerstufe. Geschaltet ist er so ähnlich wie die HF-Verstärkerstufe in Abb. 164. Die verstärkte HF-Spannung gibt er an das eigentliche Audion bzw. an dessen frühere Antennenspule L 1 ab. Es handelt sich also um den Spulensatz der Abb. 176.

Das Audion enthält den zweiten Schwingkreis mit C_{A2} , die rechte Hälfte der Schaltung aus Abb. 176 müssen wir uns in dem mit Audionstufe bezeichneten Kästchen denken. Da diese Stufe sowohl verstärkt als auch demoduliert, ist außer dem Verstärkerzeichen (Dreieck) auch das für die Demodulation typische Organ, die Diodenstrecke, angedeutet. Das ist der Aufbau eines Zweikreisers.

Würde man vor dem HF-Verstärker nochmals eine HF-Vorstufe vorsehen, käme man zum Dreikreiser. Praktisch ist ein solches Gerät jedoch schwierig aufzubauen.

Erstens würde die Gefahr der Selbsterregung bestehen — das ist eine unbeabsichtigte Rückkopplung. Denken wir daran,

Abbildung 178



daß im zweiten Kreis (Ausgang des HF-Verstärkers) die gleiche Frequenz wie im ersten Eingang des HF-Verstärkers, jedoch mit beträchtlich höherer Spannung, vorhanden ist. Stehen die Spulen des zweiten Kreises denen des ersten zu nahe, so koppeln sie magnetisch aufeinander – es entsteht eine Rückkopplung vom Ausgang des HF-Verstärkers zurück zum Eingang! Die HF-Stufe beginnt dann wie ein Oszillator zu schwingen und kann natürlich nicht mehr verstärken. Die Rückkopplung kann aber auch kapazitiv entstehen, wenn die Ausgangsleitungen des HF-Verstärkers oder des Audions der Eingangs- und Antennenleitung zu nahe kommen. Benachbarte Leitungen wirken zueinander wie ein Kondensator! Bei den hohen Frequenzen genügen dann schon sehr kleine Kapazitäten (kurze Leitungen in größerem Abstand), um von der HF-Ausgangsspannung des HF-Verstärkers oder Audions so viel zum Eingang zurückkommen zu lassen, daß die Rückkopplungsbedingung erfüllt ist. Dieses Problem muß umständlich durch Abschirmung gelöst werden – zwischen den einzelnen Stufen werden Metallwände gezogen, und die Leitungen werden mit einem Metallgespinst umgeben, das an Masse gelegt wird (diese Leitungen nennt man abgeschirmte Leitungen). Bedeutsamer noch ist ein zweites Problem. Beide Schwingkreise müssen immer auf die genau gleiche Resonanzfrequenz eingestellt, also bei allen Frequenzen im „Gleichlauf“ sein. Nun kann man zu diesem Zweck C_{A1} und C_{A2} auf eine gemeinsame Drehachse montieren und mit einem Knopf bedienen. Beide bilden dann einen Doppeldrehko (dieser Zusammenhang wird im Schaltbild stets durch eine punktierte Linie angegeben, wie wir in Abb. 178 sehen). Doch mehrere Kondensatoren so gleichartig zu bauen, daß sie in allen Stellungen wirklich gleiche Kapazität haben, ist sehr

schwierig. Mit zwei Kondensatoren gelingt es gerade noch einigermaßen ausreichend; bei einem Dreikreiser oder auch noch mehr Schwingkreisen würden wir jedoch einen Dreifachdrehko bzw. sogar Drehkos mit noch mehr Einzelkondensatoren brauchen. Da sie kaum untereinander gleichmäßig wären, ist das Gleichlaufproblem bei drei Kreisen nur sehr, sehr schwer, bei mehr als drei Kreisen dann kaum noch befriedigend lösbar.

Den Ausweg bietet das Superhetprinzip, mit dem wesentlich höhere Kreisfrequenzen erreichbar sind. Die Mehrkreiser haben deshalb mit Ausnahme des Superhetempfängers ihre Bedeutung heute vollständig verloren. Lediglich in Sonderfällen werden sie von erfahrenen Funkamateuren gelegentlich noch gebaut.

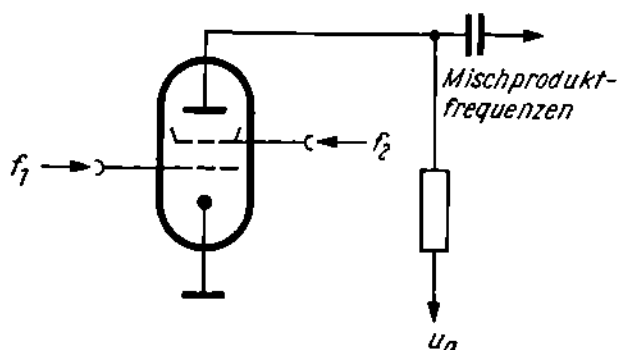
Der Superhetempfänger

Der Aufbau eines Empfängers mit mehreren abstimmbaren Kreisen scheitert am schwer erreichbaren Gleichlauf der Kreise. Es ist aber leicht möglich, beliebig viele Kreise auf eine gleiche Frequenz abzustimmen, wenn diese Frequenz konstant bleibt. Die Kreise können dann fest eingestellt werden, so daß das Gleichlaufproblem entfällt. Da wir jedoch mehrere Frequenzen empfangen wollen, nützt uns das wenig.

Es gibt aber eine Möglichkeit, die von der Antenne aufgenommene Frequenz in eine andere Frequenz umzuwandeln. Dabei kann erreicht werden, daß diese neue Frequenz immer die gleiche ist. Für sie können festabgestimmte Kreise benutzt werden, die nicht mehr verstellt werden müssen. Diesen Vorgang der Frequenzumwandlung nennt man die Überlagerung.

Da die einzelnen Vorgänge bei der Überlagerung verhältnismäßig kompliziert sind, müssen wir uns in diesem Buch –

Abbildung 179



das ja nur Grundlagen nahebringen soll – damit begnügen, nur das Prinzip kennenzulernen.

DIE ÜBERLAGERUNG

Wir wollen feststellen, was geschieht, wenn einer Röhre gleichzeitig zwei verschiedene Frequenzen zugeführt werden. Zu diesem Zweck verwenden wir eine spezielle Röhre mit zwei Steuergittern (Abb. 179). Beide Gitter haben die gleiche Wirkung. Dem einen wird die Frequenz f_1 , dem anderen die zweite Frequenz f_2 zugeführt. Beide Wechselspannungen steuern nun den gleichen Anodenstrom. In der Röhre werden sie gemischt.

Die Einzelheiten dieses Mischvorganges sind sehr kompliziert, der Techniker unterscheidet auch zwischen mehreren Mischungsarten. Wir wollen uns ohne besondere Erklärung nur merken, daß an der Anode dieser Mischröhre jetzt mehrere Frequenzen vorhanden sind.

Es tritt dort die Frequenz f_1 auf, ferner die Frequenz f_2 ; für beide Frequenzen wirkt die Röhre ganz normal als Verstärker. Außerdem treten dort aber noch zwei weitere, neue Frequenzen auf! Es ist einmal die Differenz beider Frequenzen ($f_1 - f_2$), zum anderen die Summe beider ($f_1 + f_2$). Ferner treten mit geringerer Spannung noch zahlreiche weitere neue Frequenzen auf, die sich ebenfalls rechnerisch ableiten lassen und uns hier nicht weiter kümmern sollen.

Alle diese neuen Frequenzen werden Mischprodukte genannt. Für uns sind dabei nur die Summen- und die Differenzfrequenz von Interesse.

Zunächst soll uns ein Zahlenbeispiel diesen Zusammenhang verständlich machen.

Nehmen wir an, f_1 soll 500 kHz betragen und f_2 200 kHz. Dann treten an der Anode außer diesen beiden Frequenzen noch die neuen Frequenzen 300 kHz ($f_1 - f_2$) und 700 kHz ($f_1 + f_2$) auf! Ändern wir eine Frequenz ab: $f_1 = 450$ kHz, $f_2 = 200$ kHz. Die neuen Frequenzen lauten nun 250 kHz und 650 kHz. Die Verringerung um 50 kHz bei f_1 finden wir also in den beiden Mischfrequenzen wieder im gleichen Betrag vor. Ändern wir nun gegenüber dem ersten Beispiel beide Frequenzen um den gleichen Betrag: $f_1 = 450$ kHz, $f_2 = 150$ kHz. Ergebnis für die Mischfrequenz: 300 kHz ($f_1 - f_2$) und 600 kHz ($f_1 + f_2$). Die Differenzfrequenz ist also die gleiche wie im ersten Beispiel. Daraus ergibt sich eine interessante Möglichkeit: Wenn wir f_2 im gleichen Maße ändern wie f_1 , bleibt die Differenzfrequenz $f_1 - f_2$ konstant. Und das brauchen wir für den Mehrkreisempfänger – eine konstante Frequenz!

Unser Empfänger könnte dann so aussehen, wie Abb. 180 zeigt. Die Frequenz f_1 wird von der Antenne geliefert – es ist die Frequenz des zu empfangenden Senders. Die zweite Frequenz f_2 wird von

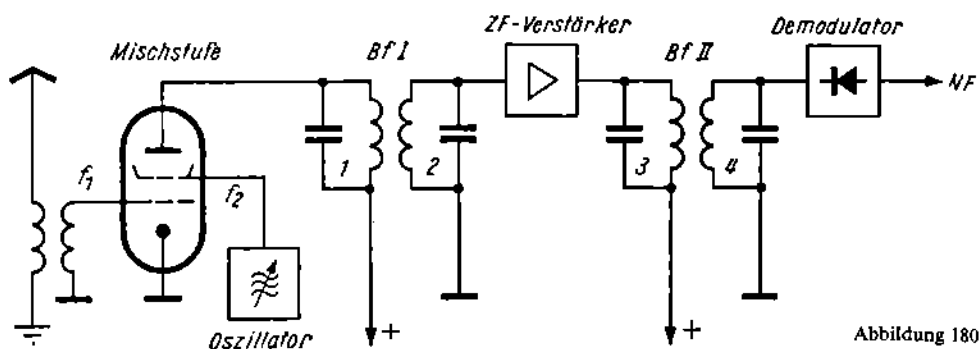


Abbildung 180

einem Oszillator geliefert. Wir haben im Empfänger jetzt gewissermaßen einen Miniatursender, mit dem wir diese zweite Frequenz erzeugen. Wie der Oszillator geschaltet ist, wissen wir von den Abb. 163 und 164 her.

In der Anodenleitung liegt ein Schwingkreis 1, der fest auf eine Frequenz abgestimmt ist (beispielsweise auf 300 kHz). Aus den zahlreichen in der Anodenleitung vorhandenen Mischprodukten filtert dieser Kreis nun seine Resonanzfrequenz heraus und gibt sie an Schwingkreis 2 weiter (beide Spulen sind induktiv gekoppelt!).

Schwingkreis 2 soll ebenfalls auf 300 kHz abgestimmt sein.

Der Oszillator braucht nun immer nur so eingestellt zu werden, daß seine Frequenz von der des zu empfangenden Senders genau 300 kHz abweicht, dann wird die Senderfrequenz nach ihrer Mischung mit der Oszillatorfrequenz in der Mischstufe genau die Differenzfrequenz von 300 kHz ergeben. Wenn andere Senderfrequenzen gleichzeitig auftreten, geben diese mit der Oszillatorfrequenz auch eine andere Differenzfrequenz — und für diese sind Schwingkreis 1 und 2 nicht in Resonanz! Soll ein anderer Sender eingestellt werden, so brauchen wir eigentlich nur die Oszillatorfrequenz zu ändern. Erhöhen wir sie beispielsweise um 100 kHz, so muß auch die Senderfrequenz um 100 kHz höher sein, um wieder die gleiche Differenzfrequenz von

300 kHz zu ergeben, auf die die Schwingkreise 1 und 2 abgestimmt sind.

Die so gewonnene, immer gleichbleibende Frequenz nennt man Zwischenfrequenz — sie ist gewissermaßen ein Zwischenglied zwischen der Empfangsfrequenz und der Niederfrequenz.

Die Zwischenfrequenz wird mit den Buchstaben ZF abgekürzt; sie ist aber ebenfalls noch eine Hochfrequenz. Aus dem Mischvorgang ergibt sich, daß diese ZF ebenso moduliert ist wie die Empfangsfrequenz. Wenn wir also die ZF demodulieren, erhalten wir die NF wie beim Audion und den vorangegangenen Empfangsschaltungen.

Für die konstante ZF kann man mehrere Schwingkreise hintereinanderschalten, die auf eine einzige Frequenz fest eingestellt werden — damit ist das Gleichlaufproblem zunächst gelöst.

Abb. 180 zeigt uns, daß man die Zwischenfrequenz nach dem zweiten Kreis noch mit einem HF-Verstärker verstärkt. Es folgen dann zwei weitere, auf die ZF abgestimmte Kreise. Die ZF wird also, bevor sie demoduliert wird, vierfach gesiebt, und das ergibt eine gute Trennschärfe.

Die Kombination zweier Schwingkreise nennt man hier Bandfilter, in Abb. 180 sind die Kreise 1 und 2 zum Bandfilter Bf I, die Kreise 3 und 4 zum Bandfilter Bf II zusammengefaßt.

Der Vorgang der Mischung zweier Frequenzen wird auch als Überlagerung be-

zeichnet; deshalb heißt dieser Empfängertyp Überlagerungsempfänger. Für diese deutsche Bezeichnung hat sich leider das gewaltiger klingende, aber unschöne Fremdwort Superheterodynempfänger eingebürgert. Es wurde im Laufe der Zeit zu Superhetempfänger abgekürzt, und heute sagen wir nur noch Super dazu, ohne daran zu denken, daß „Super“ wörtlich übersetzt nur „Über...“ bedeutet.

Die Mischröhre hat so, wie sie in den Abb. 179 und 180 eingezeichnet ist, einen Mangel: Die Steuergitter stehen in der Röhre dicht beisammen; sie haben also wieder eine Kapazität gegeneinander. Über diese Kapazität kann die Oszillatorfrequenz auf den Eingang und zur Antenne kommen und abgestrahlt werden – das ist jedoch verboten, denn die unbemerkt abgestrahlte Oszillatorfrequenz könnte leicht mit der Frequenz eines anderen Senders zusammenfallen, den vielleicht der Nachbar gerade hört. Wenn sie sich von dieser Senderfrequenz nur ganz wenig (vielleicht um einige hundert oder tausend Hz) unterscheidet, gelangt sie mit der Senderfrequenz zusammen in die Mischstufe des nachbarlichen Empfängers, wo beide Frequenzen – der Sender, den der Nachbar hört, und unsere fast gleiche Oszillatorfrequenz – miteinander gemischt werden. Die so entstehende Differenzfrequenz hat nur einige hundert oder tausend Hz, gehört damit zum Hörbereich und wird – das ist das Schlimme dabei – der ZF aufmoduliert! Mit dieser zusammen durchläuft sie alle ZF-Kreise. Nach der Demodulation ist dann in der NF ein übler Pfeifton in der Höhe der Frequenzdifferenz zwischen dem eingestellten und dem störenden Sender zu hören.

Der störende Sender kann ein zweiter, auf dicht benachbarter Frequenz arbeitender Rundfunksender sein (das ist der Grund, weshalb heute viele Mittelwellensender „verpiffen“ sind – dieser Be-

reich ist mit Sendern längst überfüllt); der „Störsender“ kann aber auch unser Oszillator sein – und das muß vermieden werden.

Ein Super muß also so gebaut sein, daß die Oszillatorfrequenz auf keinen Fall zur Antenne gelangen kann. Das wird erreicht, indem in der Mischröhre zwischen den Steuergittern ein Schirmgitter angeordnet wird.

Der Aufbau nach Abb. 180 hat noch einen zweiten Mangel. Weil die ZF als Differenz zwischen Empfangsfrequenz und Oszillatorfrequenz entsteht, gibt es nämlich zu jeder Empfangsfrequenz grundsätzlich zwei Oszillatorfrequenzen, mit denen die ZF gebildet werden kann. Beträgt die ZF beispielsweise 300 kHz und die Empfangsfrequenz 700 kHz, dann kann die Oszillatorfrequenz entweder geringer sein als die Empfangsfrequenz und würde dann 400 kHz betragen ($700 - 400 = 300$ kHz), oder sie liegt über der Empfangsfrequenz und beträgt dann 1000 kHz ($1000 - 700$ ergibt wiederum die ZF mit 300 kHz). Von diesen beiden Möglichkeiten wird heute fast ausschließlich die benutzt, bei der die Oszillatorfrequenz höher ist als die Empfangsfrequenz.

Aus dem gleichen Zusammenhang geht hervor, daß es zu einer Oszillatorfrequenz auch zwei Empfangsfrequenzen gibt, die die ZF ergeben! Wollen wir beispielsweise einen Sender auf 600 kHz empfangen und die ZF beträgt 300 kHz, muß die Oszillatorfrequenz daher 900 kHz betragen ($900 - 600 = 300$ kHz). Arbeitet jedoch gleichzeitig ein zweiter Sender auf der Frequenz 1200 kHz, so wird er ebenfalls hörbar, weil die Oszillatorfrequenz für ihn gerade um den Betrag der ZF tiefer liegt: $1200 - 900 = 300$ kHz. Beide Sender geben die gleiche ZF und sind nicht mehr zu trennen!

Da die zweite unerwünschte Frequenz in bezug auf die Oszillatorfrequenz gewis-

sermaßen „spiegelbildlich“ zur Empfangsfrequenz liegt, wird sie Spiegelfrequenz genannt. Die Spiegelfrequenz des Senders, den wir hören wollen, liegt deshalb stets um den doppelten Betrag der ZF höher als die Empfangsfrequenz, auf der wir unseren Sender empfangen. Sie ist weit genug von der Empfangsfrequenz entfernt, die nun mit einem einzigen Kreis vor der Mischstufe ausgefiltert werden kann.

Zwischen Mischstufe und Antenne ist deshalb ein Vorkreis erforderlich, den wir zugleich mit dem Oszillator auf die Frequenz, die wir hören wollen, abstimmen müssen. Die Spiegelfrequenz wird dann ausreichend unterdrückt; in den Kurzwellenbereichen ist sie aber oft noch merklich vorhanden.

Wir verbessern nun das Prinzipschaltbild, wie es einem betriebsfähigen Super wirklich entspricht. Abb. 181 zeigt die endgültige Zusammensetzung des Supers mit allen seinen Baugruppen.

Die Empfangsfrequenz wird als f_e , die Oszillator-Frequenz als f_o bezeichnet. Unsere Gleichung zur Bildung der ZF lautet nun: $f_o - f_e = \text{ZF}$. (Für die Spiegelfrequenz f_s würde sie lauten: $f_s - f_o = \text{ZF}$, und aus beiden Gleichungen ergibt sich: $f_s = 2 \cdot \text{ZF} + f_e$, d. h., die Spiegelfrequenz liegt tatsächlich um den doppelten Betrag der ZF über f_e .)

Bei modernen Supern liegt die ZF meist nicht bei 300 kHz (diesen Wert haben wir nur zum bequemeren Rechnen angenommen), sondern meist zwischen 450 bis 480 kHz. Üblich sind besonders die Werte 465 kHz und 473 kHz. Warum man gerade diese Frequenzen für die ZF gewählt hat, soll uns hier nicht weiter beschäftigen.

In Abb. 181 sehen wir nun den Eingangsschwingkreis oder, wie wir ihn bisher genannt haben, den Vorkreis. Er muß stets auf den Wert von f_e abgestimmt werden.

Im Oszillator wird f_o erzeugt, demzufolge sitzt auch in ihm ein Schwingkreis mit Drehko.

Wir müssen nun doch wieder zwei Drehkos in Gleichlauf bringen; doch zwei Kreise lassen sich immerhin noch einigermaßen genau gleich machen. (Da beide Drehkokapazitäten gleich groß sind – meist je 250 bis 500 pF –, läßt sich das verhältnismäßig einfach bewerkstelligen. Die Schwingkreisspule im Oszillator hat dann etwas geringere Induktivität als die Vorkreisspule, da die Oszillatorfrequenz ja um den Betrag der ZF höher sein muß als die Frequenz des Vorkreises!) Vorkreisdrehko und Oszilator-drehko sitzen auf einer Achse und bilden einen Doppeldrehko oder Zweifachdrehko.

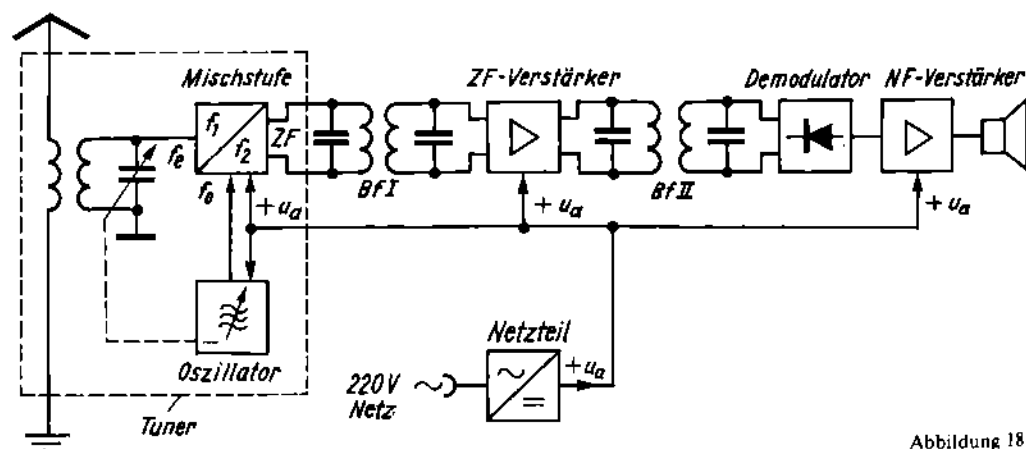


Abbildung 181

Mit der Achse dieses Doppeldrehkos ist der Skalenzeiger gekoppelt.

Die Mischstufe gibt die ZF ab, die in den Bandfiltern Bf I und — nach einer ZF-Verstärkung — Bf II gesiebt wird. Mit den Bandfiltern wird die bestmögliche Trennschärfe erreicht; sie sind alle auf die ZF des Gerätes abgestimmt.

Vom ZF-Verstärker hängt die Empfindlichkeit des Gerätes in hohem Maße ab. Spitzenempfänger, die auch sehr schwache Stationen bringen, haben deshalb oft hinter dem Bf II einen zweiten ZF-Verstärker und danach ein drittes Bandfilter. Der Empfänger in Abb. 181 hat 2 Bandfilter; das sind vier Schwingkreise. Hinzu kommt der Vorkreis, und auch der Oszillatorschwingkreis wird (obwohl er mit der Trennschärfe nichts zu tun hat) mitgezählt: Unser Empfänger ist ein 6-Kreis-Super. Hochwertige Empfänger haben mitunter 13 und noch mehr Kreise und entsprechend mehr Bandfilter und ZF-Stufen.

Hinter dem letzten Bandfilter folgt (Abb. 181) der Demodulator. Dafür reicht schon eine einfache Diode aus — wir haben ja hier bereits mehr als genug HF-Spannung und können daher auf solche raffinierten Dinge wie die Audionschaltung verzichten.

Vom Demodulator wird die NF an den NF-Verstärker abgegeben — auch sein Aufbau ist uns kein Geheimnis mehr (Abb. 128).

Alle Röhrenstufen werden vom Netzteil mit den nötigen Spannungen versorgt, also mit der Anodenspannung (+ Ua) und der — hier nicht eingezeichneten — Röhrenheizspannung.

Das ist der grundsätzliche Aufbau eines Supers.

Moderne Radiogeräte sind mit Transistoren statt mit Röhren aufgebaut. Sie haben oft sehr komplizierte, unübersichtliche Schaltungen, viele Ergänzungen und Raffinessen, die für uns zu kompliziert und zu unübersichtlich sind. Wir

müssen deshalb darauf verzichten, hier eine solche vollständige Schaltung zu betrachten. Das Funktionsprinzip ist aber bei Transistorsupern genau das gleiche wie beim Röhrengerät. Weil Transistoren nur wenige Volt Betriebsspannung brauchen, hat der Netzteil im Transistorgerät die Aufgabe, diese niedrige Spannung mit Transformator und Gleichrichter aus der Netzspannung zu gewinnen. Die Leitung + Ua in Abb. 181 führt dann (statt einer Anodenspannung) den Transistoren die Kollektorspeisespannung zu. Bei Batteriegeräten treten einfach die Batterien an die Stelle des Netzteils, oder die mit + Ua bezeichnete Leitung kann zwischen Batterien und einem zusätzlich vorhandenen Netzteil umgeschaltet werden.

Bei Transistorgeräten sind Oszillator und Mischstufe meistens eng zusammengebaut und oft auch mit dem Doppeldrehko und den zu Vorkreis und Oszillator gehörenden Spulen zu einer kompletten Baugruppe zusammengefaßt, die in einem vollständig geschlossenen Metallkästchen montiert ist. Das hat unter anderem den Grund, ein Herausdringen der Oszillatorfrequenz aus dieser Baugruppe in die anderen Stufen oder gar über die Antenne in benachbarte Rundfunkgeräte zu verhindern. Das Metallkästchen wirkt also als Abschirmung. Diese aus Misch- und Oszillatorstufe bestehende Einheit wird vom Fachmann als „Tuner“ (sprich: tjuhner) bezeichnet. In Abb. 181 sind die zum Tuner gehörenden Bestandteile punktiert eingezeichnet. Wir wollen dazu nur noch eine Besonderheit erwähnen, die bei Transistor-Tunern meistens vorkommt: Für die Mischstufe und den Oszillator verwendet man einen einzigen gemeinsamen Transistor. Er arbeitet in einer Rückkopplungsschaltung als Oszillator und erhält gleichzeitig die Eingangsfrequenz fe zugeführt. Der Mischvorgang erfolgt dann ebenfalls im Oszillatortransi-

stor – diese Kombination wird deshalb vom Fachmann als „selbstschwingende Mischstufe“ bezeichnet. Hinsichtlich der Schaltung hat das Verfahren eine gewisse Ähnlichkeit mit Abb. 177 – wir hatten ja beim Audion schon gesehen, daß in einer solchen Verstärkerstufe tatsächlich mehrere Vorgänge zugleich ablaufen können.

Wir haben bisher noch nicht untersucht, wie die Wellenbereichumschaltung gehandhabt wird – unsere Rundfunkgeräte verfügen ja über mehrere Wellenbereiche. Für jeden Bereich sind andere Spulen vorhanden, deren Induktivitäten so bemessen sind, daß sie mit dem Drehko – der für alle Bereiche beibehalten wird – Resonanz in dem betreffenden Bereich ergeben. Mit einem Stufenschalter (in modernen Geräten als Tastenschalter ausgebildet) werden die dem jeweiligen Bereich zugehörigen Spulen angeschaltet. Die ZF bleibt natürlich für alle Bereiche gleich; dennoch müssen Antennenspule, Vorkreis spule, Oszillators spule und Rückkopplungs spule des Oszillators umgeschaltet werden – vier Spulen für jeden Bereich!

Die Bereichumschalter (auch Wellenschalter genannt) sind daher ziemlich kompliziert aufgebaut und meist fest zu einem Spulensatz oder Spulenaggregat mit Tastenschaltern zusammengebaut, in dem sämtliche Spulen für Vorkreis und Oszillator enthalten sind. Dieses Spulenaggregat bildet das Herz eines modernen Supers.

Wir lernen nun eine in jedem Super vorhandene Zusatzschaltung kennen, die jedoch nicht unmittelbar zum Superaufbau gehört. Es handelt sich um den Schwundausgleich, auch Schwundregelung oder Fadingausgleich genannt.

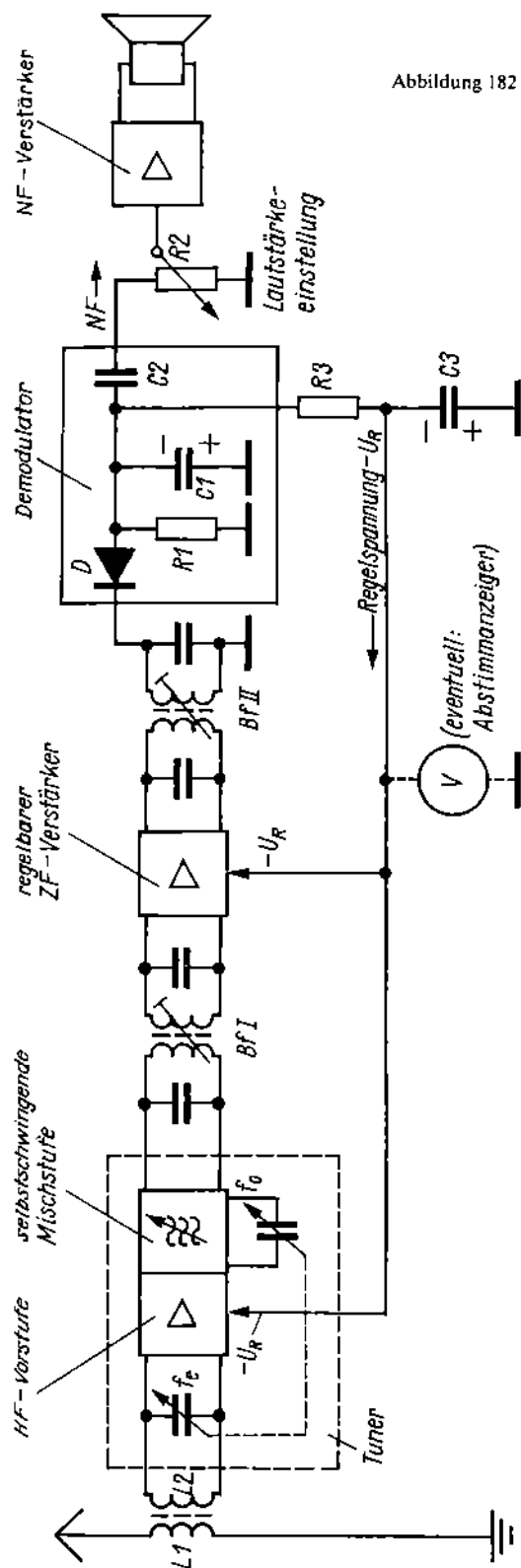
Diese Begriffe kommen uns bekannt vor. Wenn wir uns Abb. 95 ansehen und noch einmal auf Seite 113 nachlesen, wissen wir wieder: Es handelt sich um eine Schaltung, die die Schwankungen der

Empfangsfeldstärke automatisch ausgleicht. Diese automatische Verstärkungsregelung verringert die ZF-Verstärkung des Supers um so mehr, je stärker der Sender ankommt, und läßt die ZF-Verstärkung um so größer werden, je schwächer der Sender wird. Wenn diese Regelung nur wirksam genug arbeitet, lassen sich die Empfangsschwankungen soweit ausgleichen, daß wir kaum noch etwas davon bemerken – wenn der Sender nicht ganz und gar verschwindet. In diesem Falle kann auch die beste Schwundregelung nicht helfen – wo kein Sender ist, kann auch keiner empfangen werden! Da wir wissen, in welchem großen Verhältnis diese Schwankungen auftreten können, sollten wir die Leistungsfähigkeit einer modernen Schwundausgleichsschaltung lieber bewundern, anstatt zu schimpfen, wenn ein Sender – der bisher schön gleichmäßig hörbar war, obwohl seine Empfangsfeldstärke um enorme Beträge schwankte – einmal wenige Sekunden ganz wegbleibt.

Wie die Verstärkung eines HF- und ZF-Verstärkers automatisch geregelt werden kann, können wir hier nur kurz erwähnen: Es geschieht bei Transistoren durch Ändern der Basisvorspannung und damit des Kollektorstroms. Man kann Transistoren so herstellen, daß ihre Verstärkerwirkung abhängig wird von der Stärke der eingestellten Basis- und Kollektorströme (also abhängig vom eingestellten Arbeitspunkt des Transistors). Dabei läßt sich eine Änderung des Stromverstärkungsfaktors β im Transistor erreichen, und unterschiedlich großer β -Wert bedeutet unterschiedlich große HF-Verstärkung. Transistoren, die hierfür besonders geeignet sind, nennt man „Regeltransistoren“.

Betrachten wir hierzu Abb. 182. Wir haben den gleichen Super vor uns, wie wir ihn aus Abb. 181 schon kennen. L 2 bildet mit dem zugehörigen Drehko den

Abbildung 182



Vorkreis, in den L 1 die Antennenenergie einkoppelt (hineintransformiert). Bei kleinen tragbaren Radios wird oft auf den Außenantennenanschluß verzichtet, dann kann L 1 entfallen. Der Spulenkern für L 2 wird dann als langer Stab ausgebildet, er ergibt mit L 2 die bekannte Ferritantenne, die wir von Abb. 92 (S. 108) schon kennen. In Abb. 182 haben wir zur besseren Übersichtlichkeit die Speisespannungszuleitung für die Transistorstufen (wie + U_a in Abb. 181) weggelassen, ebenso Netzteil und Batterien. Oszillator und Mischstufe sind in Abb. 182 zu der schon erwähnten selbstschwingenden Mischstufe zusammengefaßt. Zusätzlich sehen wir im Tuner jetzt aber noch eine HF-Vorstufe. Sie fehlt bei einfacheren Geräten, ist aber bei hochwertigen Radios oft vorhanden. Für diesen HF-Vorverstärker (der also die Antennenenergie auf der Empfangsfrequenz f_e verstärkt) gibt es mehrere Gründe. Zwar spart eine selbstschwingende Mischstufe gegenüber unserer Grundform nach Abb. 181 einen zusätzlichen Oszillatortransistor ein, aber weil diese Mischstufe jetzt mehrere Aufgaben zugleich zu erfüllen hat, benötigt sie höhere Eingangsspannungen von der Antenne her — der Konstrukteur muß hier Kompromisse schließen. Um trotzdem auch schwache Sender noch gut zu empfangen, muß man deshalb vor der Mischstufe noch eine HF-Verstärkerstufe für f_e vorsehen, und für sie wird der beim Oszillator „eingesparte“ Transistor nun doch wieder gebraucht. Wozu dann aber selbstschwingende Mischstufe mit HF-Vorstufe statt der Anordnung nach Abb. 181? Die HF-Vorstufe hat zusätzliche Vorteile: Sie stellt eine besonders wirksame Trennung zwischen Mischstufe und Antenne dar, so daß die Oszillatorschwingungen nicht mehr rückwärts zur Antenne und damit in die Umgebung gelangen können. Vor allem aber kann man auch die

HF-Verstärkerstufe mit in die automatische Verstärkungsregelung einbeziehen. Das ist sehr wichtig, denn sonst können sehr starke Sender schon eine so kräftige Antennenspannung ergeben, daß die Mischstufe „übersteuert“ und am richtigen Arbeiten gehindert wird. Auch das vermeidet zusammen mit der HF-Vorstufe die Schwundregelung.

In Abb. 182 geht es vom ZF-Ausgang des Tuners über Bandfilter Bf I, den ZF-Verstärker (der mehrere Transistorstufen enthalten kann) und Bf II zum Demodulator, wie schon bei Abb. 181 gezeigt. Diesen Demodulator wollen wir uns nun aber genauer ansehen, deshalb ist seine Schaltung in Abb. 182 ausführlicher dargestellt.

Erinnern wir uns zunächst noch einmal an die Demodulation und betrachten wir nochmals die Abb. 171 und Abb. 172. Wir sehen, daß sich am Widerstand R in Abb. 171 eine Gleichspannung ergibt, die im Takt der NF schwankt. Dies zeigt Abb. 172 — dort sehen wir aber auch, was wir bisher nicht weiter beachtet haben: Die Gleichspannung, dargestellt durch die punktierte Linie (Hüllkurve), schwankt zwar um einen mittleren Wert, sie wird aber niemals Null! Wenn wir uns durch die Mitte der punktierten Hüllkurve eine waagerechte Linie gezeichnet denken, würde sie uns die mittlere Höhe der an R entstehenden Spannung angeben, und diese mittlere Höhe ist um so größer, je stärker wir den Sender empfangen. Wir können die an R auftretende Spannung, deren Verlauf Abb. 172 zeigt, auch als Zusammensetzung einer Gleichspannung und einer ihr überlagerten NF-Spannung auffassen. Der Gleichspannungsanteil hat uns bei der einfachen Empfangsschaltung (Abb. 173) nicht gestört, er floß dort einfach mit über den Kopfhörer ab.

Wir können diesen Gleichspannungsanteil aber auch vom NF-Anteil trennen und ihn für die automatische Verstär-

kungsregelung verwenden. Abb. 182 zeigt, wie wir das mit unserem Demodulator machen. R 1 ist der gleiche Widerstand, der uns zusammen mit der Diode D schon aus Abb. 171 bekannt ist. Parallel zu ihm liegt — um die HF hinter der Diode kurzzuschließen — C 1. Diesen Kondensator und seinen Zweck kennen wir auch schon aus Abb. 173. Am Widerstand R 1 (Abb. 182) nehmen wir jetzt über C 2 zunächst einmal die NF-Spannung für den nachfolgenden NF-Verstärker ab, der mit dem Lautstärkeeinsteller R 2 beginnt (diese Baugruppen betrachten wir später). C 2 und R 2 bilden einen RC-Hochpaß — auch ihn kennen wir schon (Abb. 154 und 155). Über C 2 kann also nur die NF abfließen, nicht die an R 1 zugleich entstehende Gleichspannung. Sie ladet C 1 auf und kann von hier aus nur über R 3 abfließen. R 3 bildet mit C 3 einen RC-Tiefpaß (Abb. 155). Man macht nun R 3 und vor allem C 3 so groß, daß die Gleichspannung, die über R 3 und C 3 zustande kommt, sich nur sehr langsam ändern kann. Den schnellen NF-Schwankungen, die in der Gleichspannung an C 1 noch enthalten sind, kann die Gleichspannung an C 3 nicht mehr folgen. An C 3 erhalten wir daher eine fast reine Gleichspannung, deren Höhe dem mittleren Wert der ZF-Spannung am Demodulatoreingang und damit auch dem Wert der HF-Spannung an der Antenne entspricht. Sie ist damit ein direktes Maß für die Stärke, mit der wir den Sender empfangen. Diese Gleichspannung an C 3 verwenden wir als Regelspannung und führen sie über die Leitung — U_R dem ZF-Verstärker und auch der HF-Vorstufe im Tuner zu. Je größer die Regelspannung — U_R wird, desto geringer die Verstärkung der HF- und ZF-Stufen, denn — U_R beeinflusst in diesen Stufen über die Transistor-Basisspannungen deren wirksame β -Werte.

Wie arbeitet die ganze Regelung nun ge-

nau? Wir wollen zunächst annehmen, daß wir an der Antenne einen Sender mit mittlerer Stärke empfangen. Dann wird auch die ZF am Tunerausgang und – verstärkt – am Bandfilter BF II einen mittleren Spannungswert haben. An C 1 und an C 3 stellt sich dementsprechend eine mittlere Gleichspannung (Regelspannung) ein. Wir nehmen nun an, daß der Sender schwächer wird. Damit wird zunächst auch die ZF-Spannung am Bf II geringer, und die Gleichspannung an C 1 und C 3 sinkt ebenfalls ab; $-U_R$ wird also geringer. Das bewirkt aber im HF- und im ZF-Verstärker ein Ansteigen der Verstärkung! Wegen dieser höheren Verstärkung erhalten wir hinter Bf II am Demodulator eine höhere ZF-Spannung, und damit wird auch $-U_R$ wieder größer. Wird nun der Sender stärker empfangen, so steigt die ZF-Spannung am Demodulator, $-U_R$ steigt mit ihr, und dies bewirkt ein Verringern der Verstärkung im HF- und im ZF-Verstärker. In der Praxis stellt sich die Verstärkung dadurch selbsttätig immer so ein, daß am Demodulatoreingang hinter Bf II stets etwa die gleiche ZF-Spannung vorhanden ist. Je stärker der empfangene Sender, um so mehr regelt $-U_R$ die Verstärkung für HF und ZF zurück; je schwächer der Sender, um so höhere Verstärkung haben HF-Vorstufe und ZF-Verstärker. Da sich die Verstärkungsfaktoren der einzelnen Stufen multiplizieren, erhalten wir insgesamt eine sehr große Verstärkungsänderung, die bei modernen Geräten 1:10 000 und mehr betragen kann. Das bedeutet: Wenn sich die Antennenspannung im Verhältnis 1:10 000 ändert, dann ändert sich die hinter C 2 abnehmbare NF-Spannung höchstens noch im Verhältnis 1:2 oder noch weniger – und das kann unser Gehör kaum noch unterscheiden. Jetzt erkennen wir auch, warum in Abb. 182 eine HF-Stufe vorhanden ist und warum sie mit geregelt wird: Dann machen sich schon an

der Mischstufe die Empfangsstärkeänderungen nicht mehr so sehr bemerkbar, und die Mischstufe kann auch bei stark schwankenden Sendern immer im Bereich günstiger HF-Spannungswerte arbeiten.

Die Höhe der Regelspannung $-U_R$ ist ein direktes Maß für die Stärke, mit der wir den eingestellten Sender empfangen. Moderne Transistorempfänger haben oft eine „Abstimmanzeige“, beispielsweise als Zeigerinstrument. Dies ist nichts weiter als ein kleines Voltmeter, das die Regelspannung $-U_R$ mißt und anzeigt. In Abb. 182 ist es punktiert mit eingezeichnet. Die Funktionsweise der Abstimmanzeige ist jetzt ganz einfach zu verstehen: Wenn wir die Schwingkreise für f_e und f_o im Tuner genau auf die Senderfrequenz eingestellt haben, ist ihre Resonanzspannung am größten, dann ist auch die ZF-Spannung und mit ihr $-U_R$ am größten. Wir stellen also die Empfängerabstimmung mit dem Drehko so ein, daß der Zeigerausschlag am Voltmeter V sein Maximum erreicht. Wenn später die Antennenspannung durch Schwunderscheinungen (Fading) schwankt, so können wir das am Pendeln des Voltmeterzeigers gut erkennen.

Dieses Verfahren der Schwundregelung stammt aus der Zeit vor Erfindung des Transistors. Es arbeitet bei Röhrengeräten ganz genauso. Die Regelspannung $-U_R$ wird dann speziellen „Regelröhren“ im ZF-Verstärker als Gittervorspannung zugeführt und bestimmt so die Verstärkung der Röhren. Zur Abstimmanzeige benutzte man früher statt eines Voltmeters eine spezielle Anzeigeröhre, die einen grünen Leuchtschirm hatte und unter dem Namen „magisches Auge“ bekannt war. Die Breite des grün aufleuchtenden Leuchtsektors bei diesen Röhren wird von $-U_R$ gesteuert und ist damit wieder ein Maß für die Höhe der Regelspannung und damit für die Stärke des Senders. Diese Röhren haben heute

keine Bedeutung mehr. Sie eignen sich für Transistorgeräte nicht, weil sie eine ziemlich hohe Anodenspannung und — wie alle Röhren — eine Heizspannung brauchen. Beides ist aber in Transistorgeräten nicht vorhanden, außerdem sind kleine einfache Voltmeter als Abstimm-anzeiger billiger. Sie brauchen ja nicht ganz genau anzuzeigen, weil an ihnen keine Voltzahl abgelesen, sondern nur auf größten Zeigerausschlag eingestellt wird. Außerdem benötigt das Voltmeter im Gegensatz zu einer Anzeigeröhre keine eigenen Betriebsströme — das ist wichtig bei batteriebetriebenen Geräten, um Strom zu sparen. Zusätzlich kann man das Voltmeter zur Kontrolle des Batteriezustandes benutzen, indem es zwischen der Regelspannungsleitung und der Batterieanschlußleitung umschaltbar gemacht wird.

Der Niederfrequenzverstärker

Der NF-Verstärker ist uns bereits von der Abb. 128 her bekannt. Die dort mit dem allgemeinen Symbol Ue angegebene NF-Spannungsquelle ist die vom Demodulator kommende NF-Leitung (Abb. 182 oder, wenn wir mit einem Einkreiser-Audion empfangen, Abb. 177), die aber nicht ohne weiteres zum NF-Verstärker führt — wir müssen ja eine Möglichkeit haben, die Lautstärke einzustellen.

Wie arbeitet ein Lautstärkeinsteller? Sehen wir uns dazu Abb. 183 an.

Der eigentliche Lautstärkeinsteller ist das Potentiometer P, ein veränderbarer Widerstand, der meist aus einer kreisförmig angeordneten Kohleschichtgleitbahn besteht, die den Widerstand bildet. In Abb. 183 ist ihr Anfang mit A, das Ende mit E bezeichnet. Diese Bezeichnungen finden wir oft auch an den Anschlüssen des Potentiometers. Das Ende E ist dann immer der Anschluß, den der

Schleifer S beim Rechtsanschlag der Potentiometerachse erreicht. Schleifer S ist ein Kontakt, der auf der Widerstandsbahn schleift und dessen Stellung wir mit einer Drehachse einstellen können. Größere Potentiometer (für höhere Strombelastungen, für Anwendungen außerhalb normaler Rundfunkempfänger) haben an Stelle der Widerstandsschicht aus Kohle eine ebenso angeordnete Kreisbahn mit Widerstandsdrahtwicklung.

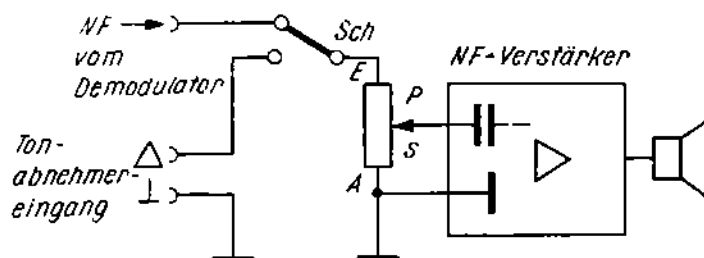
Ein Potentiometer ist nichts weiter als ein veränderlicher Spannungsteiler, wenn wir es so anschließen wie in Abb. 183. Benutzen wir nur Schleiferanschluß S und ein Ende der Widerstandsbahn (das andere Ende bleibt dann frei), so haben wir einen Einstellwiderstand vor uns.

Wenn der Schleifer in Abb. 183 ganz oben bei E steht, so können wir an S die volle NF-Spannung abnehmen. Steht S ganz unten, so ist die abgenommene Spannung Null. Steht S in einer Zwischenstellung, so bilden die beiden Teilwiderstände E-S und S-A einen Spannungsteiler.

Mit einem Potentiometer kann man also jede Spannung zwischen Null und ihrem Höchstwert einstellen. Bei höheren Spannungen muß dabei natürlich die zulässige Belastbarkeit des Potentiometers (in Watt) beachtet werden, denn zwischen E und A liegt die volle Spannung an, und je nach Höhe der Spannung und dem Widerstandswert des Potentiometers fließt ein bestimmter Querstrom — zu dem für die obere Widerstandshälfte E-S noch der Strom hinzukommt, den wir eventuell bei S entnehmen. Dieser Querstrom erzeugt im Widerstand eine bestimmte Wärmeleistung, die das Potentiometer vertragen muß. Wie sie errechnet wird, haben wir im ersten Teil des Buches schon erfahren.

In Abb. 183 ist auch ein Schalter Sch eingezeichnet. Meist wird er mit auf dem

Abbildung 183



Wellenbereichsschalter untergebracht und trägt dann dort die Beschriftung „Tonabnehmer“ oder „Magnettongerät“. Die zum Lautstärkesteller P führende Eingangsleitung des NF-Verstärkers wird dabei vom Demodulator abgeschaltet und auf Anschlüsse an der Rückseite des Empfängers umgeschaltet. Dort kann ein Plattenspieler oder die Wiedergabeleitung eines Magnettongerätes angeschlossen werden.

Moderne Rundfunkgeräte haben für Magnettongeräte den sogenannten Diodenanschluß. Er hat drei Pole in der Form von Stiften. Der mittlere ist die Masseleitung, und einer der beiden äußeren Stifte hat Verbindung mit der vom Demodulator kommenden NF-Leitung (also mit C 2 in Abb. 182), über die das Rundfunkprogramm auf Band aufgenommen werden kann. Die andere Leitung – für die Wiedergabe des Bandes – führt zu den Anschlüssen Tonabnehmer in Abb. 183.

Für Potentiometer sind verschiedene Schaltsymbole üblich. Abb. 184 zeigt die beiden gültigen Schaltsymbole (a und b); im allgemeinen wird b verwendet. Symbol c stellt ein als einstellbaren Widerstand geschaltetes Potentiometer dar. Der Schleifer wird mit einem Ende der Widerstandsbahn verbunden und schließt daher je nach seiner Stellung einen mehr oder weniger großen Teil des Widerstandes kurz.

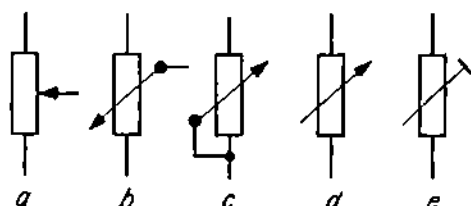
Oft wird diese Verbindung – obwohl das eigentlich nicht richtig ist – nicht mitgezeichnet; das Symbol stellt dann einen Widerstand mit Schrägpfeil dar (d) und

bedeutet ebenfalls einen einstellbaren Widerstand.

Bei e sehen wir die Pfeilspitze durch einen Querstrich ersetzt. Dieser Querstrich an Stelle der Pfeilspitze wird nicht nur bei Widerständen und Potentiometern, sondern auch bei allen anderen einstellbaren Bauteilen angewendet. Siehe zum Beispiel die entsprechenden Schrägstriche an den Bandfiltern Bf I und Bf II in Abb. 182, wo sie eine einstellbare Induktivität (verstellbarer Spulenkern) bedeuten. Eine Pfeilspitze gibt immer an, daß dieses Organ zwecks ständiger Bedienung mit einem Bedienungsknopf versehen ist; ein Querstrich an Stelle des Pfeils besagt, daß das Organ zwar einstellbar, jedoch nicht zur ständigen Bedienung vorgesehen ist. Es befindet sich im Geräteinnern und weist an Stelle des Drehknopfes meist einen Schlitz für den Schraubenzieher auf. Die Bandfilter in Abb. 182 beispielsweise werden nur einmal nach Fertigstellung des Gerätes genau auf die ZF eingestellt und höchstens bei Reparaturen am Gerät korrigiert. (Von den Spulenkernen in Radiogeräten lassen wir die Finger! Sie können nur mit bestimmten Meßgeräten wieder genau eingestellt werden.)

Wir haben bisher immer angenommen,

Abbildung 184



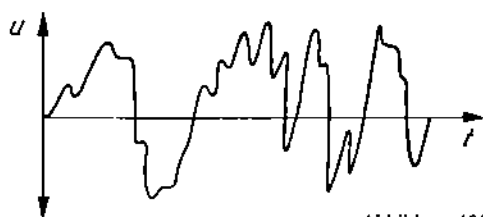


Abbildung 185

daß die NF-Spannung einfach eine Wechselspannung mit einer Frequenz zwischen 16 Hz und 15 bis 20 kHz sei – aber eben mit einer einzigen Frequenz. In Wirklichkeit haben wir es jedoch mit einem Frequenzgemisch zu tun, in dem viele Frequenzen des NF-Bereiches gleichzeitig vorhanden sind. Wir übertragen ja nicht nur einzelne Töne, sondern komplizierte Tongemische bei Musik und Sprache. Ein Gemisch verschiedener Töne nennt man entweder einen Klang (wenn die Töne in einem bestimmten „musikalischen“ Verhältnis zueinander stehen) oder ein Geräusch (wenn kein bestimmtes Verhältnis der Einzeltöne zueinander besteht).

Die NF-Spannungskurve ist dann keine Sinuskurve mehr; das ist sie nur bei einem einzelnen Ton. Die Kurvenform der NF-Spannung eines Klanges oder Geräusches dagegen ist sehr kompliziert und bei den ständig wechselnden Klängen und Geräuschen ganz unregelmäßig. Abb. 185 zeigt die unregelmäßige Kurve eines Frequenzgemisches. Die Membranen unserer Schallwandler (Mikrofone, Lautsprecher usw.) müssen die gleichen unregelmäßigen Schwankungen mitmachen, und auch die Hüllkurve der amplitudenmodulierten HF sieht dann so aus. Wenn wir nun aus einem solchen Frequenzgemisch die hohen Frequenzen (vielleicht ab 1000 oder 2000 Hz) ausfiltern und unterdrücken, so wird der Klangeindruck „dunkler“, dumpfer. Umgekehrt ist es, wenn wir die tiefen Töne ausfiltern – dann wird der Klangeindruck „heller“. Der Klangcharakter läßt sich also ändern, indem die hohen

oder die tiefen Frequenzen (oder auch beide – es bleiben dann nur die mittleren Tonfrequenzen übrig) abgeschwächt werden.

Wir können uns das Frequenzgemisch gewissermaßen als Summenkurve aller einzelnen Frequenzen vorstellen, als eine ganze Anzahl übereinander gezeichnet zu denkender Sinusschwingungen verschiedener Frequenz und verschiedener Amplitude. Aus solch einem komplizierten Frequenzgemisch besteht die NF-Spannung.

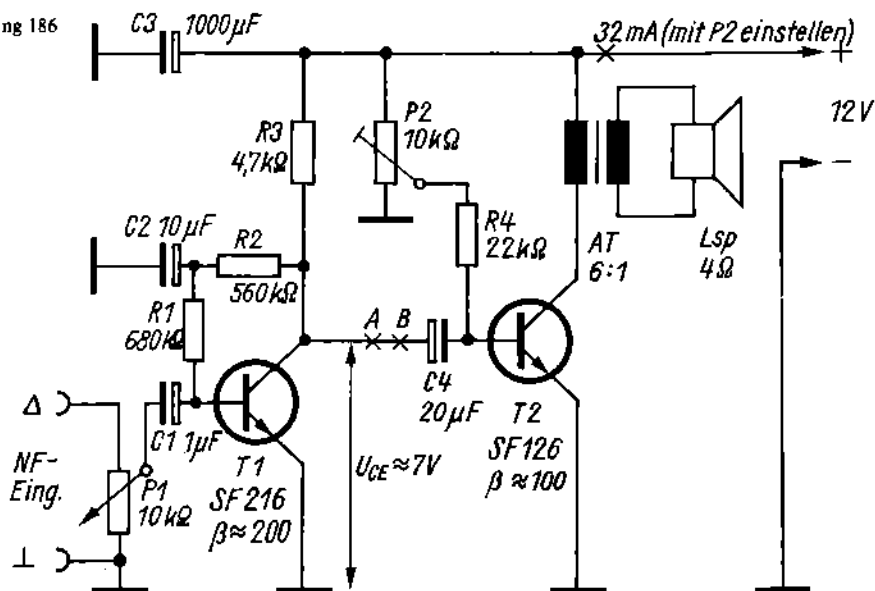
Der NF-Verstärker muß dieses Frequenzgemisch – also einen unregelmäßigen Kurvenverlauf, wie ihn Abb. 185 zeigt – völlig unverändert übertragen können. Deshalb müssen wir darauf achten, daß im Verstärker keine Schaltglieder auftreten, die im NF-Bereich ein frequenzabhängiges Verhalten zeigen. So etwas könnte zum Beispiel durch zu klein bemessene Gitterkondensatoren geschehen – der Gitterkondensator würde dann zusammen mit dem Gitterwiderstand einen RC-Hochpaß bilden (Abb. 155 und Seite 186), den die hohen Tonfrequenzen besser überwinden könnten als die tiefen; der Klang würde heller, und damit wäre es mit der schönen kräftigen Baßwiedergabe des Lautsprechers vorbei. Doch es gibt Möglichkeiten, den Klang des NF-Verstärkers zu beeinflussen. Sehen wir uns das Schaltbild eines einfachen Transistor-NF-Verstärkers einmal mit allen Werten an (Abb. 186). Am Eingang sitzt das Potentiometer P 1, der Lautstärkeinsteller. (P 1 ist in einem vollständigen Radio, wie wir es in Abb. 182 dargestellt haben, mit R 2 identisch.)

Ihm folgt die erste Verstärkerstufe mit T 1. Ihre Schaltung kennen wir bereits aus Abb. 146a. R 3 ist der Kollektorwiderstand (R_c in Abb. 146a). Die Serienschaltung von R 1 und R 2 ergibt den Basiswiderstand (R_b in Abb. 146a). Da R 2 am Kollektor von T 1 angeschlossen ist,

handelt es sich hier offensichtlich um eine Arbeitspunktkompensation für den Transistor, wie wir sie bereits erklärt haben (ab Seite 167 ff). C 1 riegelt die Basisvorspannung gegen den Eingang ab (sie würde sonst über P 1 abfließen) und läßt nur die NF durch. Sinngemäß die gleiche Aufgabe hat C 4 (diese beiden Kondensatoren entsprechen C_b und C_a in Abb. 146a). Aber welchen Zweck hat C 2? Lesen wir dazu noch einmal auf Seite 168 nach, wie die Arbeitspunktstabilisierung wirkt. Wir hatten dort schon bemerkt, daß diese Schaltungsweise zwar den Kollektorstrom recht gut konstant hält, sie jedoch auch eine verringerte NF-Verstärkung zur Folge hat, wenn wir sie in der einfachen Form nach Abb. 146a anwenden. Diesen Verstärkungsverlust vermeidet C 2 in Abb. 186. Die am Kollektor von T 1 vorhandene NF-Spannung wird hinter R 2 über C 2 nach Masse abgeleitet (kurzgeschlossen), sie kann also nicht mehr über R 1 auf die Basis zurückgelangen und dort der Eingangs-NF entgegenwirken. Trotzdem bleibt die Arbeitspunktkom-

pensation, also der mittlere Kollektorstrom, für T 1 unvermindert wirksam. Bei äußeren Temperatureinflüssen ändert sich der Kollektorstrom ja nur sehr langsam, und solchen langsamen Änderungen des Stromes und der Kollektorspannung kann der über R 2, R 1 fließende Basisstrom gut folgen. C 2 ist zwar groß genug, um die NF hinter R 2 nach Masse kurzzuschließen, andererseits so klein, daß sich an ihm die Spannung allmählich – etwa im Zusammenhang mit veränderten Umgebungstemperaturen – ändern kann. Für die Wirkung der Kompensation können wir also C 2 als nicht vorhanden ansehen, und was dann übrigbleibt, ist die Summe (Reihenschaltung!) von R 1 und R 2 – sie entspricht R_b in Abb. 146a. Warum aber ist hier R_b in die Widerstände R 1 und R 2 aufgeteilt? Sehr einfach, C 2 darf ja nicht die Eingangsspannung und auch nicht die verstärkte NF am Kollektor kurzschließen, kann also weder direkt an der Basis noch direkt am Kollektor angeschlossen werden. Die über C 1 an der Basis liegende NF-Spannung trifft auf

Abbildung 186



R 1, der einen hohen Wert hat — C 2 hinter ihm macht sich also für die Eingangs-NF nicht mehr bemerkbar. Ebenso für die verstärkte NF am Kollektor: Sie trifft auf R 2, auch für sie wirkt sich C 2 nicht mehr störend aus. Dagegen kann vom Kollektor keine NF-Spannung mehr bis zur Basis kommen — sie wird hinter R 2 von C 2 nach Masse abgeleitet.

Über die Leitungspunkte A, B (hier kann man bei Bedarf einen einfachen „Klangregler“ einschalten, wie wir noch kennenlernen werden) und C 4 kommt die verstärkte NF von T 1 zur Basis von T 2, der Endstufe unseres Verstärkers. R 4 ist der Basisvorwiderstand für T 2. Auf eine Arbeitspunktkompensation haben wir bei dieser Stufe der besseren Übersichtlichkeit halber verzichtet. Im Kollektorstromkreis von T 2 liegt der Ausgangstransformator AT, an dessen Sekundärseite Lautsprecher Lsp angeschlossen ist. Ein solcher Ausgangstransformator war uns auch schon früher begegnet (Seite 143). Er dient — ebenso wie früher für die Röhre beschrieben — der Anpassung des niederohmigen Lautsprechers an den Kollektorstromkreis, denn auch bei Transistoren hängt die erreichbare Verstärkung eng mit der Größe des wirksamen Kollektorwiderstands zusammen. Als Kollektorwiderstand tritt dabei nicht der ohmsche Widerstand der Primärwicklung von AT auf, sondern die bei NF wirksame Impedanz (Scheinwiderstand) — auch das wissen wir bereits. Für AT ist ein Übersetzungsverhältnis von 6:1 angegeben. Wie schon bei der Röhre beschrieben (Abb. 128 und Seite 143), wird die NF also auch hier abwärts transformiert. Der Scheinwiderstand des Lautsprechers (mit $4\ \Omega$ angegeben) ergibt zusammen mit dem für AT angegebenen Übersetzungsverhältnis eine im Kollektorkreis von T 2 als Kollektorwiderstand wirksame Impedanz von etwa $150\ \Omega$, wie wir nach dem früher Erläuter-

ten jetzt leicht selbst ausrechnen können. C 3 in Abb. 186 hat zwei Aufgaben: Erstens gleicht er Spannungsschwankungen aus, die von der Stromquelle herrühren könnten. Die Stromquelle ist in Abb. 186 nicht näher angegeben, es könnte eine 12-V-Batterie sein oder auch ein Netzteil, das 12 V abgibt. Bei Netzbetrieb würde C 3 dann restliche „Brummspannungen“ beseitigen (in diesem Fall ist C 3 identisch mit dem Siebkondensator Cs im Netzteil, den wir später noch kennenlernen), bei Batteriebetrieb überbrückt C 3 den störenden Innenwiderstand der Batterie. Das weist uns schon auf die zweite wichtige Aufgabe von C 3 hin. Die Kollektorstromschwankungen von T 2 sollen ja nur an der Primärwicklung des AT wirksam werden! Dazu muß das „kalte“ Ende dieser Wicklung (in Abb. 186 der obere Primäranschluß des AT) für NF gleichbedeutend mit Masse sein, und eben das bewirkt C 3. Anderenfalls würden sich die Kollektorstromschwankungen von T 2 über die gemeinsame Plusleitung auch auf P 2 und über R 4 als Gegenkopplung auf die Basis von T 2 auswirken, außerdem über R 3 auf die Vorverstärkerstufe mit T 1, und das würde die Arbeitsweise des Geräts sehr beeinträchtigen.

Wozu ist P 2 vorhanden? Wie sein Schaltzeichen zeigt, ist dieses Potentiometer nur zur einmaligen Einstellung (Abgleich) bestimmt, also kein ständiges Bedienorgan mit Drehknopf. T 2 muß, um möglichst optimale Verstärkungsbedingungen (höchstmögliche Lautsprecherleistung bei geringen Verzerrungen) zu erhalten, genau auf den vom Schaltungskonstrukteur vorgesehenen Arbeitspunkt eingestellt werden, also auf einen ganz bestimmten mittleren Kollektorstrom. Einerseits muß der Kollektorstrom möglichst groß sein, um genügend Lautsprecherleistung zu erhalten, andererseits darf er nicht so stark werden, daß T 2 zu heiß und dabei zerstört wird.

Wie wir wissen, ist der Basisstrom (hier über R 4 zugeführt) für die Höhe des mittleren Kollektorstroms verantwortlich – aber auch der Stromverstärkungsfaktor β des Transistors, und der ist bei jedem Exemplar anders! Also muß man, um trotzdem immer genau den richtigen Kollektorstrom zu erreichen, den Basisstrom einstellbar machen. Das geschieht hier nicht durch Ändern von R 4 (das ginge zwar auch, hätte aber andere Nachteile), sondern indem mit P 2 ein Spannungsteiler vorgesehen wird, mit dem man R 4 an eine unterschiedliche Spannung legen kann. Je weiter der Schleifer von P 2 nach oben verstellt wird, um so höher die Spannung an R 4, um so größer der Basisstrom und um so stärker auch der Kollektorstrom von T 2. Bei der ersten Inbetriebnahme muß man also den Kollektorstrom von T 2 messen und ihn mit P 2 genau auf den vorgeschriebenen Sollwert einstellen (damit wird zugleich der wahre Stromverstärkungsfaktor β des benutzten T-2-Exemplars erfaßt, den man also nicht genau zu kennen braucht). Später wird P 2 dann nicht mehr verstellt (höchstens dann, wenn man im Reparaturfall T 2 auswechselt). Auf welchen Kollektorstrom soll in Abb. 186 eingestellt werden?

Wie wir sehen, ist in der Kollektorleitung kein Wert eingezeichnet, statt dessen finden wir die Angabe „32 mA (mit P 2 einstellen)“ in der Batteriezu-leitung. Das hat praktische Gründe: In der Batteriezu-leitung kann man bequem ein Meßinstrument einschalten, sie hat ja ohnehin einen Anschlußkontakt für Batterie oder Netzteil. Damit bleibt uns das mühsame Auftrennen der Leitung zwischen Kollektor T 2 und AT mit dem Lötkolben erspart! Aber an der mit X gekennzeichneten Stelle in der Batterieleitung messen wir doch nicht nur den Kollektorstrom, sondern die Gesamtstromaufnahme des Geräts? Trotzdem klappt das – und um das genau zu erkennen, wol-

len wir uns mit einigen einfachen Nachrechnungen helfen, die uns zugleich übungshalber gut zeigen, wie man sich auch bei anderen Schaltungen selbst einen Überblick verschaffen kann, wenn (scheinbar) notwendige Angaben fehlen. Betrachten wir zunächst, welche einzelnen Speisestromwege in Abb. 186 vorhanden sind. Da ist einmal der Kollektorstrom für T 2 (er fließt über AT), dann der Kollektorstrom der Vorstufe (er fließt über R 3, in diesem Stromanteil ist der Basisstrom für T 1 mit enthalten, wie wir sofort sehen), und schließlich fließt noch ein Strom über P 2. Die Summe dieser drei Ströme ergibt den Gesamtstrom, der bei X mit einem Sollwert von 32 mA angegeben ist. Fangen wir mit P 2 an. Wenn dort der Schleifer am Masseanschlag steht, fließt über R 4 kein Strom. Mit dem Wert von P 2 (10 k Ω) und der Betriebsspannung (12 V) erhalten wir nach dem Ohmschen Gesetz 1,2 mA als Strom durch P 2. Steht der Schleifer von P 2 am oberen Ende, so ist R 4 direkt mit +12 V verbunden. Zur Vereinfachung wollen wir den Spannungsabfall zwischen Basis und Emitter T 2 (am unteren Ende von R 4) vernachlässigen (er beträgt nur 0,6...0,8 V, so daß wir keinen großen Fehler begehen). Dann würde nach dem Ohmschen Gesetz R 4 einen Strom von höchstens 0,55 mA aufnehmen. Danach können wir – wieder vereinfacht – sagen: Gleichgültig, wo der Schleifer von P 2 später steht: der am oberen P-2-Anschluß fließende Strom wird immer zwischen 1,2 mA und $(1,2 + 0,55) = 1,75$ mA liegen, grob abgerundet also bei $1 \cdot 2$ mA. Nun müßten wir noch wissen, wie groß der Strom durch R 3 ist. Wie wir sehen, ist in der Schaltung für T 1 eine Kollektor-Emitter-Spannung mit $U_{CE} \approx 7$ V angegeben. Dieser Spannungswert kann bei einer Reparatur leicht gemessen werden – wenn er stimmt, arbeitet die Stufe mit

T 1 richtig. Wir überlegen nun: Wenn $U_{CE} = 7 \text{ V}$, dann verbleibt für R 3 noch die Differenz zur Batteriespannung, also $U_{R3} = (12 \text{ V} - 7 \text{ V}) = 5 \text{ V}$. Der Widerstand R 3 ist mit $4,7 \text{ k}\Omega$ angegeben (wir runden für diese einfache Orientierungsrechnung auf $5 \text{ k}\Omega$ auf), und mit 5 V und $5 \text{ k}\Omega$ erhalten wir nach dem Ohmschen Gesetz den Strom durch R 3 mit 1 mA . Damit haben wir auch diesen Stromfluß bestimmt. Er ist gleichzeitig ziemlich genau der Kollektorstromwert, auf den diese Stufe mit R 1, R 2 eingestellt wurde: wir kommen darauf noch zurück. Zunächst rechnen wir: 1 mA durch R 3, dazu $1 \dots 2 \text{ mA}$ durch P 2 (mit R 4) ergibt zusammen $2 \dots 3 \text{ mA}$. Der restliche Strom von den angegebenen 32 mA kann also nur noch durch AT fließen und ist der Kollektorstrom für T 2, den wir gesucht haben. Als Gesamtstrom sind bei X 32 mA angegeben, hiervon abgezogen $2 \dots 3 \text{ mA}$ – der Kollektorstrom für T 2 beträgt also $29 \dots 30 \text{ mA}$. Der Strom durch R 3 bleibt immer gleich, auch der Strom für P 2 ändert sich mit dessen Einstellung nur wenig, wie wir gesehen haben. Den Hauptanteil des Gesamtstroms bei X macht tatsächlich der Kollektorstrom von T 2 aus. Zur Einstellung dieses Kollektorstroms mit Hilfe von P 2 genügt also tatsächlich die bequem durchzuführende Messung in der Batteriezuleitung. Hierzu noch ein praktischer Hinweis, der auch für alle vergleichbaren Fälle gilt: Wenn wir P 2 einstellen (wozu wir einen Strommesser brauchen), beginnen wir vorsichtshalber mit Schleiferstellung P 2 an Masse. Dann erhält T 2 keine Basisspannung (R 4 stromlos), sein Kollektorstrom ist Null, und bei X werden wir dann nur etwa $2 \dots 2,5 \text{ mA}$ (Summe der Ströme durch R 3 und P 2) messen. Wir fangen also mit dem geringsten Strom an und drehen P 2 nur ganz langsam und vorsichtig so weit zum oberen Anschlag (+ 12 V) hin, bis der Soll-Stromwert bei X erreicht ist. Würden wir

umgekehrt (P 2 am oberen Anschlag, maximaler Basisstrom über R 4) anfangen, so könnte der Kollektorstrom von T 2 schon so stark sein, daß T 2 sofort zu Schaden kommt!

Wir wissen nun, wie der Arbeitspunkt der Endstufe T 2 eingestellt wird. R 4 ist so bemessen, daß sich für P 2 ein günstiger Einstellbereich ergibt, wenn β des T 2 ungefähr 100 beträgt. Der Wert kann davon ziemlich weit abweichen, etwa im Bereich $\beta = 50 \dots 200$, diese Abweichungen sind mit P 2 ausgleichbar.

Wie aber wird der Arbeitspunkt für T 1 eingestellt? In dieser Schaltung gar nicht – er ergibt sich von selbst! Für T 1 ist in Abb. 186 ein β -Wert von etwa 200 vorgegeben (auch hier sind wieder gewisse Abweichungen zulässig, praktisch klappt die Sache auch mit β -Werten zwischen etwa $150 \dots 300$ noch). Wir wollen diese Stufe einmal durchrechnen. Den Kollektorstrom für T 1 hatten wir als Strom durch R 3 schon mit 1 mA ermittelt. Hiervon geht nun allerdings noch der Basisstromanteil über R 2 und R 1 ab. Wie groß muß der Basisstrom sein, wenn wir einen Kollektorstrom von 1 mA brauchen und für T 1 ein β -Wert von 200 angesetzt wird? Das ermitteln wir leicht im Kopf: Der Basisstrom muß $\frac{1}{200}$ des Kollektorstroms betragen, also $0,005 \text{ mA}$ oder $5 \mu\text{A}$. Wir sehen sofort, daß wir tatsächlich den durch R 3 fließenden Strom mit dem Kollektorstrom gleichsetzen können (etwa 1 mA). Wenn wir den davon über R 2 „abgezweigten“ Basisstrom vernachlässigen, machen wir nur einen Fehler von $\frac{1}{200}$, was keine Rolle spielt. Wie erreichen wir nun die $0,005 \text{ mA}$ Basisstrom? Die Spannung dafür nehmen wir vom Kollektor T 1 ab, und dort haben wir – das ist in Abb. 186 angegeben – 7 V gegen Masse. Für den Spannungsabfall zwischen Basis und Emitter T 1 (anders ausgedrückt: zwischen Basis und Masse) rechnen wir etwa $0,8 \text{ V}$ (das gilt ungefähr für alle Siliziumtransisto-

ren, unabhängig vom Typ und von der Größe des Basisstroms). Zwischen Basis und Kollektor – den Anschlußpunkten des Basiswiderstands – bleiben uns dann $(7\text{ V} - 0,8\text{ V}) = 6,2\text{ V}$. Da wir einen Basisstrom von $0,005\text{ mA}$ benötigen, ergibt sich daraus nach dem Ohmschen Gesetz $\frac{6,2\text{ V}}{0,005\text{ mA}} = 1240\text{ k}\Omega$ als Gesamtwert für den Basiswiderstand. Diesen Wert müssen wir zwischen Kollektor und Basis vorsehen – und ihn aus den schon genannten Gründen noch auf zwei ungefähr gleich große Hälften aufteilen, um C 2 anschließen zu können. Der Konstrukteur der Schaltung nach Abb. 186 hat dafür $560\text{ k}\Omega + 680\text{ k}\Omega$ gewählt; dies sind nämlich zwei handelsüblich Normwerte, mit denen sich gerade der errechnete Gesamtwert ergibt. Wir sehen aus dieser Rechnung schon deutlich, was zu tun wäre, wenn für T 1 ein Transistor mit erheblich anderem β -Wert verwendet werden soll: Man müßte dann R 1 und R 2 im Wert entsprechend abändern, um denjenigen Basisstrom zu erhalten, mit dem sich wieder ein Strom von etwa 1 mA durch R 3 ergibt bzw. etwa 1 mA Kollektorstrom für T 1. Wieso aber stellt sich der Arbeitspunkt bzw. der Kollektorstrom dieser Stufe selbst richtig ein? Nun, es ist der gleiche Vorgang, wie wir ihn bei der Temperaturkompensation (Abb. 146a) schon erklärt hatten. Der Trick besteht also darin, den Basiswiderstand nicht direkt an der Plusleitung, sondern am Kollektor anzuschließen. Wenn der β -Wert des T 1 nun vom vorgegebenen Sollwert abweicht, wirkt sich das – weil er dann etwas höheren oder etwas geringeren Basisstrom benötigt – nur in einer Abweichung der angegebenen Kollektorspannung U_{CE} vom Sollwert 7 V aus. Diese Spannung beträgt dann vielleicht $8 \dots 9\text{ V}$ oder nur $4 \dots 5\text{ V}$, und weil sich dadurch auch die Spannung über R 3 ändert, ändert sich auch der Kollektor-

strom. Er beträgt dann – bei größeren β -Abweichungen – vielleicht nur $0,6\text{ mA}$ oder auch $1,5\text{ mA}$ statt 1 mA . Doch auch mit diesen Betriebswerten kann die Stufe mit T 1 noch nahezu unverändert arbeiten. Deshalb ist hier ein Abgleich von R 1 oder R 2 nicht notwendig, solange für T 1 der angegebene β -Wert wenigstens ungefähr eingehalten wird.

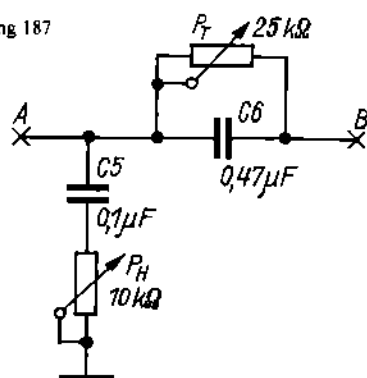
Ein wichtiger Begriff, den wir hier noch nicht erwähnt haben, ist bei solchen NF-Verstärkern die Ausgangsleistung. Damit ist die Leistung gemeint, die der Lautsprecher zugeführt erhält und in Schalleistung umsetzt. Sie wird oft überschätzt: Gute Zimmerlautstärke bekommen wir schon mit einer Ausgangsleistung von $0,05\text{ W}$ bis $0,1\text{ W}$, und mit $2 \dots 3\text{ W}$ erhalten wir unter Umständen (das hängt auch vom Wirkungsgrad des verwendeten Lautsprechers ab) bereits eine Lautstärke, die die Nachbarn in Zorn bringt. Bei dem NF-Verstärker nach Abb. 186 beträgt die erreichbare Ausgangsleistung ungefähr $0,25\text{ W}$ – für Experimentierzwecke ist das völlig ausreichend.

Wo kommt die Ausgangsleistung her? Nicht „aus dem Endstufentransistor“, obwohl er etwas damit zu tun hat. Um dem Lautsprecher eine höhere Leistung zuführen zu können, gibt es zwei Möglichkeiten: Entweder die Schwingspule und somit der Ausgangsübertrager bekommen eine höhere NF-Spannung. Das hätte jedoch Grenzen, da die NF-Spannung nicht höher als die Kollektorspannung sein kann, und für diese gibt der Transistorhersteller einen oberen Grenzwert vor, der nicht überschritten werden darf – die benutzte Batteriespannung hat unter diesem Grenzwert zu bleiben! Oder der Ausgangsübertrager muß bei gleicher NF-Spannung mehr NF-Strom aufnehmen – also niedrigere Impedanz haben. Das wiederum bedeutet, daß der Kollektorstrom stärker schwanken muß – weshalb sein Mittel-

wert zunächst ebenfalls größer sein muß. Um eine hohe Ausgangsleistung zu erreichen, ist eine möglichst hohe Kollektorspannung (und Speisespannung) anzuwenden. Zum anderen muß der Endstufentransistor hohe Kollektorströme vertragen und entsprechend kräftig gebaut sein. Deshalb gibt es für hochwertige Verstärker besondere „Leistungstransistoren“, die jedoch nicht billig sind. Sie sind wegen der in ihnen entstehenden starken Erwärmung (wir haben es ja dabei zugleich mit hohen Kollektorspannungen und hohen Kollektorströmen zu tun!) durch besondere Kühlkörper unbedingt zu kühlen.

Trotzdem bleibt der starke „Ruhestrom“ (darunter versteht man den mittleren Kollektorstrom entsprechend Arbeitspunkteinstellung des Endstufentransistors) solcher einfacher Endstufen, wie wir sie mit T 2 in Abb. 186 gezeigt haben, problematisch. Bei unserem einfachen Beispiel haben wir immerhin rund 30 mA Ruhestrom bei 12 V Batteriespannung, also einen ständigen Leistungsverbrauch von 0,36 W sogar dann, wenn wir die maximal erreichbaren 0,25 W NF-Ausgangsleistung nicht voll ausnutzen! Deshalb haben sich die Verstärkerkonstrukteure besondere Endstufenschaltungen mit mehreren Transistoren, sogenannte Gegentaktendstufen, ausgedacht, die allerdings in Funktion und Aufbau viel komplizierter sind als unser einfaches Beispiel. Sie sind dafür entsprechend leistungsfähiger und kommen – im Verhältnis zur abgegebenen NF-Leistung – mit geringeren Ruheströmen aus. Wir können auf diese raffinierten Schaltungen hier nicht näher eingehen. Im Teil III des Buches werden wir eine vorteilhaftere Endstufenschaltung (eine einfache Gegentaktendstufe) kennenlernen. Für Experimentierzwecke können wir auch die Schaltung nach Abb. 186 einmal aufbauen. Damit läßt sich dann auch eine Ergänzung erproben, die wir

Abbildung 187



schon einmal ganz kurz erwähnt hatten: eine Einstellmöglichkeit für den Klang. Worin besteht das Prinzip der Klangeinstellung? Wie wir wissen, besteht unser NF-Signal aus einer Mischung verschiedenster hoher, mittlerer und tiefer Frequenzen (Abb. 185). Filtern wir die hohen Frequenzen heraus, so fehlen uns die hohen Töne – der Klang wird dunkler. Filtern wir hingegen die tiefen Frequenzen heraus, so fehlen uns die tiefsten Töne – der Klang wird damit insgesamt heller. Um einzelne Frequenzbereiche aus dem NF-Gemisch auszufiltern, benutzt man stets RC-Hoch- oder -Tiefpässe, also Kombinationen aus Widerständen und Kondensatoren. Bei Industriegeräten sind solche Klangeinstellschaltungen oft sehr kompliziert. Wir wollen uns hier wieder mit einem ganz einfachen Beispiel für unseren Verstärker nach Abb. 186 begnügen. Eine dafür geeignete Klangeinstellschaltung zeigt Abb. 187. Sie wird mit ihren Anschlußpunkten A und B in die entsprechenden Punkte bei Abb. 186 vor C 4 eingefügt. In Abb. 187 ist P_H der Einsteller für die Höhen, P_T der Einsteller für die Tiefen. Wir wollen zunächst annehmen, daß P_H auf seinem höchsten und P_T auf seinem niedrigsten Wert (Widerstand = Null) steht. Dann überbrückt P_T die Leitung A – B, und alle Frequenzen des NF-Gemischs können ungehindert zur Endstufe gelangen. In Reihe mit C 5 liegt P_H .

Sein Wert ist so groß, daß er die NF-Spannung am Punkt A nicht merklich belastet; also werden C 5 und P_H ebenfalls ohne Wirkung bleiben. Wir übertragen so den ganzen NF-Bereich unverändert. Wenn wir jetzt P_T allmählich nach immer höheren Werten verstellen, so wird er als Vorwiderstand vor der Basis des Endstufentransistors, die hinter B folgt, wirksam (C 4 in Abb. 186 ist so groß bemessen, daß er für den ganzen NF-Bereich als nicht vorhanden angesehen werden kann). P_T schwächt also zunächst einmal alle Frequenzen – damit sinkt die Lautstärke insgesamt ab. Doch gilt das nicht für hohe Frequenzen. Sie können nämlich P_T auf dem Weg über C 6 umgehen! Die hohen Frequenzen werden also weniger geschwächt als die tiefen – die höchsten Frequenzen fast gar nicht, sie fließen nur über C 6. Insgesamt sind also am Punkt B die höheren Töne im Verhältnis zu mittleren und tieferen stärker vorhanden: Der Klang wird heller.

Die umgekehrte Wirkung erreichen wir mit P_H , wenn wir dessen Wert allmählich verringern. Dadurch wird zunehmend C 5 als Nebenschluß wirksam. C 5 ist so bemessen, daß er tiefen Frequenzen einen hohen Scheinwiderstand entge-

gensetzt; sie fließen also kaum über C 5 ab und erreichen fast unverändert die Endstufe. Je höher die Frequenz aber ist, desto geringeren Scheinwiderstand hat C 5. Er bildet also bei steigenden Frequenzen zunehmend einen Kurzschluß und schwächt die hohen Frequenzen um so mehr, je geringer der Wert von P_H eingestellt wurde. Der Klang ist also um so dunkler, je geringer man den Wert von P_H eingestellt hat.

Diese Art der Klangeinstellung ist freilich recht anspruchslos, zeigt aber auf einfache Weise, wie man den Klang grundsätzlich beeinflussen kann. Die in Abb. 187 angegebenen Werte sind speziell auf die Werte der Verstärkerschaltung Abb. 186 abgestimmt (dort hängen sie insbesondere mit den für R 3 und R 4 vorgegebenen Werten zusammen) und demzufolge nicht ohne weiteres für andere Verstärkerschaltungen geeignet!

Der Netzteil

Wir kennen nun alle Stufen eines Empfängers außer einer: der Stromversorgung. Bisher haben wir nicht danach gefragt, woher die Speisespannungen (Anoden- und Heizspannung für Röh-



ren, Kollektorspannung für Transistoren usw.) kommen. Bei Batteriegeräten werden sie sehr einfach geeigneten Batterien entnommen. Hier zeigt sich schon ein großer Vorteil der Transistortechnik: Transistoren benötigen nur niedrige Spannungen (selten mehr als 12 V), die man leicht mit Batterien bereitstellen kann. Die früheren, röhrenbestückten Batterieradios benötigten dagegen spezielle, aus entsprechend vielen Einzelementen zusammengestellte Anodenbatterien mit Spannungen um 22,5 V bis 67,5 V und – in der Anfangszeit der Radiotechnik – noch höheren Spannungen, außerdem getrennte „Heizbatterien“, die meistens sehr schnell erschöpft waren.

Doch auch bei modernen Transistorgeäten sind Batterien eine lästige Sache: Sie sind oft gerade dann leer, wenn wir das Gerät dringend benötigen. Deshalb verwendet man auch für Transistorgeäte zu Hause die Steckdose oder, fachmännisch gesagt, den Netzbetrieb.

Beim Netzbetrieb haben wir nur eine einzige (obendrein gefährlich hohe) Spannung, die des Lichtnetzes mit 220 V Wechselspannung zur Verfügung. Aus ihr müssen wir die benötigten Betriebsspannungen ableiten. Wie geschieht das?

Abb. 188a zeigt uns die einfachste Schaltung für ein solches Netzgerät bzw. – wenn im Gesamtgerät fest mit eingebaut – den Netzteil. In jedem Fall ist ein Netztransformator Tr vorhanden, der über Einschalter S und Netzsicherung Si ans Netz angeschlossen wird. L 1 ist seine für 220 V ausgelegte Primärwicklung. Die Sekundärwicklung L 2 stellt uns eine Wechselspannung in der gewünschten Höhe bereit. Dieser Netztransformator hat zugleich die wichtige Funktion, daß alle sekundärseitig folgenden Schaltungen und Bauelemente keine direkte Verbindung mehr zum Netz haben. Das ist sehr wichtig, denn

sonst könnte bei Berührung des Gerätes und seiner Bauelemente eine direkte Verbindung zwischen uns und dem Netzzustande kommen – und das wäre lebensgefährlich! Deshalb wollen wir uns unbedingt merken: Netztransformatoren und alles, was an ihrer Primärseite (Netzanschlußseite) angeschlossen ist, darf kein Bastelobjekt für uns sein und bleibt in jedem Falle unberührt!

Die Funktionsweise von Netztrafos haben wir bereits bei den Abb. 68 und 69 kennengelernt. Netztrafos für unsere Geräte (Tr in Abb. 188a, b, c) können auch weitere Sekundärwicklungen haben: z. B. für eine Radioskalenbeleuchtung oder bei Röhrengeräten für die Röhrenheizspannung. Das bedarf keiner näheren Erklärung, deshalb sind diese Wicklungen hier nicht mit eingezeichnet. Unser Trafo liefert also (Abb. 188a) mit L 2 die Betriebsspannung, die wir beispielsweise für unsere Transistoren benötigen – aber es ist eine Wechselspannung, und Halbleiter brauchen natürlich Gleichspannung!

Wir müssen also die Wechselspannung gleichrichten. Das Prinzip haben wir bereits bei Abb. 118 kennengelernt. Diese Schaltung hat aber einen Mangel: Sie nutzt nur eine Halbwelle der Wechselspannung aus – demzufolge haben wir am Widerstand R (Abb. 118) zwischen den Spannungshalbwellen immer lange Pausen (Abb. 119). Die Wechselspannung findet stets nur in einer Halbwelle einen Weg – man spricht deshalb hier von einer Einweggleichrichtung. Die Röhrendiode aus Abb. 118 können wir selbstverständlich ohne weiteres durch eine Halbleiterdiode ersetzen, wie Abb. 188 a mit Diode D zeigt. Früher wurden hierfür Selengleichrichter, später auch Germaniumgleichrichter verwendet.

In modernen Geräten findet man fast nur noch Siliziumgleichrichterdioden, die am besten geeignet sind.

Den Nachteil, daß stets nur eine Halbwelle der Wechselspannung ausgenutzt wird, kann man vermeiden, wenn der Trafo zwei Sekundärwicklungen erhält, die gleich sind (man verwendet eine einzige Sekundärwicklung mit Mittelanzapfung; Prinzip wie Abb. 68, aber beide Wicklungshälften geben gleich große Spannung ab).

Wie Abb. 188b zeigt, verwendet man nun zwei Dioden – jede wird in einer der beiden Halbwellen abwechselnd wirksam –, womit beide Wechselspannungshalbwellen ausgenutzt werden. Diese Gleichrichtungsart nennt man deshalb Zweiweggleichrichtung (oder, was das gleiche ist, Doppelweggleichrichtung). Während die Einweggleichrichtung (Abb. 188a)

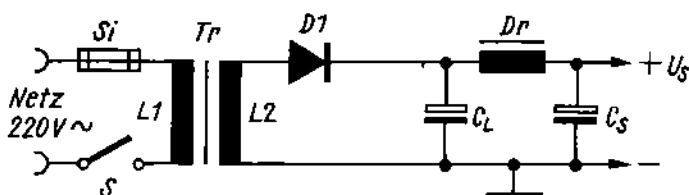


Abbildung 188 a

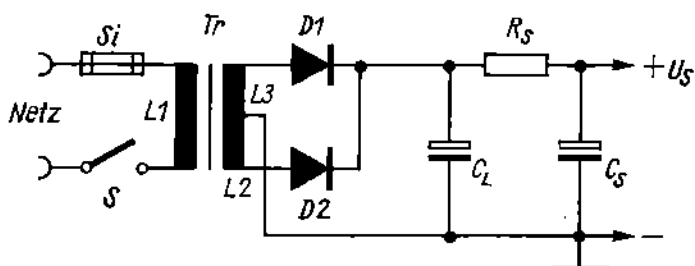


Abbildung 188 b

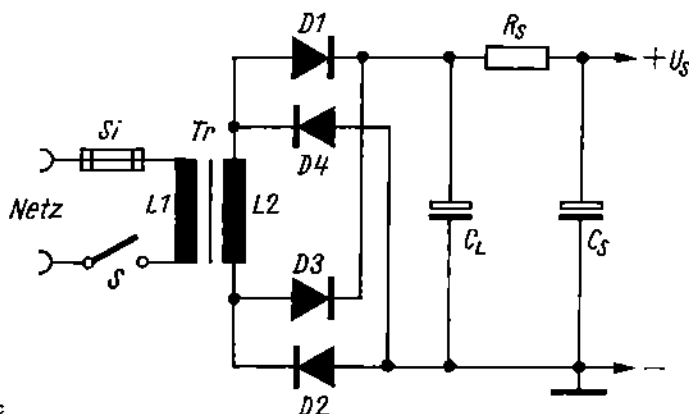


Abbildung 188 c

eine Gleichspannungskurve nach Abb. 119 ergibt, erhalten wir bei der Zweiweggleichrichtung eine Spannungskurve, wie sie Abb. 189a zeigt. Wir erkennen, daß wir damit schon einen viel gleichmäßigeren Spannungsverlauf ohne störende „Pausen“ zwischen den Halbwellen erreicht haben.

Die Zweiweggleichrichterschaltung nach Abb. 188b hat den Nachteil, daß sie zwei gleiche Sekundärwicklungen (oder eine Wicklung mit Mittelanzapfung) benötigt, die jedoch nicht immer vorhanden sind. Dann kommt man auch für eine Zweiweggleichrichtung mit einer Sekundärwicklung aus, wenn man dafür vier Dioden und die sogenannte Brückenschaltung (in älterer Literatur nach ihrem Erfinder auch oft als Graetz-Brücke oder Graetz-Gleichrichter bezeichnet) anwendet. Abb. 188c zeigt sie. Diese Schaltung brauchen wir nicht mehr zu erklären — wir kennen sie schon aus Abb. 62. Auch diese Brückenschaltung ist ihrer Funktionsweise nach eine Zweiwegschaltung, sie ergibt also ebenfalls die Spannungskurve nach Abb. 189a.

Leider nützt uns dieser Spannungsverlauf nichts, denn die Spannung fällt bekanntlich kurzzeitig immer wieder nach Null ab.

Dem läßt sich allerdings leicht abhelfen, wenn wir mit dem Gleichrichter einen genügend großen Kondensator aufladen. Er heißt wegen seiner Funktion Ladekondensator und ist in Abb. 188a, b, c mit C_L bezeichnet. Die mit Dioden gleichgerichteten Spannungshalbwellen laden jetzt C_L auf. In den Pausen, wenn die Wechselspannung nach Null abfällt, speichert C_L seine Ladung und vermag diese kurzen Pausen zu überbrücken, indem er während dieser Zeit einen Teil seiner Ladung wieder abgibt. Damit wird die Spannungskurve „geglättet“, sie hat an C_L dann etwa den Verlauf, wie es die stark ausgezogene Linie in Abb. 189b

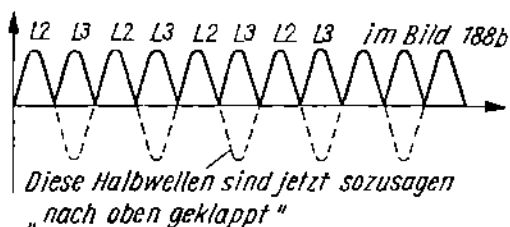


Abbildung 189 a

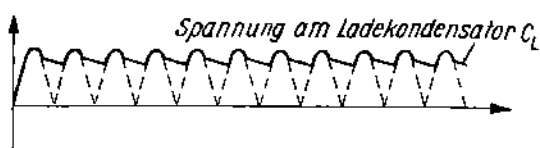


Abbildung 189 b

zeigt. An C_L haben wir jetzt eine nahezu gleichmäßige Gleichspannung erhalten, die nur noch wenig um ihren Mittelwert pulsiert.

Das leichte Pulsieren stellt jedoch nichts anderes dar als eine der Gleichspannung überlagerte Wechselspannung mit der einfachen oder doppelten Netzfrequenz (50 Hz beim Einweggleichrichter, 100 Hz — vgl. Abb. 189b — beim Zweiweggleichrichter). Diese Frequenz könnte in den NF-Verstärker gelangen, würde dort mit verstärkt und im Lautsprecher ein Brummen erzeugen. Wie beseitigen wir diese Brummspannung? Mit einem Tiefpaß. Am wirksamsten ist eine Drossel (D_r in Abb. 188a) und ein nachfolgender Siebkondensator C_s . Diese Schaltung kennen wir von Abb. 153. Die Drossel setzt der Brummspannung einen großen Widerstand entgegen; für den Gleichstrom ist ihr Widerstand nur sehr gering. Hinter D_r schließt C_s die letzten Brummspannungsreste gegen Masse kurz. An C_s können wir nun eine einwandfreie, gleichmäßige Gleichspannung U_s abnehmen und mit ihr alle Verstärkerstufen versorgen. U_s ist bei Transistorgeräten die Speisespannung (für Kollektor- und Basisstromkreise), bei Röhrengeräten wäre hier die Anoden-

spannung abzunehmen. Für bestimmte Zwecke kann man U_s auch mit gegen Masse negativer Polarität abnehmen (z. B. für pnp-Transistoren, zu denen die älteren Germaniumtransistoren gehören). Dazu wird lediglich Dr in die untere Leitung gelegt und Masse oben (plusseitig) angeschlossen. Das bei Abb. 188a, b, c am Minuspol gezeichnete Massezeichen ist also nur als ein mögliches Beispiel zu verstehen.

Die Drossel ist ein Bauteil, das beim Gerätekonstrukteur wenig beliebt ist, denn sie ist groß, schwer und verhältnismäßig teuer. Man benutzt sie aus diesen Gründen nur selten.

Meistens verwendet man einfachheitshalber nur einen Siebwiderstand R_s , wie Abb. 188b und c zeigen; das ergibt einen RC-Tiefpaß nach Abb. 154. Die Wirkungsweise ist die gleiche. Allerdings hat der Siebwiderstand den Nachteil, daß er auch dem Gleichstrom einen störend großen Widerstand entgegensetzt und demzufolge (abhängig vom bei U_s entnommenen Strom) die Ausgangsspannung U_s verringert. Das kann man aber zum Teil dadurch ausgleichen, daß die Sekundärspannung des Trafos entsprechend höher gewählt wird. Wenn allerdings das Netzgerät sehr große Stromstärken aufbringen muß, würde an R_s sehr viel Spannung abfallen. Der Widerstand müßte dann sehr niederohmig sein (wodurch sich die Siebwirkung verschlechterte) und würde außerdem störend heiß. In solchen Fällen wird dann doch die Drossel statt R_s notwendig. Die Netzteilschaltungen nach Abb. 188a oder b trifft man in fast allen modernen Radio- und Elektronikgeräten an.

Bestimmte Elektronikgeräte, aber auch einzelne Baugruppen in modernen Empfängern benötigen oft eine ganz genau gleichbleibende Speisespannung, die sich unter keinen Umständen ändern darf, auch nicht bei nachlassenden Batterien, bei zu schwacher oder zu hoher

Netzspannung oder bei unterschiedlich starkem Speisestromverbrauch. Dafür genügen Batterien allein nicht — ihre Spannung läßt nach, und ihr Innenwiderstand steigt an, wenn sie altern —, und auch bei den einfachen Netzteilschaltungen (Abb. 188) erkennen wir sofort, daß sich U_s spätestens dann ändert, wenn sich die Netzspannung ändert. Wegen R_s bzw. Dr ist U_s außerdem mehr oder weniger davon abhängig, welche Stromstärke wir bei U_s entnehmen, weil dieser Strom ja an R_s oder Dr (aber auch an den Innenwiderständen von L 2, L 3 und den Diodendurchlaßwiderständen) einen Spannungsabfall erzeugt. Wir müssen also, wenn U_s ganz konstant bleiben muß, diese Speisespannung künstlich „stabilisieren“, also elektronisch konstant halten. Wie geschieht das?

Hierfür wurde ein besonderes Bauelement geschaffen, die Z-Diode (in älteren Büchern wird sie nach ihrem Erfinder auch noch als Zener-Diode bezeichnet). Die Wirkungsweise dieses Bauelements können wir mit unseren vereinfachten Vorstellungen von der Halbleiterfunktion jedoch nicht mehr anschaulich erklären.

Wir wollen uns damit begnügen, ihr Verhalten zu beschreiben.

Von normalen Halbleiterdioden wissen wir, daß bei ihnen eine maximale (vom Hersteller angegebene) Sperrspannung nicht überschritten werden darf. Geschieht das doch, wird die Sperrschicht einer solchen Diode durchschlagen und ist dann unbrauchbar. Gleiches geschieht bei Transistoren, wenn ihre Basis- oder Kollektor-Sperrspannung überschritten würde. Man kann nun aber eine eigentlich ganz normal aufgebaute Flächendiode (auf Siliziumkristall nach dem uns bekannten Planarverfahren herstellbar) so erzeugen, daß ihre Sperrschicht ein ganz merkwürdiges Verhalten aufweist: In Durchlaßrichtung arbeitet diese Diode wie jede andere auch,

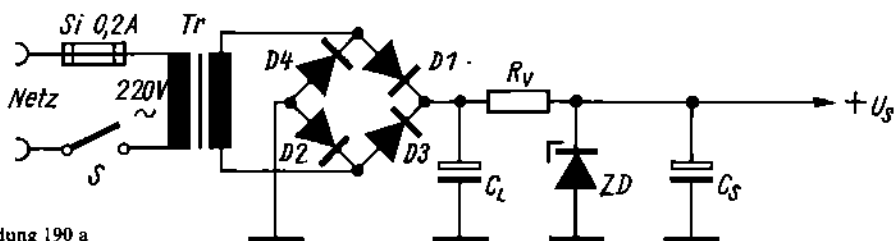


Abbildung 190 a

und in Sperrichtung fließt bis zu einer bestimmten maximalen Sperrspannung wie gewohnt fast kein Sperrstrom. Oberhalb dieser maximalen Sperrspannung wird die Sperrschicht schlagartig stromdurchlässig. Dabei wird die Sperrschicht nicht wie bei normalen Dioden zerstört, wir müssen nur dafür sorgen, daß kein allzu starker Strom fließt. Die Z-Diode verhält sich also ähnlich wie ein Sicherheitsventil, das sich bei zu starkem Druck plötzlich öffnet. Die Spannung, bei der das geschieht, wird als Z-Spannung bezeichnet. Z-Dioden sind also Bauelemente (äußerlich nicht von normalen Dioden unterscheidbar), die absichtlich oberhalb ihrer maximalen Sperrspannung (hier: Z-Spannung) betrieben werden, wobei ein Vorwiderstand verhindert, daß ein zu starker Strom durch sie fließt.

Z-Dioden werden also stets in Sperrichtung gepolt!

In dieser Betriebsweise geschieht nun etwas Merkwürdiges: Parallel zu der Diode messen wir stets den Wert der Z-Spannung, und zwar unabhängig davon, wieviel Strom durch die Diode fließt. Der (in Sperrichtung!) durch die Z-Diode fließende Strom kann stärker oder schwächer werden – dennoch ändert sich die an der Z-Diode abfallende Spannung nicht! Und das ist nun genau das, was wir für eine automatische Spannungsstabilisierung brauchen.

Betrachten wir Abb. 190a. Zunächst sehen wir dort das Schaltsymbol für die Z-Diode ZD. Es sieht fast so aus wie das einer normalen Diode; die Z-Diode ist

nur an dem kleinen Häkchen neben der Katode von einer allgemeinen Diode unterscheidbar – wir müssen hier also aufpassen! Weiter sehen wir, daß die Z-Diode tatsächlich in Sperrichtung gepolt ist (+ U_s liegt an der Katode). Denken wir uns ZD zunächst als nicht vorhanden, dann haben wir eine normale Netzteilerschaltung, wie wir sie aus Abb. 188c bereits kennen, mit Brückengleichrichter D 1...D 4, Ladekondensator C_L , Siebkondensator C_S und dem hier mit R_v bezeichneten Siebwiderstand. Die veränderte Darstellungsweise für die Diodenbrücke D 1...D 4 wird uns nicht irritieren, wir können leicht feststellen, daß es sich bei Abb. 188c und Abb. 190a jeweils um die gleiche Schaltung handelt. In Fachbüchern kommen beide Zeichnungsweisen vor, deshalb wollen wir uns gleich an sie gewöhnen.

Nun setzen wir die Z-Diode ZD ein. Bedingung soll sein, daß die an C_L verfügbare Spannung erheblich höher (etwa doppelt so hoch) ist wie die Z-Spannung unserer Z-Diode. Hier müssen wir erwähnen, daß die Z-Spannung während der Diodenherstellung festgelegt wird und nachträglich nicht veränderbar ist. Die Z-Spannung ist also die wichtigste Kenngröße für eine Z-Diode. Es gibt Z-Dioden in verschiedenen Spannungen zu kaufen, abgestuft zwischen etwa 5 V und etwa 25 V. Für Abb. 190a wählen wir einen Z-Diodentyp, dessen Z-Spannung dem von uns gewünschten Ausgangsspannungswert bei U_s entspricht. Was geschieht nun?

Ohne ZD wäre U_s viel größer als er-

wünscht, nämlich fast so groß wie die Spannung an C_L . Sobald aber C_L während seiner Aufladung den Wert der Z-Spannung erreicht, wird diese Z-Diode stromdurchlässig, von jetzt ab fließt ein Strom über R_v und ZD. Wenn nun die Spannung an C_L weiter ansteigt, wird nur der Strom durch R_v und ZD stärker, aber die Spannung an ZD bleibt nun konstant im Wert der Z-Spannung! Auf genau diese Spannung wird auch C_s aufgeladen. Was geschieht nun, wenn sich die Netzspannung (und mit ihr die Spannung an C_L) ändert? Dann ändert sich nur der Strom durch R_v und ZD, aber nicht die Spannung an ZD und also auch nicht die Ausgangsspannung U_s ! Das gilt natürlich nur, solange die Spannung an C_L nicht niedriger wird als die Z-Spannung – aber wir hatten ja deshalb schon vorausgesetzt, daß die Spannung an C_L im Normalfall mindestens doppelt so groß wie die Z-Spannung sein soll.

Was geschieht, wenn wir bei $+U_s$ einen Strom entnehmen? Dieser Strom fließt ebenfalls durch R_v : über R_v tritt ein höherer Spannungsabfall auf, und $+U_s$ sinkt ab. Dadurch beginnt ZD wieder zu sperren; die Z-Diode nimmt weniger Strom auf, und zwar gerade soviel weniger, wie wir zusätzlich bei $+U_s$ am Ausgang entnommen haben! Verringern wir die Stromentnahme bei $+U_s$, so wird der Spannungsabfall an R_v geringer, und U_s steigt. Darauf reagiert ZD mit stärkerer Stromaufnahme; die Z-Diode nimmt jetzt den Strom mit auf (sie „übernimmt ihn“), um dessen Betrag wir den Ausgangsstrom bei $+U_s$ verringert haben! Ergebnis: Der Strom durch R_v bleibt gleich groß, und die Ausgangsspannung U_s , die wir parallel zu ZD abnehmen, bleibt auch konstant! Das funktioniert freilich nur in gewissen Grenzen, wie wir sofort sehen werden: Der stärkste Strom – nämlich der gesamte von R_v durchgelassene – fließt über ZD, wenn wir am

Ausgang U_s keinerlei Strom entnehmen. Da die Z-Diode vom durchfließenden Strom erhitzt wird, kann dieser nicht beliebig stark sein (je nach Z-Spannung sind zwischen wenigen mA und höchstens 0,1 A möglich). Deshalb darf R_v einen bestimmten Mindestwert nicht unterschreiten. Andererseits können wir am Ausgang bei U_s nicht mehr Strom entnehmen, als durch die Z-Diode fließt, denn sonst bliebe ja für ZD kein Stromanteil mehr übrig, ZD würde sperren, und die Spannung U_s wäre nicht mehr stabil, sondern säne bei weiterer Stromentnahme infolge der R_v -Wirkung ab! Die einfache Schaltung nach Abb. 190a ist also nur für recht geringe Stromentnahme bei $+U_s$ geeignet. Wir wollen außerdem dabei beachten, daß R_v jetzt nicht nur als Siebwiderstand zusammen mit C_s wirkt, sondern nun vor allem die Aufgabe hat, für ZD strombegrenzend zu wirken, damit ZD nicht überlastet wird. Deshalb ist dieser Widerstand hier auch als Vorwiderstand R_v bezeichnet. R_v muß je nach verwendetem Z-Diodentyp sehr genau bemessen werden. Ihn zu berechnen ist ziemlich kompliziert, deshalb wollen wir darauf verzichten. Wichtig ist für uns: Die Höhe der Ausgangsspannung $+U_s$ wird durch Auswahl eines Z-Diodentyps mit entsprechender Z-Spannung festgelegt. Außerdem fließt durch R_v ständig ein Strom, der sich – je nachdem, wieviel Ausgangsstrom wir bei U_s entnehmen – zwischen dem hinter U_s folgenden Verbraucher (etwa einigen Verstärkern) und ZD aufteilt. Je weniger Strom der Verbraucher an $+U_s$ entnimmt, desto mehr Strom fließt über ZD ab.

Wir können das Verfahren auch bei Batteriebetrieb anwenden. Dann tritt unsere Batterie parallel zu C_L (oder statt C_L) an die Stelle von Gleichrichtern und Trafo. Die Batteriespannung muß dann, wie schon erklärt, erheblich höher sein als die Spannung, die wir bei $+U_s$ benöti-

gen. Dann bleibt $+U_s$ konstant, solange die Batteriespannung noch nicht bis nahe dem Wert der Z-Spannung abgesunken ist.

Daß sich die Schaltung nach Abb. 190a nur für recht geringe Ausgangsströme eignet (nämlich nicht für stärkere Ströme, als sie ZD selbst verträgt), ist ein großer Nachteil. Er läßt sich aber durch eine erweiterte Schaltung beheben, die uns zur einfachsten Grundform eines „elektronisch stabilisierten Netzteils“ — wie es heute in fast jedem größeren elektronischen Gerät vorhanden ist — hinführt (Abb. 190b). Bis zum Ladekondensator C_L ist hier wieder alles wie gewohnt. ZD erhält jetzt aber einen eigenen Stromkreis über ihren zugehörigen Vorwiderstand R_v . Cs 1 wollen wir zunächst weglassen. Jetzt kann man R_v so bemessen, daß ZD einen günstigen mittleren Strom erhält. Mit der Z-Spannung speisen wir nun direkt die Basis eines Transistors, und dessen Emitterschaltkreis liefert uns die Ausgangsspannung $+U_s$ (dort liegt wieder der uns schon gewohnte Siebkondensator Cs 2 parallel). Auf eine rechnerische Untersuchung dieser Regelschaltung wollen wir hier verzichten. Wir müssen sie aber als Regelschaltung zur Spannungsstabilisierung erkennen, weil sie uns später in anderen Büchern und in Geräten sehr oft wiederbegegnen wird. Deshalb wollen wir kurz ihre wichtigsten Eigenschaften beschreiben.

Der Transistor wirkt hier nicht in der gewohnten Weise als Spannungsverstär-

ker, sondern als Regelglied — einem automatisch geregelten Vorwiderstand vergleichbar — im Speisestromkreis $+U_s$. Seine Basisspannung wird von ZD konstant gehalten, und dadurch bleibt auch seine Emitterspannung ($+U_s$) konstant, worauf es uns letztlich ankommt. Sie liegt immer etwa $0,7 \dots 1$ V unter dem Wert der Z-Spannung. Wenn wir $+U_s = 9$ V benötigen, müssen wir also für ZD einen Typ mit Z-Spannung von etwa $9,7 \dots 10$ V einsetzen.

Der über $+U_s$ abgenommene Verbraucherstrom fließt jetzt über die Kollektor-Emitter-Strecke von T1, und dieser Transistor kann für sehr viel stärkere Ströme ausgelegt sein als eine Z-Diode (mit Leistungstransistoren sind Ströme bis zu mehreren Ampere möglich). Wenn sich die Ausgangsbelastung an $+U_s$ ändert, dann ändert sich in dieser Schaltungsweise nur der Belastungszustand des Transistors; der Strom durch ZD ändert sich dabei nur noch wenig. Welche Spannung am Emitter T1 als $+U_s$ vorhanden ist, hängt nur von seiner Basisspannung (und damit von ZD) ab — nicht von seiner Kollektorspannung! Deshalb kann der Transistorkollektor auch direkt an C_L angeschlossen werden, so daß der Ausgangsstrom nicht mehr über den Vorwiderstand R_v fließen muß, wie das bei Abb. 190a unvermeidbar war. Das ist der große Vorteil dieser erweiterten Schaltung. Es kommt ein anderer Vorteil hinzu, der sich indirekt durch die bekannte Verstärkerwirkung des Transistors erklären läßt (wir wollen

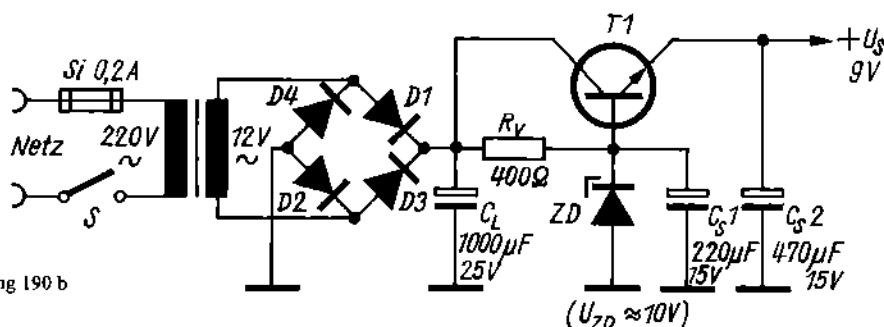


Abbildung 190 b

auch hier wieder auf Einzelheiten verzichten): Der Transistor ergibt zugleich eine verbesserte Siebwirkung! Es fällt auf, daß unsere Tiefpaßschaltung (R_s , C_s in Abb. 188 und R_v , C_s in Abb. 190a) nicht mehr wie gewohnt im Stromweg des Ausgangsstroms liegt. Gesiebt wird in Abb. 190b tatsächlich nur noch die Transistor-Basisspannung (Wirkung von R_v zusammen mit C_s 1). Diese Siebwirkung erscheint aber um den Faktor der Transistorstromverstärkung vergrößert an seinem Emitter! Das bedeutet: C_s 1 an der Basis von T 1 hat die gleiche Wirkung, wie sie ein 10- bis 100fach größerer Kondensator bei C_s 2 hätte! Daß man trotzdem noch für C_s 2 einen zusätzlichen Kondensator vorsieht, hat andere Gründe, deren Erklärung zu weit führte. In der Hauptsache bewirkt aber hier C_s 1 die Brummsiebung!

Aus der Grundschialtung eines geregelten Netzteils (Abb. 190b) lassen sich viele weitere Varianten entwickeln, die aber alle auf das gleiche Prinzip zurückgehen. Wir können sie nicht alle zeigen. Welche Möglichkeiten sich bieten, sei nur kurz an einem Beispiel erläutert: Es kommt oft vor, daß bei $+U_s$ ein ganz genau vorgeschriebener Spannungswert, der genau einstellbar sein muß, notwendig ist. Eine Z-Diode kann man aber nicht „einstellen“, ihr Z-Spannungswert ist fest vorgegeben und nur in Abstufungen erhältlich. Was tun? In diesem Fall kann man nach Abb. 190b ein Potentiometer parallel zu ZD anschließen. An dessen Schleifer wird die Basis von T 1 angeschlossen (statt direkt an ZD). ZD hält dann die Spannung am Potentiometer genau konstant, und an diesem kann man die gewünschte Basisspannung für T 1 und damit die Ausgangsspannung $+U_s$ genau einstellen.

Mit solchen Raffinessen wollen wir uns aber nicht näher beschäftigen. In Abb. 190b sind einige Bauelementewerte angegeben, die uns nur eine Vorstellung

von den praktisch auftretenden Größen geben sollen. Die genaue Berechnung solcher Schaltungen ist sehr kompliziert, weil viele Nebenbedingungen beachtet werden müssen. Vor allem besteht bei unsachgemäßem Entwurf oder Aufbau die Gefahr, daß der Transistor T 1 in dieser Schaltung sehr leicht überlastet werden kann. Das ist z. B. bei versehentlichem Kurzschluß des Ausgangs $+U_s$ gegen Masse oder bei zu hoher Stromentnahme sofort der Fall. Wir haben mit solchen elektronisch stabilisierten Netzteilen vorläufig nicht zu tun. Wenn sie uns später in größeren Bauanleitungen begegnen, wollen wir aber genau darauf achten, daß alle Werte des Schaltbildes präzise eingehalten werden, denn sie sind alle untereinander abhängig. Das gilt bis hin zur Sekundärspannung des Trafos. Ändern wir einen Wert ab, so ändern sich auch fast alle anderen, oder es kommt zu Schäden! Außerdem müssen wir bei Schaltungen, die aus solchen stabilisierten Netzteilen versorgt werden, peinlich darauf achten, daß es in keiner Stufe zum Kurzschluß der (ja allen Stufen zugeführten und dort an vielen Punkten vorhandenen) Speisespannung $+U_s$ kommt. Die Folge wäre fast immer zumindest eine Zerstörung von T 1 im Netzteil. Zur Auswahl von T 1 sei hier nur noch gesagt, daß dieser Transistor in der Regel ein hochbelastbarer Typ (Leistungs transistor mit Kühlkörper) sein muß. Für seine Leistungsbeanspruchung gelten ganz ähnliche Bedingungen, wie wir sie vorangehend schon bei den Leistungstransistoren für NF-Endstufen erwähnt hatten.

Kleine Einzelteilkunde

Nachdem wir nun alle Baugruppen eines Empfängers kennengelernt haben, sollen noch ergänzende Hinweise zu verschiedenen Bauteilen gegeben werden.

Widerstände und Potentiometer

Ein Widerstand wird durch zwei Werte gekennzeichnet: den Ohmwert und die Belastbarkeit in Watt. Der Wert der Belastbarkeit ist in Schaltbildern oft nicht angegeben, weil es nicht notwendig ist. Falls wirklich Zweifel auftreten, kann man sich mit etwas Geschick selbst helfen.

Ein Beispiel: Wie hoch belastbar müßte der Kollektorwiderstand R 3 in Abb. 186 sein? Um das zu errechnen, müssen wir entweder den durchfließenden Strom oder die am Widerstand liegende Spannung kennen. Kennen wir nur den durchfließenden Strom, dann können wir mit ihm und dem Widerstandswert die anliegende Spannung nach dem Ohmschen Gesetz (Abb. 16) bestimmen. Kennen wir nur die Spannung, bestimmen wir auf die gleiche Weise den zugehörigen Strom. Aus Strom und Spannung erhalten wir dann in gewohnter Weise (Abb. 26) die Leistung, die im Widerstand in Wärme umgewandelt wird – mindestens mit dieser Leistung muß er also belastbar sein. Nun zu Abb. 186 – dort hatten wir ja schon früher die benötigten Werte gefunden. Wir erinnern uns: In Abb. 186 finden wir die Kollektorspannungsangabe „ $U_{CE} \approx 7\text{ V}$ “, also fallen (bei 12 V Betriebsspannung) an R 3 etwa 5 V ab. Hiermit und mit dem für R 3 angegebenen Widerstandswert 4,7 k Ω erhalten wir 1,06 mA – wir runden wieder auf 1 mA ab. Mit 5 V und 1 mA erhalten wir die Mindestbelastbarkeit von R 3 zu $0,005\text{ W} = 5\text{ mW}$. Da die kleinsten handelsüblichen Widerstände für 0,05 W, also den zehnfachen Wert zugelassen sind, genügen sie bei weitem. Deshalb ist eine Belastbarkeitsangabe hier überflüssig. Zu ähnlichen Ergebnissen kommen wir bei den übrigen Widerständen in Abb. 186: Für P 2 würde sich mit 12 V und 1,2 mA eine maximale Leistung von 14,4 mW ergeben, und das

liegt ebenfalls weit unter der zulässigen Belastbarkeit auch der kleinsten erhältlichen Einstellpotentiometer. Für R 4 würden sich mit der höchsten Spannung, die daran auftreten kann (wenn P 2 ganz zum oberen Anschlag hin gestellt ist) nur 6,5 mW ergeben. Auch hier genügt also die kleinste Widerstandsbauf orm (50 mW).

Für R 1 und R 2 brauchen wir nicht mehr zu rechnen, wir sehen auf einen Blick, daß bei diesen hohen Widerstandswerten und den vorhandenen Spannungen nur so geringe Ströme fließen können, daß ihre Belastung weit unter 1 mW liegen wird.

Nehmen wir ein anderes Beispiel: Wir wollen die Belastung von R_v in Abb. 190b feststellen. Hier wird es schon schwieriger. Für ZD ist ein Wert von etwa 10 V angegeben, diese Spannung liegt am rechten Anschluß von R_v. Aber welche Spannung haben wir an C_L? Der Trafo gibt, wie wir sehen, sekundär 12 V Wechselspannung ab – aber diese Angabe ist ein Mittelwert! Kurzzeitig erreicht die Spannung erheblich höhere Werte! Wir erkennen das sofort, wenn wir nochmals Abb. 66 betrachten und auf Seite 88 nachlesen. Der Ladekondensator C_L wird auf den Scheitelwert der Wechselspannung aufgeladen, und sie hat (bei Sinusspannungen wie der Netzwechselspannung) den 1,4fachen Wert der als Mittelwert (Effektivwert) angegebenen Trafo-Nennspannung. An C_L (Abb. 190 b) müssen wir also mit $1,4 \cdot 12 = 16,8\text{ V}$ Wechselspannung rechnen! Statt zu rechnen, könnte man diese Spannung auch durch Messung an C_L bestimmen. Übrigens sehen wir jetzt auch, weshalb für C_L in Abb. 109b eine Nennspannung von 25 V angegeben wurde. Vorsorglich muß man ja damit rechnen, daß die Netzspannung auch einmal etwas höher als 220 V sein kann – auch dann darf die Kondensator-Nennspannung nicht überschritten wer-

den. Kondensatoren dieser Art werden in Nennspannungsgruppen gestaffelt hergestellt; es gibt solche für 15 V – sie würden für C_L hier also nicht ausreichen, obwohl am Trafo 12 V Wechselspannung angegeben sind! Die nächsthöhere Nennspannungsgruppe ist 25 V – sie ist deshalb für C_L in Abb. 190b zusammen mit dem Kapazitätswert angegeben. Das heißt also nicht, daß an C_L später 25 V meßbar sind!

Berechnen wir nun R_v . Wir haben erfahren, daß an C_L 16,8 V Gleichspannung zustande kommen (wir runden auf 17 V auf), an ZD treten 10 V auf, und die Differenz von 7 V tritt also parallel zu R_v auf. Für $R_v = 400 \Omega$ errechnen wir damit den durchfließenden Strom zu 17,5 mA, hieraus mit 7 V die an R_v auftretende Belastung zu rund 0,123 W. Hier reichen also Widerstandsgrößen für 0,05 W oder 0,1 W Belastbarkeit nicht mehr aus; die genormte Größe 0,125 W würde rechnerisch gerade eben noch genügen. Wir müssen aber wieder daran denken, daß im Netz einmal mehr als 220 V auftreten können, dann ist die Spannung an C_L – also auch an R_v – höher! Vorsorglich wählen wir also die nächstgrößere Widerstandsbauform 0,25 W, die der auftretenden Belastung nun mit Sicherheit gewachsen ist. So wie in diesen Beispielen gehen wir immer dann vor, wenn wir nicht sicher sind, welche Widerstandsgröße notwendig ist. In den meisten Schaltzeichnungen (auch in guten Bauanleitungen) ist aber in Einzelfällen immer da, wo Widerstandsbelastbarkeiten von 0,25 W oder mehr notwendig sind, dieser Wert mit angegeben; nur wo Bauformen von 0,1 W schon ausreichen, verzichtet man auf die Belastungsangabe. Wir werden also nur selten nachrechnen müssen.

Welche Rechenwerte legen wir aber beispielsweise für Gitterwiderstände von Röhren (z. B. R_g in Abb. 127 oder Abb. 128) oder Gatewiderstände bei

MOSFET (z. B. R_g in Abb. 146b) zugrunde? Keine. Hier gibt es nichts zu rechnen. Die am Gitter oder Gate auftretende NF-Spannung ist so gering und der Widerstandswert so hoch, daß selbst die kleinste Widerstandsbauform nur mit einem kleinen Bruchteil ihres Nennwerts belastet wird: der kleinste Widerstand reicht also völlig aus. Eine andere Belastung als die von der NF-Spannung verursachte tritt nicht auf – bei Röhren fließt, wie wir wissen, kein Gitterstrom, bei MOSFET kein Gatestrom. Ohne NF-Eingangsspannung ist die Belastung von R_g praktisch Null. Also: erst nachdenken, dann rechnen!

An dieser Stelle eine Bemerkung zu den häufig „krummen“ Wertangaben für Widerstände (und ebenso für Kondensatoren) in Schaltbildern. Zahlenangaben wie 4,7 k Ω , 560 k Ω , 680 k Ω , 22 k Ω (R_1 bis R_4 in Abb. 186 als Beispiel) bedeuten nicht unbedingt, daß der Widerstand ganz genau diesen Wert haben muß. Die als preiswerte Massenware produzierten Widerstände haben ohnehin unvermeidbare Toleranzen von 10% oder 20% ihres Wertes. Nur teure Präzisionswiderstände halten den auf ihnen aufgedruckten Nennwert auf 0,5% oder 1% genau ein. Der wahre Wert eines Widerstands mit dem Aufdruck „22 k Ω “ kann daher (wenn für ihn eine Fertigungstoleranz von 20% zugelassen wurde) zwischen 17,6 k Ω und 26,4 k Ω liegen. Warum dann aber diese „krummen“ Zahlenwerte?

Sie haben rein fertigungstechnische Gründe, weil sich eine günstige Aufteilung in Nennwertreihen ergibt, wenn diese Nennwerte nach einer bestimmten mathematischen Beziehung (arithmetische Reihe) gestaffelt werden. Eine solche Staffelung haben beispielsweise die Werte 1 – 1,6 – 2,2 – 3,3 – 4,7 – 5,6 – 6,8 – 8,2 – 10. Wir sehen jetzt schon, daß die als Beispiel genannten Werte alle einer solchen Reihe entsprechen. Der

Konstrukteur, der einen Widerstand für eine Schaltung berechnet (beispielsweise $400\ \Omega$ für R_v in Abb. 190b als Ergebnis einer Rechnung), setzt im endgültigen Gerät dann den der Rechnung am nächsten kommenden Nennwert ein (für R_v in Abb. 190b würde man $390\ \Omega$ als einen ebenfalls genormten Wert einsetzen). Genauso gehen wir beim Nachbau von Schaltungen vor, wenn dort – was wir in diesem Buch der besseren Übersicht oder der bequemerer Berechnung wegen stellenweise getan haben – runde Werte angegeben sind. Für einen mit $5\ \text{k}\Omega$ angegebenen Widerstand können wir dann aus den handelsüblichen Nennwerten $4,7\ \text{k}\Omega$ oder $5,1\ \text{k}\Omega$ verwenden.

Die Potentiometer hatten wir bei den Abb. 183 und 184 bereits behandelt. Es gibt zwei Arten: mit logarithmischen und mit linearen Kennlinien. Im Schaltbild wird, wenn das von Bedeutung ist, der Wertangabe der Zusatz *log* oder *lin* nachgesetzt.

Beim linearen Potentiometer steigt der Widerstandswert zwischen Anfang A und Schleifer S (Abb. 183) bei Rechtsdrehung ganz gleichmäßig an. Ist der halbe Drehweg zurückgelegt, so ist auch der halbe Wert des Gesamtwiderstandes erreicht.

Beim logarithmischen Potentiometer steigt der Widerstandswert zunächst langsam, dann immer schneller an. Der Hauptanteil des Gesamtwiderstandes konzentriert sich also in Nähe des Endes E der Widerstandsbahn. Vor allem für Lautstärkeregler werden meist logarithmische Potentiometer benutzt.

Eine Miniaturausführung von Potentiometern, die ohne Befestigung direkt eingelötet werden, sind die Abgleichwiderstände oder Trimmwiderstände. Sie sind für einmalige Schraubenziehereinstellung bestimmt. Ihr Schaltsymbol entspricht Abb. 184e.

In Abb. 186 sehen wir mit P 2 ein Anwendungsbeispiel dafür.

Kondensatoren

Kondensatoren gibt es als Festkondensatoren und variable Kondensatoren. Die letzteren kennen wir als Drehkos; ihr Schaltsymbol ist in Abb. 191a nochmals gezeigt. Sie sind entweder als Luftdrehkos (zwischen den kammförmig ineinandergreifenden Platten befindet sich Luft als Dielektrikum) oder als Kunstfoliedrehkos (mit Kunstfolie zwischen den Platten) ausgeführt. Die Kunstfoliedrehkos sind bei gleicher Kapazität kleiner, haben aber höhere Verluste (Schwingkreis!). Kapazitätswerte für Drehkos: $10 \dots 500\ \text{pF}$. Größere Kapazitäten lassen sich nicht mehr einstellbar herstellen. Kleine keramische Drehkos (für Schraubenziehereinstellung), die für Abgleichzwecke bestimmt sind, werden Trimmkondensatoren, kurz Trimmer genannt. Das Symbol für Trimmkondensatoren zeigt Abb. 191b.

Festkondensatoren können als Rollkondensatoren (auch Foliekondensatoren wegen der Art des Dielektrikums genannt) hergestellt werden (Abb. 77). Als Dielektrikum diente früher Paraffinpapier, heute verwendet man meist Kunstfolien (Polyester, Styroflex usw.). Bei keramischen Festkondensatoren ist ein Keramikröhrchen als Dielektrikum innen und außen mit je einer aufgebrannten Metallschicht versehen, die die Beläge bilden. Diese Form ist Widerständen äußerlich ähnlich.

Viel verwendet werden auch keramische Kondensatoren in Scheibenform, da sie besonders platzsparend und flach sind. Speziell zum Erreichen hoher Kapazitätswerte ($1 \dots 1000\ \mu\text{F}$) werden Elektro-

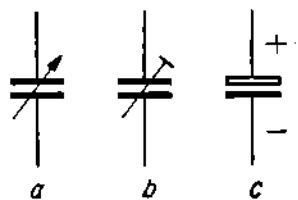


Abbildung 191

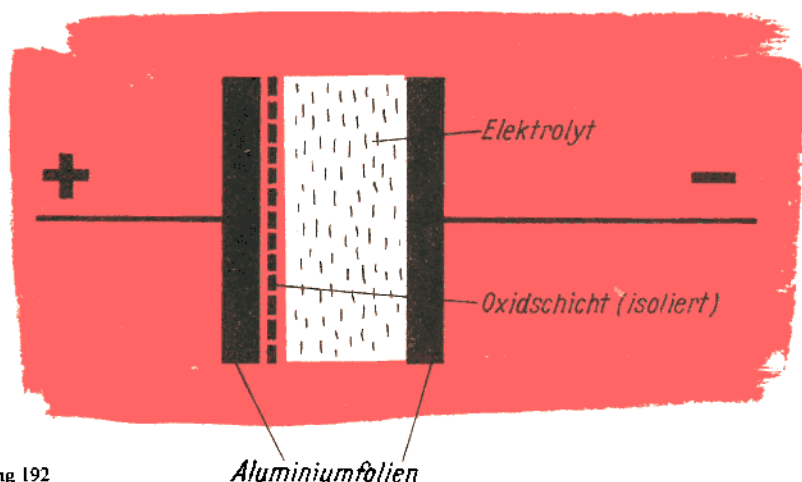


Abbildung 192

lytkondensatoren – kurz Elkos genannt – hergestellt. Abb. 191c zeigt ihr Schaltsymbol, Abb. 192 skizziert ihren Aufbau. Als Beläge dienen zwei Aluminiumfolien, deren eine mit einer äußerst dünnen Aluminiumoxidschicht überzogen ist. Sie bildet elektrochemisch das Dielektrikum. Zwischen den Belägen befindet sich ein Elektrolyt (wasserhaltiges Chemikaliengemisch), der beim Anlegen einer Spannung die Oxidschicht ständig neu bildet. Die negative Aluminiumfolie ergibt zusammen mit dem Elektrolyten den zweiten Belag des Kondensators.

Damit die Oxidschicht ständig nachgebildet (formiert) wird, muß am Kondensator während des Betriebes ständig eine Gleichspannung liegen, und es fließt – das ist bei der Verwendung zu beachten – ständig ein kleiner Reststrom durch den Kondensator. Seine Größe hängt von der Kapazität des Kondensators (Fläche der Beläge) ab und liegt bei guten Kondensatoren sehr niedrig (wenige μA). Die Größe dieses Reststromes ist ein Maß für Qualität und Zustand des Elkos.

Längere Zeit stromlos gelagerte Elkos haben eine teilweise zersetzte Oxidschicht und zeigen beim Anschluß deshalb zunächst sehr hohen Reststrom. Er geht innerhalb der ersten 10 bis 15 Minu-

ten durch Neubildung der Oxidschicht auf den normalen Wert zurück, wenn der Elko noch einwandfrei ist. Es empfiehlt sich daher bei Verwendung lange gelagerter Elkos, sie vor dem Einbau zunächst an eine geringe, und erst nach etwa 30 Minuten an die volle Betriebsspannung anzuschließen (bei Niedervolt-Elkos für Transistorgeräte: direkt mit Batterie verbinden) und sie auf diese Weise noch etwa 1 bis 2 Stunden nachzuformieren. Infolge der sehr dünnen Oxidschicht ergeben sich hohe Kapazitätswerte, andererseits muß die angegebene Maximalspannung beachtet werden. Kurzzeitige Überschreitung kann bereits zur Zerstörung führen!

Elkos werden als Niedervolt-Elkos für Spannungen zwischen 1...35 V, als Hochvolt-Elkos für Spannungen bis 550 V hergestellt. Die zulässige Spannung ist aufgedruckt. Beim Anschluß ist auf richtige Polung zu achten! Falschpolung führt zur Zersetzung der Oxidschicht und baldiger Zerstörung, deshalb ist auch ein Betrieb an reiner Wechselspannung nicht zulässig (lediglich für Versuchs- und Meßzwecke dürfen für einige Sekunden Dauer einige Volt Wechselspannung angelegt werden). Bei Rollkondensatoren ist die Polung meist aufgedruckt; in der Ausführung als Be-

cherkondensator liegt der Minuspol fast immer am Gehäuse.

Alle Kondensatoren werden durch zwei Werte gekennzeichnet: Kapazitätswert und maximal zulässige Spannung. Diese darf auch nicht kurzzeitig überschritten werden, da das auch bei keramischen und Foliekondensatoren zum Durchschlagen der Isolierung führen kann. Der Kondensator hat dann Kurzschluß und ist unbrauchbar.

Ultrakurzwellen-Rundfunk (UKW)

Gegenüber den herkömmlichen Wellenbereichen der Lang-, Mittel- und Kurzwelle hat der UKW-Bereich zahlreiche Vorzüge, so daß wir ihn hier erwähnen müssen. Seine technischen Grundlagen sind allerdings so kompliziert, daß wir sie im Rahmen dieses Buches nur kurz besprechen können.

Aus diesem Grunde kommt eine praktische Betätigung auf dem UKW-Gebiet lediglich für fortgeschrittene, erfahrene Bastler und Amateure in Betracht. Wir wollen deshalb nur kurz die Verbesserungen aufzählen, die der UKW-Bereich mit sich bringt.

Ultrakurzwelle — der Name sagt schon, daß wir es hier mit sehr hohen Sendefrequenzen zu tun haben (vergleiche Seite 115). Derartig hohe Frequenzen nähern sich in ihren Ausbreitungseigenschaften bereits denen des Lichtes — große Reichweiten lassen sich also damit im allgemeinen nicht erzielen, aber das ist im Falle der Rundfunkversorgung eines Landes eher ein Vorteil. Es kann dann nicht so leicht geschehen, daß sich verschiedene Sender gegenseitig stören. Die Technik — insbesondere die der Empfänger — ist bei UKW prinzipiell nicht anders, als wir sie kennen (vom Modulationsverfahren abgesehen, wie wir gleich sehen werden), aber praktisch bestehen doch große Unterschiede.

Die Bauteile eines UKW-Empfängers haben elektrisch sehr kleine Werte. Spulen bestehen oft nur noch aus zwei oder drei Drahtwindungen. Jede noch so kurze gerade Leitung wirkt schon wie eine kleine HF-Drossel, so daß es schwierig wird, zwei etwas auseinanderliegende Anschlüsse so miteinander zu verbinden, daß sie wie bisher als elektrisch einwandfrei verbunden angesehen werden können. Schwingkreise enthalten oft keinen Kondensator mehr, denn



die erforderliche geringe Kapazität wird schon durch die Kapazität der angeschlossenen Transistoren und anderen Bauelemente sowie deren Zuleitungen gegeneinander gebildet.

Verbiegen wir bei einem solchen Schwingkreis eine der Zuleitungen um wenige Millimeter, so hat das die gleiche Wirkung, als hätten wir im Mittelwellenschwingkreis den Drehkondensator verstellt. Auch ein Widerstand kann wie eine HF-Drossel wirken und mit seinen eigenen Zuleitungsdrähten (die gegeneinander eine wenn auch winzige Kapazität bilden) sogar einen regelrechten Schwingkreis ergeben, wenn die Kohleschicht auf dem Widerstand wendelförmig geschliffen ist.

Sogar das harmlose Metallchassis des UKW-Empfängers kann unversehens Schwingkreiseigenschaften bekommen und der UKW-ZF-Teil zum ungewollten Sender werden, falls ein einziger Masseanschluß falsch gewählt wird! Der UKW-Bereich ist deshalb sozusagen die „Hohe Schule der Rundfunkbastelei“.

Die Vorzüge des UKW-Rundfunks ergeben sich vor allem aus der wesentlich besseren Klangqualität und weitgehender Störungsfreiheit. Während auf Lang-, Mittel- und Kurzwelle nur die NF-Schwingungen bis höchstens 4,5 kHz übertragen werden können — das hängt mit dem gegenseitigen Frequenzabstand der Rundfunksender und dem Begriff der Bandbreite zusammen, auf dessen Erklärung wir zur Vereinfachung in diesem Buch verzichten mußten —, können beim UKW-Sender auch die höchsten Töne bis zu 15 kHz übertragen werden. UKW-Empfang klingt deshalb bedeutend natürlicher.

Das ist auch die Voraussetzung für Stereophonie-Übertragungen, die es deshalb nur auf UKW geben kann. Auf die Stereotechnik können wir hier nicht eingehen. Dazu sei nur gesagt, daß hierbei zwei NF-Signale („rechter Kanal“ und

„linker Kanal“ für die beim Stereoempfang notwendigen zwei Lautsprecher) zugleich über einen einzigen Sender übertragen werden müssen. Sie werden mit einem sehr komplizierten Modulationsverfahren senderseitig „ineinander verschachtelt“ und im Empfänger mit einer besonderen Baugruppe — dem Stereo-Dekoder — wieder getrennt. Im Empfänger folgt dieser Stereo-Dekoder direkt hinter dem UKW-ZF-Demodulator. Der Stereo-Dekoder hat zwei NF-Ausgänge, ihm folgen zwei normale, aber getrennt arbeitende NF-Verstärker, die auf je einem eigenen Lautsprecher arbeiten, so daß man den „rechten“ und „linken“ NF-Kanal gleichzeitig räumlich getrennt wiedergeben kann. Daraus entsteht der besondere Höreindruck der Stereophonie. Im Sender werden die beiden NF-Signale so ineinander verschachtelt, daß sie hinter dem Empfänger-Demodulator zunächst ein ganz normales, einfaches — und mit einem NF-Verstärker und Lautsprecher vollwertig anzuhörendes — NF-Signal (Mono-Signal genannt) ergeben, wie wir das vom einfachen Empfänger kennen. Die Stereoinformation ist in diesem Fall unhörbar im NF-Signal „versteckt“ und wird nicht ausgenutzt. Erst der Stereo-Dekoder vermag, wenn er im Stereoempfänger zusätzlich hinter dem Demodulator vorhanden ist, die Stereoinformation auszunutzen und damit beide NF-Kanäle wieder zu trennen. Das ist deshalb erforderlich, um Stereosendungen auch mit einfachen, nicht für Stereoempfang ausgelegten Radios (z. B. kleinen tragbaren Reisegeräten) vollwertig (also nicht etwa nur eines der beiden „Seiten“-NF-Signale) hören zu können. — Der UKW-Sender muß wegen des speziellen Modulationsverfahrens für Stereosendungen sogar den NF-Bereich von 15 Hz bis mindestens 53 kHz übertragen! Denn in dem uns gewohnten NF-Bereich (15 Hz bis 15 kHz) ist das normale Mono-Signal

enthalten, das wir mit jedem UKW-Empfänger hören können. In dem für uns unhörbaren Bereich zwischen 19 kHz und 53 kHz wird das Stereo-Signalgemisch übertragen, das der Stereo-Dekoder verarbeitet und dazu benutzt, aus dem Mono-Signal die beiden gemeinsam darin enthaltenen Seitenkanäle „rechts“ und „links“ zurückzugewinnen, die dann getrennt weiterverstärkt werden können. Der Stereo-Dekoder stellt außerdem automatisch fest, ob es sich überhaupt um eine Stereosendung handelt. Wird nur ein einfaches Mono-Signal gesendet, so schaltet sich der Stereo-Dekoder automatisch aus, und in beiden Lautsprechern unseres Stereoempfängers wird dann das gleiche Mono-Signal hörbar – beide NF-Lautsprecherverstärker arbeiten bei Monoempfang einfach eingangsseitig parallelgeschaltet. Die Anzeigelampe (Stereoanzeige), die bei den meisten Stereoempfängern vorhanden ist, wird ebenfalls automatisch vom Stereo-Dekoder mitbetätigt. Sie zeigt an, ob es sich um eine Stereosendung handelt, ob also der Stereo-Dekoder in Betrieb ist oder nicht.

Die größere Freiheit von atmosphärischen und sonstigen Störungen hängt vor allem damit zusammen, daß für UKW ein anderes Modulationsverfahren benutzt wird. Bisher haben wir nur die Amplitudenmodulation (abgekürzt AM) besprochen. Sie wird auf dem Lang-, Mittel- und Kurzwellenbereich angewendet, weshalb diese Bereiche zusammen auch als AM-Rundfunkbereiche bezeichnet werden. Für UKW benutzt man jedoch die Frequenzmodulation (abgekürzt FM). Deshalb ist die Wirkungsweise eines FM-Demodulators im Empfänger auch ganz anders und komplizierter als die des AM-Demodulators, den wir kennenlernten, und der im Prinzip nichts weiter als eine Gleichrichtung ist. Eine UKW-Sendung könnte

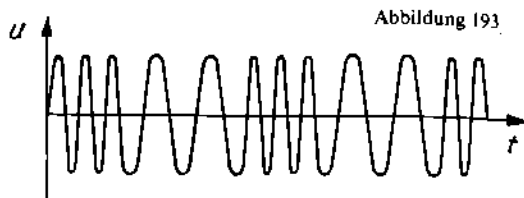


Abbildung 193

man also mit unseren bisher erklärten Schaltungen nicht empfangen, auch nicht, wenn wir alle Schwingkreise für die UKW-Frequenzen auslegen würden. Während bei der AM die Amplitude der HF-Trägerwelle im Takt der NF geändert wird, bleibt die Amplitude beim FM-Verfahren konstant. Die NF ändert die Frequenz des UKW-Senders um einen geringen Betrag. Eine frequenzmodulierte HF-Schwingung sieht dann so aus, wie es Abb. 193 zeigt. Ein Vergleich mit der amplitudenmodulierten HF-Schwingung des AM-Verfahrens (Abb. 166 unten) macht die Unterschiede beider Verfahren deutlich.

Auf alle Einzelheiten der FM-Modulation und der FM-Demodulation können wir hier nicht eingehen. Wir wollen uns merken, daß ein UKW-Empfänger (man benutzt dafür nur Super) grundsätzlich aus den gleichen Stufen besteht wie der AM-Super. Die Reihenfolge der Baugruppen ist also ähnlich der in Abb. 182, nur ist die Schaltung des ZF-Verstärkers etwas anders (eine Schwundregelung ist dort nicht vorhanden, dieses Problem ist bei UKW nicht ganz so kritisch und wird bei dem FM-Verfahren anders gelöst). Der wichtigste Unterschied: Der Demodulator ist anders und komplizierter aufgebaut. Die ZF ist beim UKW-Empfang stets auf 10,7 MHz festgelegt.

Für UKW sind bestimmte spezielle Antennenformen erforderlich. Wir kennen sie alle als Dipolantennen – sie sind heute auf fast jedem Hausdach zu sehen. Die Antennentechnik ist bei UKW wegen des besonderen Verhaltens dieser sehr hohen Frequenzen ebenfalls komplizierter als bei den AM-Bereichen. Tat-

sächlich hat die UKW-Antenne in ihren Eigenschaften viele Ähnlichkeiten mit dem Verhalten eines Schwingkreises.

Das gilt auch für Fernsehantennen, die in ihrer Form große Ähnlichkeit mit UKW-Antennen haben. Fernsehsender arbeiten ebenfalls auf Frequenzen nahe dem UKW-Bereich (vgl. Seite 115). Sie übertragen das Bild mittels AM, den Ton aber – ähnlich wie beim UKW-Rundfunk – mit FM. Der Tonempfangsteil im Fernsehgerät hat also große Ähnlichkeit mit einem UKW-FM-Empfänger.

Was es mit der Frequenzmodulation (FM) auf sich hat, können wir hier nur vereinfacht erklären. Bei der uns bekannten AM kam es darauf an, die Amplitude der HF im Takt der NF zu verändern. Bei FM wird nicht die Amplitude, sondern die Sendefrequenz im Takt der NF geändert, freilich nur um geringe Beträge. Diejenige Frequenz, die ohne NF vorhanden, ist dann die als Senderfrequenz angegebene. Diese Angabe ist also ein Mittelwert, um den herum die Senderfrequenz bei FM ein wenig schwankt. Wie können wir nun eine Frequenzände-

rung im NF-Takt – eine FM – erreichen? Betrachten wir dazu Abb. 194, wo wir ein Beispiel für eine FM-Oszillatorstufe sehen. T2 sei zunächst nicht vorhanden. Dann haben wir eine ganz normale HF-Oszillatorschaltung, wie wir sie schon kennen. Sie könnte übrigens ebenso mit einer Röhre aufgebaut sein (und ist es bei älteren UKW-Sendern tatsächlich). An ihrem Auskoppelkondensator C_a nehmen wir die HF ab und führen sie den Sender-Verstärkerstufen zu, wie wir das schon kennen (vgl. Abb. 164). Ein Unterschied zum AM-Sender besteht aber: Beim AM-Sender erfolgt die HF-Modulation erst nachträglich (vgl. Abb. 167) – beim FM-Sender aber direkt im Oszillator! In Abb. 194 wird die Oszillatorfrequenz (wenn wir T2 weglassen) durch den Schwingkreis mit L_s und C_s1 , C_s2 bestimmt (C_R und L_R bilden die bekannte Rückkopplung). C_s1 , C_s2 liegen in Serie und wirken ebenso wie ein einziger, etwas kleinerer Kondensator (Abb. 80!). Wenn wir C_s2 ändern, ändert sich die Oszillatorfrequenz, und zwar am stärk-

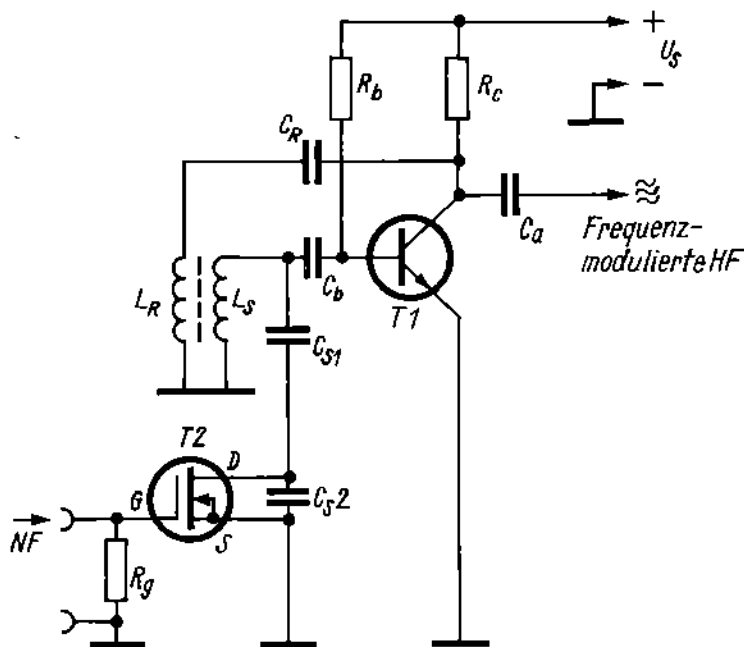


Abbildung 194

sten, wenn wir Cs 2 ganz kurzschließen – dann wäre nur noch Cs 1 wirksam. Parallel zu Cs 2 liegt nun T 2, für dieses Modulations-Organ verwenden wir hier einen MOSFET.

Erinnern wir uns: Wir hatten erfahren, daß ein MOSFET wie ein veränderbarer Widerstand wirken kann, dessen Widerstandswert zwischen Drain und Source sich mit der Gatespannung ändern läßt. Außerdem wissen wir schon, daß der MOSFET in diesem Fall auch mit Wechselspannung zwischen Drain und Source – also auch mit HF-Spannung! – betrieben werden kann. Wir haben also in Abb. 194 nichts weiter gemacht, als einen „steuerbaren Widerstand“ parallel zu Cs 2 gelegt.

Ist dieser Widerstand (T 2) zwischen D und S niederohmig, wird er Cs 2 nahezu kurzschließen und fast unwirksam machen. Ist T 2 hochohmig, so wirkt er – falls der MOSFET-Kanal völlig gesperrt ist – wie nicht vorhanden. Wenn wir also den D-S-Widerstand von T 2 allmählich ändern (das geht sehr einfach durch allmähliches Ändern der Gatespannung an T 2), dann wird Cs 2 mehr oder weniger wirksam. Damit ändert aber die Serienschaltung von Cs 1 und Cs 2 – die ja insgesamt als frequenzbestimmender Schwingkreiskondensator parallel zu Ls liegt – ihren resultierenden Kapazitätswert (Abb. 80). Die Folge ist, daß der Oszillator seine Schwingfrequenz ändert! Wenn man dafür sorgt, daß Cs 1 ziemlich klein und Cs 2 ziemlich groß ist, dann bleibt die Frequenzänderung recht gering (das geht auch aus Abb. 80 hervor). Sie beträgt bei einer Oszillatorfrequenz von beispielsweise 100 MHz (UKW-Frequenz) nur höchstens 60...70 kHz, also weit weniger als 1 Prozent der Senderfrequenz. Aber das reicht, um das FM-Prinzip zu verwirklichen.

Und nun sehen wir aus Abb. 194 schon, wie es weitergeht: Wir legen am MOS-

FET-Gate einfach unsere NF an. In deren Takt ändert sich der Kanalwiderstand des T 2, und damit ändert sich auch die Oszillatorfrequenz im Takt der NF! Die Sache ist also im Prinzip recht einfach. Aber halt – würde denn die NF nicht über T 2 direkt auf T 1 übertragen? Nein, denn erstens wirkt T 2 hier als gesteuerter Widerstand, nicht als Verstärker für NF – es ist keine Drain-Gleichspannung vorhanden, wie wir sehen. Sollte trotzdem am Drain von T 2 noch eine NF-Spannung auftreten, so kommt sie nicht bis zur Basis von T 1, denn wegen der hohen Oszillatorfrequenz ist Cs 1 sehr klein und Ls hat nur wenige Windungen. Diese Spule wirkt für NF wie ein Kurzschluß und bildet mit Cs 1 für die NF einen LC-Hochpaß (Abb. 155), so daß an T 1 keine NF wirksam werden kann. Das darf auch nicht sein – sonst wäre ja am Kollektor von T 1 zuletzt doch wieder eine AM vorhanden.

Wir wollen nicht verschweigen, daß unsere FM-Oszillatorschaltung mit MOSFET als Modulator einen selten (nur bei Spezialgeräten) angewendeten Sonderfall darstellt. Diese Schaltung läßt aber sehr gut das FM-Prinzip erkennen, und wir haben sie als Beispiel gewählt, weil wir alle dafür notwendigen Bauelemente sowieso schon kennen. Bei den meisten FM-Sender-Oszillatoren benutzt man zur Frequenzänderung statt unseres MOSFET andere Bauelemente als Modulator. Für diese Zwecke wurden spezielle Kapazitätsdioden entwickelt, auf deren Erklärung wir hier aber verzichten wollen, um uns nicht mit zu vielen Spezialbauteilen (die für unsere spätere Bastelpraxis keine Bedeutung haben) zu verwirren. Kapazitätsdioden sind spezielle Halbleiterbauelemente, deren Diodeneigenschaft dabei nebensächlich ist. Man kann sie wie kleine Kondensatoren verwenden (in Abb. 194 wären sie statt Cs 2 einzusetzen), deren Kapazitätswert

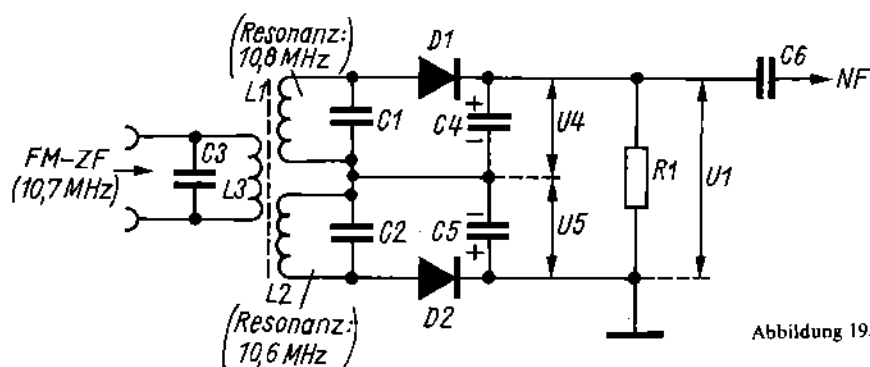


Abbildung 195

von einer angelegten Gleichspannung abhängt. Diese Steuergleichspannung wird dann im Takt der NF geändert – also ist im Prinzip alles wie mit unserem MOSFET. Kapazitätsdioden haben lediglich günstigere HF-Eigenschaften (geringere Verluste, weil bei ihnen nicht ein Kanalwiderstand, sondern direkt eine Kapazität gesteuert wird). Deshalb werden sie gegenüber dem MOSFET bevorzugt.

Wie eine FM im Sender zustande kommt, wissen wir nun. Wie aber gewinnen wir aus der FM im Empfänger wieder die NF zurück? Wie arbeitet ein FM-Demodulator? Daß es mit dem uns schon bekannten AM-Demodulator nicht geht, weil ja (Abb. 193) die HF-Amplitude jetzt immer gleichbleibend groß ist, das erkennen wir sofort. Für FM brauchen wir also einen anderen Demodulator. Und das heißt zugleich, daß moderne Radiogeräte, die sowohl AM-Bereiche (Kurz-, Mittel-, Langwelle) als auch FM-Bereiche (UKW) haben, zwei getrennte Demodulatoren brauchen, wobei je nach eingeschaltetem Wellenbereich immer der zugehörige Demodulator wirksam wird. Solche Radiogeräte sind also doch schon sehr kompliziert.

Wir wollen uns mit Abb. 195 die Wirkungsweise eines FM-Demodulators verdeutlichen. Zunächst sehen wir drei Schwingkreise (L 1, L 2, L 3 mit C 1, C 2, C 3), die auf einem gemeinsamen Spulenkern sitzen. Dem Schwingkreis L 3,

C 3 wird die ZF-Spannung vom ZF-Verstärker zugeführt (vergleichen wir mit Abb. 182: Bis zum Bf II ist alles wie gewohnt, nur der Wert der ZF ist jetzt höher als bei AM-Empfang). Wie wir von der Empfangsfrequenz auf dem Weg der Mischung zur ZF kommen, haben wir beim AM-Verfahren schon gesehen. Bei FM ist das ebenso; die Frequenzschwankungen der Senderfrequenz, die unsere Modulation darstellen, finden sich ebenfalls als Frequenzschwankungen in der FM-ZF wieder. Bf II in Abb. 182 ist identisch mit der Spulenanordnung unseres FM-Demodulators in Abb. 195. Die ZF beträgt bei FM stets 10,7 MHz. Auf diese Frequenz sind C 3, L 3 abgestimmt. Nun kommt ein Trick: Der Schwingkreis L 1, C 1 ist auf eine etwas höhere Frequenz (etwa 10,8 MHz) abgestimmt, also mit der ZF nicht genau in Resonanz! Ebenso der untere Schwingkreis mit L 2, C 2, der aber in umgekehrter Richtung (etwas zu niedrig, auf etwa 10,6 MHz) abgestimmt ist. Solange die ZF genau stimmt (10,7 MHz) und sich nicht ändert, werden also beide Schwingkreise, L 1 und L 2, nicht ganz die volle Resonanzspannungsamplitude erreichen – sie geben etwas weniger Spannung ab, als es bei genauer Resonanz der Fall wäre. Jeder Schwingkreis hat seinen Gleichrichter (D 1 bzw. D 2), die gleichgerichteten HF-Spannungen laden C 4 und C 5 auf. Beachten wir die Polung dieser beiden Gleichspannungen

an C 4 und C 5! Diese Spannungen, U 4 und U 5, sind einander entgegengesetzt gepolt. Sind sie gleich groß, so heben sie sich auf, und an R 1 entsteht keine Gleichspannung (U 1 ist dann Null). Das ist der Normalfall bei unmoduliertem Sender (wenn keine NF übertragen wird). Wir wollen nun annehmen, die FM-ZF ändert – wie es der Modulation entspricht – jetzt ihre Frequenz ein wenig, beispielsweise von 10,7 MHz auf 10,75 MHz: Diese Frequenz rückt an die Resonanzfrequenz des oberen Kreises L 1 (10,8 MHz) etwas näher heran, und dieser wiederum gibt etwas höhere HF-Spannung ab. Umgekehrt beim unteren Kreis mit L 2 (10,6 MHz). Bei ihm vergrößert sich die Differenz zum augenblicklichen ZF-Wert (10,75 MHz), L 2 gibt also etwas geringere HF-Spannung ab. Damit wird aber auch U 4 größer, U 5 dagegen kleiner – beide Spannungen sind nicht mehr gleich groß, sie heben sich gegenseitig nicht mehr ganz auf – und die Spannungsdifferenz zwischen U 4 und U 5 wird jetzt als Spannung U 1 an R 1 auftreten! In unserem Zahlenbeispiel würde U 1 mit Plus am oberen Ende von R 1 erscheinen und wäre um so größer, je weiter sich der Augenblickswert der ZF vom Mittelwert 10,7 MHz weg zu etwas höherer Frequenz verschiebt. Betrachten wir den umgekehrten Fall: Wenn die FM-ZF geringer als 10,7 MHz wird, nähert sie sich der Resonanzfrequenz von L 2. Also wird nun U 5 größer und U 4 geringer. Damit überwiegt ein Rest von U 5, und an R 1 erscheint die Spannung U 1 mit Minus am oberen Ende!

Tatsächlich pendelt die FM-ZF im Takt der NF um ihren Mittelwert von 10,7 MHz herum, sie ist ja ein Abbild des Modulationsvorgangs, den wir im Sender gemäß Abb. 194 vornahmen. Demnach wird auch in Abb. 195 die Spannung U 1 wieder genau im Takt der Frequenzänderungen pendeln – an R 1 ist

unsere NF wieder vorhanden! Wir können also an R 1 die zurückgewonnene NF-Spannung abnehmen und sie über C 6 wie gewohnt einem NF-Verstärker zuführen. Eine HF- oder ZF-Spannung ist an R 1 nicht mehr vorhanden, denn diese hohen Frequenzen (10,7 MHz – das ist fast das Tausendfache unserer höchsten vorkommenden Niederfrequenzen!) werden bereits durch C 4 und C 5 kurzgeschlossen. C 4 und C 5 sind aber klein genug, um den – gegenüber der ZF ja sehr „langsamen“ – NF-Schwankungen noch einen sehr hohen Scheinwiderstand entgegenzusetzen. Eigentlich sind die beiden Gleichrichterkreise (L 1 mit C 1, D 1, C 4 sowie L 2 mit C 2, D 2, C 5) ja nichts anderes als die uns schon bekannten AM-Demodulatoren (Abb. 171, 172 und Abb. 182), von denen wir hier zwei haben, die einander entgegenwirken. Der Trick besteht vor allem darin, daß beide in entgegengesetztem Sinn ein wenig gegen die ZF verstimmt sind. Aber kann man dann nicht auch mit dem FM-Demodulator nach Abb. 195 gleichzeitig AM-Demodulation durchführen und diese Schaltung für die AM-Empfangsbereiche mit verwenden? Nein, das geht nicht, und das ist ein großer Vorteil! Bei AM bleibt ja die Frequenz (auch die ZF) genau konstant, es ändert sich nur die Amplitude. Dadurch ändern sich zwar auch U 4 und U 5, aber beide immer um den gleichen Betrag entgegengesetzt, ihre Differenz ist also immer Null. Und U 1 ist auch immer Null, gleichgültig wie groß die Amplitude der ZF an L 3 ist! Tatsächlich wird also jede Amplitudenmodulation, die in unserer FM-ZF auftritt, von diesem Demodulator infolge der Gegeneinanderschaltung beider Gleichrichterkreise wirksam unterdrückt. Und jetzt können wir sogar gut erklären, weshalb das FM-Verfahren auf UKW so besonders hochwertige, störungsfreie Übertragungen möglich

macht. Denn jede Störung (etwa von Elektrogeräten, vom Gewitter, von schlecht entstörten Autos usw.) ist ja nichts weiter als eine Folge von einzelnen HF-Amplituden – kurzen HF-Impulsen also, deren Spannungshöhe schnell und ganz unregelmäßig wechselt. Wenn sie in unseren Empfänger gelangen, wird ein AM-Demodulator diese Impulse entsprechend ihrer unregelmäßigen Amplitude gleichrichten; wir hören das bekannte störende Prasseln als NF-Demodulation solcher Störimpulse. Unser FM-Demodulator reagiert aber nicht auf unterschiedliche Amplituden, auch nicht, wenn sie von Störimpulsen kommen. Bei ihm bleiben solche Störungen unhörbar!

Das ist nur einer der Gründe, die zur Entwicklung des FM-Verfahrens führten. Ein anderer Grund ist, daß sich bei FM bessere konstruktive Lösungen beispielsweise für den Schwundausgleich finden lassen. Erinnern wir uns, wie das beim AM-Empfänger war (Abb. 182): Um unterschiedliche Senderstärken auszugleichen, haben wir dort über R 3 und C 3 eine Regelspannung gewonnen, mit der wir die Verstärkung von HF- und ZF-Stufen ändern. Diese Sache hat für den Konstrukteur ein Problem, das wir bei Abb. 182 noch nicht erwähnt haben: C 3 muß so groß sein, daß die Regelspannung sich nur langsam ändern kann. Wäre C 3 kleiner, so könnte die Regelung zwar schneller reagieren, aber die Regelspannung kommt (Abb. 182) von R 1, C 1 – und dort ist auch die NF-Spannung vorhanden! Würde C 3 zu klein, so würde – U_R schon dem Takt der NF-Spannung folgen und die HF-ZF-Verstärkung im NF-Takt ändern – damit würde die Modulation praktisch beseitigt, und das Gerät könnte nicht arbeiten! Also muß man C 3 ziemlich groß machen, – U_R darf sich nur langsam ändern – aber nun kann die Regelung schnellen Schwunderscheinungen nicht

mehr rasch genug folgen. Solche schnellen Empfangsstörungen werden also nicht ausgeglichen, sie bleiben hörbar! Diese unangenehme Wirkung kennen wir von den AM-Bereichen unseres Radios, insbesondere im Kurzwellenbereich, wo solche schnellen Schwunderscheinungen sehr oft auftreten. Natürlich ist diese Regelung wegen ihrer notwendigen Trägheit auch gegen plötzliche kurze HF-Impulse (eben gerade auch bei Gewitterstörungen) machtlos. Bei AM gibt es aber keinen anderen Weg für die Schwundregelung, der Konstrukteur muß mit den Regel-Bauelementen (R 3, C 3 in Abb. 182) einen Kompromiß schließen. Beim FM-Verfahren geht das aber viel einfacher! Hier verzichtet man im ZF-Verstärker ganz und gar auf eine Regelung, oder man behält sie ähnlich wie in Abb. 182 bei. Sie hat dann aber nur noch den Zweck, vor allem in der HF-Vorstufe immer einen günstigen Arbeitspunkt für die Mischstufe einzuhalten. Die ZF-Stufen läßt man ständig mit voller Verstärkung arbeiten, und am Ausgang des ZF-Verstärkers (vor Bf II in Abb. 182 bzw. vor dem FM-Demodulator) erfolgt eine „Amplitudenbegrenzung“. Was ist das?

Sehen wir uns Abb. 172 an. Wir können bei dieser Kurvenform, die eine AM-Kurve zeigt, sozusagen alle Halbwellen kurz über der Nulllinie „abschneiden“, also dafür sorgen, daß die Spannung einen Wert entsprechend unserer „Schnitthöhe“ nicht übersteigen kann. Das ist schaltungstechnisch recht einfach ausführbar. Was wäre die Folge? Unsere punktierte Linie in Abb. 172 ist abgeschnitten und verloren – mit ihr also auch die aufmodulierte NF-Schwingung. Bei AM würde also eine solchermaßen amplitudenbegrenzte Schwingung keine NF-Modulation mehr enthalten! Das nützt uns also nichts.

Betrachten wir nun die FM-Kurve (Abb. 193). Hier haben sowieso alle

Halbwellen gleiche Höhe — wie hoch, ist für unseren FM-Demodulator gleichgültig, wie wir schon gesehen haben. Also können wir auch die Kurvenzüge dicht ober- und unterhalb der Nulllinie (der Zeitachse t in Abb. 193) abschneiden. Diesmal bleibt unsere NF-Modulation erhalten, denn beim FM-Verfahren drückt sie sich ja nur in den ungleichen Kurvenabständen auf der Nulllinie aus! Wenn wir also unsere FM-ZF sehr kräftig verstärken (viel mehr als für den FM-Demodulator in Abb. 195 benötigt wird) und dann kurz vor dem FM-Demodulator die Amplitude stark begrenzen (also in Abb. 193 beiderseits dicht über der Nulllinie abschneiden), dann verschwindet damit auch jede Amplitudenmodulation, die vielleicht ungewollt in diesen Kurvenzug hineingeraten ist, jede Prasselstörung von Gewittern. Und: Auch wenn der Sender jetzt schnell schwankt (das war unser Problem bei AM mit der Regelung nach Abb. 182!), dann stört das nicht mehr, denn solche Schwankungen äußern sich nur als veränderte Kurvenhöhe in Abb. 193. Wenn die Kurve dicht über der Nulllinie begrenzt wird, sind wir auch diese Schwankungen los! Und zwar in jedem Fall und ohne daß wir uns dabei mit Problemen einer trägen Regelung (C 3, Abb. 182) aufhalten müssen! Unser FM-Demodulator arbeitet trotzdem unverändert und braucht jetzt keine Regelspannung mehr zu erzeugen. Sollte sie — etwa zum Regeln der HF-Vorstufe entsprechend Abb. 182 — vom Konstrukteur dennoch gewünscht werden, kann er sie auch beim FM-Demodulator entnehmen, z. B. als U 5 am Verbindungspunkt C 4, C 5.

Mit den vielen weiteren Vorteilen, die das FM-Verfahren und seine Demodulatorschaltung noch bieten (z. B. die Möglichkeit der automatischen Scharfabstimmung für den Tuner), wollen wir uns nicht aufhalten. In Wirklichkeit sind FM-Demodulatoren etwas komplizierter

aufgebaut, als wir das in Abb. 195 dargestellt haben, u. a. weil in ihnen die erwähnte Amplitudenbegrenzung direkt mit eingebaut wird und weil sie gleichzeitig andere, wiederum nur beim FM-Verfahren mögliche Funktionen (Scharfabstimmung, besondere Formen der Abstimmanzeige usw.) mit übernehmen können. Diese Einzelheiten sind aber für uns ohne Bedeutung — wir wollen ja nur eine Vorstellung davon haben, wie das FM-Verfahren im Prinzip arbeitet.

Transistoren in der Elektronik

Bisher haben wir uns vor allem mit der Radiotechnik beschäftigt. Sie ist ein Teilgebiet der Elektronik. Jetzt wollen wir uns noch einen Überblick verschaffen über die grundsätzliche Anwendung von Transistoren für andere Zwecke (außerhalb der Radio- und Verstärkertechnik). Diese Grundlagen sind wichtig für viele interessante Elektronikbasteleien.

An dieser Stelle müssen wir zwei Begriffe erwähnen, die uns in anderen Büchern sehr oft begegnen, deren Unterscheidung für uns bisher aber nicht so wichtig war. Man kann nämlich die Wirkungsweise elektronischer Schaltung ganz grob in zwei grundsätzlich verschiedene Funktionsprinzipien unterscheiden: Eine elektronische Schaltung vermag analog zu arbeiten oder digital. Für die Anwendungen der Analogtechnik gibt es spezielle Analogschaltkreise, für die der Digitaltechnik spezielle Digitalschaltkreise. Viele Bauelemente (auch einige Schaltkreise und fast alle Transistoren usw.) kommen in beiden Techniken vor. Was bedeutet analog, was ist digital?

Die Analogtechnik kennen wir schon — wir haben bisher nur den Ausdruck dafür noch nicht gebraucht. Hierzu gehören nämlich alle Verstärkerschaltungen, wie wir sie bisher betrachtet haben, und alle einfachen Radioschaltungen. Wir

haben es dabei mit Signalen zu tun – beispielsweise einer schwachen NF-Spannung, einem NF-Signal, die wir verstärken wollen. Die Spannung am Ausgang eines Verstärkers soll – das wissen wir – dabei ganz genau der Eingangsspannung folgen. Wenn das Eingangssignal allmählich – über unendlich viele kleine Zwischenwerte gedacht – immer stärker wird, so wird auch das Ausgangssignal allmählich immer stärker und kann alle möglichen Zwischenwerte annehmen. Das Ausgangssignal folgt also ganz gleichmäßig – analog! – dem Eingangssignal. In der Meßtechnik spielt die Unterscheidung analog/digital ebenfalls eine große Rolle. Ein ganz einfaches Beispiel ist unser Drehspulmeßinstrument (Abb. 52): Bei ihm kann – wenn die Spannung oder der Strom langsam steigt oder fällt – der Zeiger jeden möglichen Zwischenwert auf der Skala anzeigen. Dies ist eine analoge Anzeige und unser Zeigermeßinstrument also ein Analogmeßgerät. Wenn wir eine NF-Schwingung (Beispiel: Abb. 185) mit einem NF-Verstärker verstärken, so kommen in dieser Schwingung alle denkbaren Zwischenwerte (Amplituden) vor – unser Verstärker muß also ein Analogverstärker sein. Demzufolge ist uns die Analogtechnik aus dem bisherigen Buchinhalt völlig vertraut!

Was ist digital? Eine digitale Einrichtung hat immer nur zwei Zustände, zwischen denen sie wechseln kann. Zwischenwerte sind nicht möglich. Das heißt z. B.: Strom oder kein Strom; Spannung oder keine Spannung; Signal vorhanden oder kein Signal vorhanden, Gerät ein oder Gerät aus.

„Digital“ kommt vom lateinischen „digitus“, was wörtlich übersetzt etwa „Fingerbreite“, im weiteren Sinne „eine Einheit“, „ein Schritt“ – etwa: „ein Finger oder kein Finger“ – bedeutet.

Einige Beispiele für digitale Geräte oder digitales Verhalten: Die Lampe in unse-

rem einfachen Stromkreis (Abb. 4) ist entweder eingeschaltet oder ausgeschaltet – der Schalter ist entweder offen oder geschlossen. Einen Zwischenzustand (halbhelle Lampe) gibt es nicht. Dies ist eine digital arbeitende Schaltung! Wir kennen auch schon digital arbeitende Bauelemente: Das Relais (Abb. 46 und Abb. 47) gehört dazu. Sein Umschaltkontakt liegt entweder an Kontakt 1 oder an Kontakt 2 an, weil der Relaisanker entweder angezogen oder abgefallen ist. Der Drucktaster T in diesen Bildern arbeitet – wie jeder Schaltkontakt – ebenfalls digital.

Wir haben auch schon eine einfache elektronische Digitalschaltung kurz kennengelernt (sie wird uns jetzt bald wiederbegegnen): Abb. 147 zeigte uns den Einsatz eines Transistors als Schalter. Wir haben dort bereits erläutert, daß der Transistor in solchen Anwendungen entweder völlig durchgesteuert oder völlig gesperrt ist (Lampe La in Abb. 147 wiederum entweder völlig eingeschaltet oder völlig erloschen). Hier arbeitet der Transistor digital!

Da wir inzwischen wissen, daß praktisch die ganze Radio- und NF-Technik mit allem, was dazugehört, und auch die meisten Baugruppen unseres Fernsehgeräts (aber nicht alle) analog arbeiten, können wir die Wichtigkeit dieser Technik schon abschätzen. Wozu aber Digitaltechnik?

Die Digitaltechnik spielt inzwischen gerade in der Industrie eine fast noch größere Rolle als die Analogtechnik. Die meisten elektronischen Anwendungen, vor allem aber die gesamte elektronische Datenverarbeitung, die Rechentechnik (Taschenrechner), Computertechnik und weite Bereiche der modernen Meßtechnik und Steuerungstechnik (darunter der Raumfahrttechnik) beruhen auf digitalen Verfahren ebenso wie moderne Zeitmeßmethoden (digitale Quarzuhren). Bei einer digitalen Baugruppe ist das

einziges Kriterium „Signal – ja oder nein“ (Spannung oder keine Spannung – es fließt Strom oder es fließt kein Strom).

Man kann digitale Geräte leicht so konstruieren, daß sie diese Unterscheidung zwischen nur zwei Möglichkeiten selbst ausführen: daß in einem digitalen System jede Spannung zwischen Null und höchstens 1 V (also z. B. auch geringe restliche Störspannungen von einigen Zehntel V) immer als „Null – keine Spannung“ bewertet wird. Spannungen aber, die beispielsweise höher als 10 V (oder 12 V, 20 V...) sind, gelten als „Spannung vorhanden“.

In unserem Beispiel haben wir dann noch einen Bereich zwischen 1 und 10 V. Er gilt bei einem digitalen System als „verbotener Bereich“, der normalerweise nicht benutzt wird. Wir wollen dafür unser bekanntes Relais (Abb. 45, 46 und 47) als Beispiel nehmen. Seine Wicklung sei so beschaffen, daß sie gerade 10 V benötigt, um den Anker anzuheben. Ist der Anker einmal am Spulenkern angezogen, dann darf die Spannung schwächer werden – der einmal gezogene Anker bleibt am Spulenkern, weil der Magnetismus jetzt nicht mehr den vorher vorhandenen Luftspalt zwischen Kern und Anker überwinden muß, also schwächer werden darf. Wir wollen annehmen, daß das Relais seinen Anker erst abfallen läßt, wenn die Spannung auf 1 V abgesunken ist.

Nun können wir jede Spannung zwischen 0...10 V anlegen – der Anker rührt sich nicht, das Relais bewertet alles als „kein Strom – kein Signal vorhanden“. Sobald wir 10 V überschreiten, zieht der Anker an – und danach darf die Spannung getrost zwischen 10 V oder gar etwas weniger und 20 V oder mehr schwanken: Der Anker bleibt unverändert angezogen, das Relais registriert immer „Strom fließt – Signal vorhanden“. Änderten wir die Spannung auf 5 V –

das läge in unserem Beispiel im „verbotenen Bereich“ – dann bliebe das Relais in dem Zustand, den es zuletzt hatte: entweder abgefallen (es zieht ja erst bei 10 V an) oder angezogen (denn dann würde es erst bei 1 V abfallen). „Verbotene“ Zwischenwerte nimmt unser digitales Relais also nicht zur Kenntnis.

Der große Vorteil digitaler Verfahren wird hier erkennbar: Geringe Spannungs- oder Stromschwankungen in unserem digitalen System – etwa schwankende Betriebsspannungen oder andere Störeinflüsse – bleiben ohne Auswirkung! Wenn wir unser Relais stets mit 20 V betreiben, obwohl es schon bei 10 V anzieht, dann kann die Betriebsspannung (vielleicht aus einer alternden Batterie entnommen) getrost um einige Volt absinken – trotzdem funktioniert noch alles unverändert! Wir können uns jetzt auch „mangelhafte“ Bauelemente leisten: Wenn der Schalter, mit dem wir die Relaispule ein- und ausschalten, einen kleinen Isolationsfehler hat, läßt er vielleicht im geöffneten Zustand noch ein klein wenig Strom hindurch – damit zieht aber das Relais nicht an. Der Isolationsfehler stört also nicht! Oder: Unser Schalter gibt schlechten Kontakt – dann liegt der Kontaktübergangswiderstand in Serie mit dem Relaispulenwiderstand. Aber solange am Relais trotzdem noch wenigstens 10 V zustande kommen, klappt auch wieder alles!

Unser Schaltkontakt ist wie das Relais nur ein Beispiel. In der Elektronik kommen solche „mangelhaften“ Schalter aber vor: Wir haben bei Abb. 147 (Seite 173) schon erwähnt, daß auch beim gesperrten Transistor noch ein (wenn auch sehr kleiner) Kollektorreststrom fließt, und beim durchgesteuerten („gesättigten“) Transistor besteht zwischen Kollektor und Emitter trotzdem noch eine Restspannung (wenn auch nur 0,1 V oder weniger). Mit solchen halbleiterbedingten Effekten haben wir in der Digi-

taltechnik also keine Schwierigkeiten mehr. Und eben das ist der Grund, weshalb für umfangreiche Halbleiterschaltungen, die trotzdem sehr zuverlässig arbeiten müssen (Computer!), nur die Digitaltechnik in Frage kommt.

Wir hatten als Beispiel genannt, daß unser digitales Bauelement – wie es im einzelnen auch beschaffen sein mag – alles, was unter 1 V liegt, als „Null“ bewertet und alles was über 10 V liegt, als „Signal“. Wir haben es also mit Grenzwerten für die möglichen zwei Zustände zu tun. Hierfür ist der Begriff „logischer Pegel“ in der Fachliteratur üblich. Da wir ihn in anderen Büchern oft finden, sei er hier kurz erklärt. Wir bezeichnen den Zustand „kein Signal“ als „logische Null“ (in Fachbüchern als 0 oder L, vom englischen Wort *low* = niedrig, geschrieben) und den Zustand „Signal vorhanden“ als „logische 1“ (in Fachbüchern meist als H, vom englischen Wort *high* = hoch, geschrieben). Wir wollen uns hier zwar nicht näher mit Einzelheiten der theoretischen Digitaltechnik beschäftigen, müssen diese Grundbegriffe aber zumindest kennen, wenn wir später andere Bücher verstehen wollen. Digitale Schaltungen werden oft auch als Logikschaltungen bezeichnet. Die zum logischen Signal 0 (bzw. L) oder 1 (bzw. H) gehörenden Spannungsbereiche für das elektrische Signal werden als „logische Pegel“ bezeichnet. Pegel bedeutet hier soviel wie Amplitude bzw. Spannungshöhe. In unserem Relaisbeispiel ist dem logischen Pegel 0 (L) also der meßbare Spannungsbereich $0 \dots 1$ V zugeordnet, dem logischen Pegel 1 (H) die Spannung 10 V oder mehr (oberhalb 10 V bis hin zu der für die benutzten Bauelemente maximal zulässigen Betriebsspannung) – der Bereich $1 \dots 9,9$ V ist der „verbotene“ Bereich, dem kein eindeutiges Signal zugeordnet ist. Welche realen Spannungswerte welchem logischen Pegel jeweils zugeteilt sind, hängt vom Gesamtgerät

und den dafür benutzten Bauelementen ab, ist innerhalb eines Gerätes aber immer einheitlich. Für die auch von fortgeschrittenen Bastlern benutzten Digital Schaltkreise der sogenannten TTL-Serie wird beispielsweise einheitlich die vorgeschriebene Betriebsspannung von +5 V angewendet, die im TTL-System zugeordneten logischen Pegel sind $0 \dots 0,8$ V (für L = „kein Signal“) und $2,0 \dots 5,0$ V (für „Signal vorhanden“ = H); der Bereich $0,8 \dots 2,0$ V ist „verboten“ und kommt im einwandfrei arbeitenden TTL-System nicht vor. Alle diese Einzelheiten gehen aber schon weit über den Rahmen dieses Buches hinaus – immerhin können wir uns jetzt wenigstens ungefähr vorstellen, wovon die Rede ist, wenn wir in anderen Büchern auf diese Bezeichnungen stoßen. Für den Anfang ist nur wichtig, daß wir die Bedeutung der Begriffe „analog“ und „digital“ verstanden haben und unterscheiden können. Das merken wir uns aber schon deshalb leicht, weil uns dieser Unterschied bei modernen Uhren direkt begegnet. Die herkömmliche Uhr hat Zeiger, die sich allmählich drehen und dabei jede Zwischenstellung einnehmen können (wobei es gleichgültig ist, wie die Zeiger angetrieben werden, das kann auch durch einen Elektronikantrieb mit Quarz geschehen). Eine solche Zeigeruhr stellt daher – genau wie unser Drehspulmeßinstrument – ein analog anzeigendes Instrument dar. Wir kennen aber auch die modernen Quarzuhren mit Ziffernanzeige. Ziffernanzeigen sind immer digitale Anzeigen – sie können stets nur um eine ganze Ziffer wechseln, arbeiten also in einzelnen ganzen Schritten (ein Schritt = ein „digit“). Ein Zeiger kann sich zwischen den Ziffern 8 und 9 ganz allmählich bewegen (und also auch den Zwischenwert $8\frac{1}{2}$ anzeigen); eine Ziffernanzeige vermag aber nur entweder 8 oder 9 zu zeigen – dazwischen gibt es nichts! Deshalb heißen moderne elektronische

Uhren mit Ziffernanzeige auch Digitaluhren.

Gibt es digitale Transistoren und analoge Transistoren? Nein — das hängt nicht vom Transistor, sondern nur von seiner Betriebsweise ab. Kann sich der Kollektorstrom eines Transistors zwischen Null und seinem Höchstwert allmählich ändern und jede Zwischenstärke einnehmen, dann arbeitet der Transistor analog. Wir wissen das vom NF-Verstärker her: Hier wird der Transistor auf einen mittleren Kollektorstrom eingestellt, um den herum er im Takt der NF pendelt. In digitalen Anwendungen arbeitet der Transistor immer als Schalter: Er führt entweder den maximalen Kollektorstrom oder gar keinen.

Mit diesen Anwendungen wollen wir uns im folgenden Abschnitt beschäftigen. Da wir aber in diesem Buch bemüht sind, immer wieder die Zusammenhänge aufzuzeigen zwischen den vielen Einzelheiten, die wir bisher erfahren haben, wollen wir zuvor schnell noch an einem Beispiel zeigen, wie einfach sich manches scheinbar Komplizierte erklärt. Wir hatten soeben gefragt, ob es einen Unterschied gibt zwischen analogen und digitalen Transistoren — es besteht keiner (allerdings gibt es Transistortypen, die für den einen oder anderen Zweck besonders gut geeignet sind). Fragen wir weiter: Gibt es bei den integrierten Schaltkreisen analoge und digitale Schaltkreise? Ja! Sie unterscheiden sich sogar in allen Eigenschaften ganz erheblich! Wie kommt das? Wir wissen doch, daß auch integrierte Schaltkreise „nur“ Einzeltransistoren enthalten, wenn auch sehr, sehr viele. Das stimmt — aber diese Einzeltransistoren sind im Schaltkreis schon zu einer weitgehend fertigen und funktionsfähigen Schaltung verbunden.

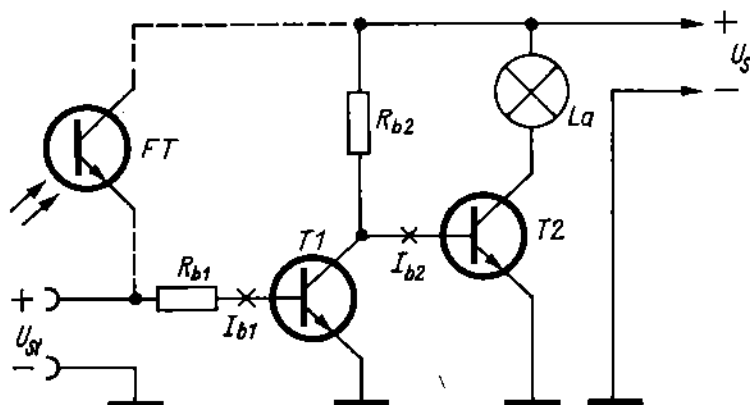
Dieser Schaltung hat der Schaltkreishersteller aber — je nach Zweckbestimmung des Schaltkreises — ein ganz bestimmtes

Schaltungsprinzip zugrunde gelegt, und dieses *Prinzip* kann entweder digital sein (dann arbeiten alle integrierten Transistoren als Schalter zusammen) oder analog (dann ist im Schaltkreis dafür gesorgt, daß die einzelnen Transistoren ähnlich unserer einfachen NF-Verstärkerstufe analog arbeiten können). Die Tatsache, daß es nicht vom einzelnen Transistor, sondern von seiner Betriebsweise abhängt, ob er analog oder digital arbeitet, ist also kein Widerspruch dazu, daß es analoge und digitale Schaltkreise mit ganz unterschiedlichen Eigenschaften gibt.

Transistoren als Schalter

Wie ein Transistor als Schalter betrieben wird, und worauf es bei dieser Betriebsweise ankommt, haben wir schon bei Abb. 147 erfahren. Lesen wir dazu noch einmal auf den Seiten 173 bis 175 nach. Wir wollen nun sehen, was man mit diesem einfachen Prinzip alles beginnen kann. Abb. 196 zeigt uns eine Erweiterung der Schaltung aus Abb. 147. La, T 2 und Rb 2 kennen wir schon; diese Bauteile entsprechen La, T und Rb in Abb. 147. Auf Wertangaben für die Widerstände und anderen Bauteile verzichten wir im folgenden; wir wissen ja schon (und wollen uns jetzt immer daran erinnern), daß die Basiswiderstände stets so bemessen sein müssen, daß der zugehörige Transistor genügend Basisstrom bekommt, um voll durchgesteuert („gesättigt“) zu werden. Denken wir uns T 1 Rb 1 und FT in Abb. 196 als nicht vorhanden, dann haben wir mit Rb 2, T 2 und La die Schaltung nach Abb. 147 — dort mit geschlossenem Schalter — vor uns. Lampe La leuchtet also, weil T 2 voll geöffnet ist. Daß dafür ein bestimmter Mindestwert für den Basisstromfluß bei Ib 2 erforderlich ist (was durch einen ausreichend niedrigen Wert von Rb 2 ga-

Abbildung 196



rantiert wird), wissen wir schon. Aber wie können wir La in Abb. 196 ausschalten? Das geht nicht nur, indem wir den Basisstromfluß unterbrechen (so hatten wir das bei Abb. 147 mit Schalter S gemacht), sondern auch anders. Wir können $T2$ zwischen Basis und Emitter kurzschließen. Denken wir uns Basis-Emitter $T2$ direkt verbunden. Der Strom I_{b2} wird sich dann nicht durch die Basis-Emitter-Sperrschicht hindurch „mühen“, sondern direkt nach Masse abfließen: Die Basis von $T2$ bleibt stromlos und $T2$ gesperrt; La ist erloschen! Diesen „Kurzschluß“ zwischen Basis-Emitter $T2$ könnten wir durch einen Schaltkontakt bewirken, doch können wir dafür auch einen zweiten Transistor ($T1$ in Abb. 196) nehmen. Wenn wir diesem einen Basisstrom I_{b1} zuführen, der genügend stark ist, so wird dieser Transistor gesättigt, und der Strom durch R_{b2} fließt jetzt auf dem „bequemerem“, niederohmigeren Weg über Kollektor und Emitter $T1$ nach Masse ab, statt über die Basis von $T2$. Also bleibt $T2$ gesperrt, wenn $T1$ geöffnet ist. Wird $T1$ gesperrt, indem wir den Basisstrom I_{b1} abschalten, so nimmt er keinen Kollektorstrom mehr auf, wir können in diesem Fall $T1$ als nicht vorhanden ansehen. Der Strom von R_{b2} fließt erneut bei I_{b2} durch die Basis von $T2$: La leuchtet wieder! Hier erkennen wir schon einen wichtigen Zu-

sammenhang: Wenn $T1$ gesperrt ist ($I_{b1} = \text{Null}$), dann ist $T2$ geöffnet (La leuchtet, weil I_{b2} fließt) – und wenn $T1$ geöffnet wird (I_{b1} fließt), ist $T2$ gesperrt (I_{b2} wird Null; dieser Strom ist jetzt der Kollektorstrom für $T1$!) und La ist erloschen. Also: Beide Transistoren arbeiten wechselseitig; ist einer geöffnet, so ist der andere gesperrt und umgekehrt!

Mit der Kollektor-Emitter-Strecke von $T1$ schließen wir den Basisstromkreis von $T2$ kurz. Wir wissen aber, daß Transistoren keine idealen Schalter sind (Seite 175), deshalb wollen wir noch etwas näher betrachten, was hier geschieht. Eine wichtige Eigenschaft von Transistoren haben wir vorher nur nebenbei erwähnt, weil sie für uns bisher noch nicht so wichtig war; Transistoren benötigen eine gewisse Basis-Mindestspannung, damit überhaupt ein Basisstrom fließen kann! Statt einer komplizierten physikalischen Erklärung dafür wollen wir uns das noch einmal an unserem mechanischen Kanalmodell (Abb. 141) vergleichsweise veranschaulichen: Dort muß am Basiszufluß B ein gewisser Wasser-Mindestdruck vorhanden sein, damit die Klappe überhaupt angehoben wird und den Kollektor-Schieber (der ja ein gewisses Eigengewicht hat) bewegt. Wird dieser Mindestdruck nicht erreicht, so rührt sich nichts! Praktisch

heißt das, daß bei einem Transistor eine bestimmte Mindestspannung zwischen Basis und Emmitter zustande kommen muß, damit überhaupt ein Basisstromfluß einsetzt. Dieser Mindestwert wird Basis-Schwellenspannung genannt. Er liegt bei Siliziumtransistoren zwischen etwa 0,5 und 0,7 V, bei Germaniumtransistoren ist er niedriger, etwa 0,15...0,2 V. Betrachten wir nun wieder Abb. 196. Wenn zwischen Basis und Emmitter von T 2 weniger als 0,5 V (sicherheitshalber setzen wir an: weniger als 0,3 V) auftreten, bleibt $I_{b2} = \text{Null}$. T 1 wirkt als Schalter; für ihn gilt das, was wir von Abb. 147 her schon kennen. Wir wissen, daß zwischen Kollektor und Emmitter des voll geöffneten (gesättigten) Transistors T 1 noch eine kleine restliche Kollektorspannung bleibt, die aber nur 0,05...0,2 V beträgt (wenn I_{b1} groß genug ist!). Diese Kollektorspannung ist geringer als die Basis-Schwellenspannung von T 2 – also wird T 2 einwandfrei gesperrt. Dieser Zusammenhang ist einer der Gründe, weshalb sich Siliziumtransistoren besonders gut für digitale Anwendungen (Schalterzwecke) eignen: Einmal ist bei Silizium die Basis-Schwellenspannung höher als bei Germanium, andererseits kann man Siliziumtransistoren (vor allem, wenn es Typen sind, die für Schalteranwendungen hergestellt wurden) so weit durchsteuern, daß ihre Kollektor-Sättigungsspannung weit genug unter dem Wert der Basis-Schwellenspannung (des folgenden Transistors) bleibt. Erst dadurch wird die einfache Schaltungsweise nach Abb. 196 möglich. Wie groß muß nun der Basisstrom I_{b1} für T 1 sein? Wir überlegen das nach den gleichen Grundsätzen, wie wir das (für T 2) schon von Abb. 147 her kennen. Für T 1 ist R_{b2} der Kollektorwiderstand und I_{b2} der maximal auftretende Kollektorstrom. I_{b1} muß nun so groß sein, daß der Kollektor T 1 (über den Stromverstärkungsfaktor des T 1 umgerechnet)

ein Mehrfaches des Stromes I_{b2} als Kollektorstrom aufnehmen könnte. Wir wollen für T 2 und U_{s1} sowie U_{s2} einmal die Werte aus Abb. 147 annehmen. Dann erhalten wir für I_{b2} 1 mA und für R_{b2} 1 k Ω . 1 mA ist also auch der Kollektorstrom für T 1. Für diesen Transistor wollen wir einfachheitshalber mit einem Stromverstärkungsfaktor $\beta = 500$ rechnen. Um T 1 mit Sicherheit voll zu sättigen, was bei 1 mA (dem Wert für I_{b2}) garantiert sein muß, nehmen wir für T 1 einen (theoretischen) Kollektorstrom von 5 mA an (das bedeutet fünffache Sicherheit). Um für T 1 5 mA Kollektorstrom bei $\beta = 500$ zu erreichen, muß

$$I_{b1} = \frac{5 \text{ mA}}{500} = 0,01 \text{ mA} \text{ sein.}$$

Wir sehen: Für die Basis von T 1 benötigen wir nur noch einen sehr geringen Strom, um U_{s1} auszuscheiden! (Wenn I_{b1} fließt, ist T 2 durch Basiskurzschluß gesperrt und U_{s2} erloschen.) Wie groß nun R_{b1} sein muß, hängt davon ab, woher wir die Basissteuerspannung U_{st} nehmen. Verbinden wir $+U_{st}$ mit $+U_{s1}$ – das entspricht dem Beispiel mit Schalter S in Abb. 147 – und nehmen für U_{s1} und U_{st} wieder wie in Abb. 147 4,5 V an, dann stehen an R_{b1} etwa 4 V (die restlichen 0,5 V sind die Basis-Schwellenspannung für T 1!). Mit 4 V und $I_{b1} = 0,01$ mA würden wir $R_{b1} = 400$ k Ω erhalten. Das Zahlenbeispiel zeigt uns, daß wir für den Eingang dieser Schaltung schon mit geringem Strom oder (wenn R_{b1} niedriger im Wert ist) geringen Steuerspannungen bei U_{st} auskommen können (U_{st} muß aber mindestens etwas größer als die Basis-Schwellenspannung des T 1 sein!).

Damit läßt sich schon einiges Nützliches beginnen. Ein Beispiel haben wir in Abb. 196 punktiert angedeutet. Wir können zwischen $+U_{st}$ und $+U_{s1}$ einen Fototransistor FT schalten. Fototransistoren sind bekanntlich lichtempfindliche Bauelemente. Wir erinnern uns daran, daß ein Fototransistor einen Kollektor-

Emitter-Stromfluß ergibt, wenn Licht auf seine Sperrschicht fällt. Je nach der Beleuchtungsstärke ist dieser Strom zwar recht schwach (unter 1 mA, meist nur 0,1 mA oder weniger), aber wir brauchen in Abb. 196 ja nur einen Basisstrom I_{b1} von 0,01 mA, wie wir eben errechnet haben! Der Emitterstrom von FT genügt also schon bei weitem, um T 1 völlig zu öffnen und T 2 zu sperren, sobald Licht auf FT fällt. Das bedeutet aber: sobald Licht auf FT fällt (etwa Tageslicht), verlischt Lampe La, die eine Raumbeleuchtung sein könnte! Wir haben hier schon die einfachste Schaltung eines Dämmerungsschalters vor uns. FT könnte an einem Fenster angeordnet sein und zum Himmel „blicken“, La die Zimmerbeleuchtung sein (in unserem Beispiel reicht das Lämpchen freilich nur für ein Puppenstübchenzimmer). Solange es draußen hell ist, ergibt FT einen Emitterstrom, der als I_{b1} wirksam wird; T 1 öffnet und T 2 sperrt — La ist erloschen. Wird es draußen dunkel, so sperrt FT, mit ihm sperrt auch T 1. Dadurch erhält T 2 den Basisstrom I_{b2} und schaltet La ein.

Nach diesem Prinzip funktionieren die automatischen Einschalter für Straßenbeleuchtungen und die Parklichtautomatik, die am abgestellten Auto selbsttätig die Parkbeleuchtung einschaltet, wenn es zu dämmern beginnt. In der Praxis sind solche Schaltungen allerdings etwas komplizierter, es muß nämlich gewährleistet sein, daß die Lampe schlagartig ein- oder ausgeschaltet wird, obwohl sich die Tageshelligkeit (und damit auch der von FT abgegebene Strom) nur allmählich ändert. Außerdem arbeiten gute Dämmerungsschalter noch mit einer Zeitverzögerung (sie wird mit einem Kondensator bewirkt), die den Einschalt- und den Ausschaltvorgang um einige Sekunden hinauszögert, wenn FT abgedunkelt wird. Ohne diese Zeitverzögerung könnte es vorkommen, daß Licht-

schwankungen auf FT (etwa durch einen vorüberfliegenden Vogel) zu kurzzeitigem Einschalten der Beleuchtung führen oder — wenn es dunkel ist — Lichtblitze (Gewitter) jedesmal ein Verlöschen der Beleuchtung bewirken. Dieses könnte bei praktisch eingesetzten Geräten sogar gefährlich werden: Bei einer Parklichtautomatik am Auto würde dessen Parkbeleuchtung immer verlöschen, wenn das Scheinwerferlicht eines entgegenkommenden Autos auf FT trifft. Unfallfälle könnten die Folge sein.

In Abb. 196 haben wir unseren mit T 1 und T 2 aufgebauten „Schaltverstärker“ mit einem Fototransistor FT angesteuert und so zum Dämmerungsschalter vervollständigt. Statt FT kann man auch andere Bauelemente als „Fühler“ verwenden. Ein Beispiel werden wir bald kennenlernen. Ein anderes sei hier nur kurz erwähnt: Statt des Licht-„Fühlers“ FT können wir einen Heißleiter verwenden. Heißleiter sind spezielle Widerstände, die ihren Widerstandswert bei Erwärmung stark verringern. Würden wir in Abb. 196 statt FT einen solchen Heißleiter einsetzen und ihn so bemessen, daß er in kaltem Zustand sehr hohen Widerstand hätte, dann wäre I_{b1} zu schwach, um T 1 merklich zu öffnen. Erwärmt man den Heißleiter, so wird sein Widerstand geringer, I_{b1} also stärker, T 1 öffnet, T 2 sperrt, und La schaltet aus.

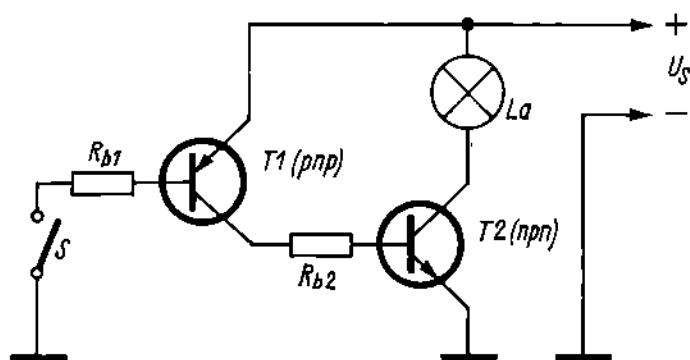
Statt La stellen wir uns jetzt einen Heizwiderstand vor oder ein Relais, das eine elektrische Heizung ein- und ausschalten kann. An dieser Heizung könnte der Heißleiter befestigt sein. Damit hätten wir einen Thermostaten — eine automatische Temperaturregelung — erhalten. Er würde die Heizung immer dann, wenn eine bestimmte Temperatur erreicht ist, aus- und bei Abkühlung wieder einschalten. Im Endergebnis hielte die Heizung eine bestimmte Temperatur ziemlich genau ein. Solche Einrichtungen werden in der Industrie sehr oft, aber auch im

Haushalt viel benutzt; Aquarienheizungen, Heizungsregelungen in Waschmaschinen u. ä. arbeiten so.

Die Schaltung nach Abb. 196 ist nicht die einzige mögliche für Schaltverstärker. Ihr Kennzeichen ist, daß beide Transistoren von gleicher Art sind (in Abb. 196: beide sind npn-Typen, es geht ebenso gut auch mit zwei pnp-Typen) und daß sie wechselseitig arbeiten – immer ist ein Transistor gesperrt, der andere geöffnet. Letzteres bedeutet aber: Da stets ein Transistor geöffnet ist, fließt auch stets ein Strom (nämlich mindestens I_{b2} !), und die Stromquelle wird ständig belastet. Ist bei U_S eine Batterie vorgesehen, dann stört das oft. Man kann jedoch auch Schaltverstärker in der sogenannten Komplementärschaltungstechnik aufbauen. Komplementär heißt hier, daß man zwei Transistoren unterschiedlichen Leitungstyps (einen npn-Typ und einen pnp-Typ) benutzt. Abb. 197 zeigt ein Beispiel dafür. Zunächst sei Schalter S geöffnet. Dann erhält T_1 keinen Basisstrom, sperrt also. Der Kollektorstrom von T_1 ist Null; er ist aber zugleich (über R_{b2}) der Basisstrom für T_2 . Mit T_1 ist demnach zugleich auch T_2 gesperrt und La erloschen (die Lampe steht hier wieder nur als Beispiel für andere mögliche Organe, etwa Relais, Heizungen o. ä.). Schließen wir Kontakt S , so fließt über R_{b1} Basisstrom für T_1 , somit auch Kollektor-

strom von T_1 über R_{b2} zur Basis T_2 – also wird gleichzeitig auch T_2 geöffnet, La leuchtet auf! Wir erkennen: Hier arbeiten stets beide Transistoren im Gleichtakt (beide sind entweder gesperrt oder geöffnet). Vorteil: Wenn S geöffnet (La erloschen) ist, sind beide Transistoren gesperrt, und die Schaltung nimmt aus ihrer Stromquelle U_S keinen Strom auf! Für die Bemessung von R_{b1} und R_{b2} gelten ganz ähnliche Gesichtspunkte, wie wir sie früher (Abb. 147, Abb. 196) schon kennenlernten. Wir wollen hier nicht gleich perfekte Konstrukteure werden, deshalb verzichten wir auf ein Zahlenbeispiel. Wer Lust hat, kann das aber selbst leicht überlegen: Für La , T_2 und R_{b2} gilt das, was wir seit Abb. 147 schon wissen. Wir kennen also den für T_2 notwendigen Basisstrom; und weil wir T_1 im durchgesteuerten Zustand wie einen Kurzschluß ansehen können (wir verlieren zwischen Emitter-Kollektor T_1 ja nur etwa 0,1 V), errechnen wir R_{b2} wie gewohnt. Der Basisstrom für T_2 ist zugleich der Kollektorstrom für T_1 . Diesen Wert setzen wir zur Sicherheit (um T_2 wirklich voll zu sättigen) um das Drei- bis Vierfache höher an, und hieraus können wir (mit dem Stromverstärkungsfaktor für T_1 , den wir kennen oder vorschreiben müssen) den Basisstrom für T_1 errechnen, mit diesem wiederum finden wir den Wert für R_{b1} . Auch hier erhalten wir für den Basis-

Abbildung 197



strom (den Stromfluß durch Kontakt S) wieder ähnlich niedrige Werte wie für Abb. 196 im Beispiel errechnet. Schalter S ist hier wiederum nur symbolisch zu verstehen. Wir können für ihn — ebenso wie bei Abb. 196 — beispielsweise einen Fototransistor FT einsetzen. Einen Unterschied in der Schaltung sehen wir dabei. Er ist durch die Komplementärschaltung bedingt und manchmal von Vorteil: Das bei S mögliche Fühler-Bauelement (FT oder Heißeiter, auch andere Fühlerarten) wird zwischen Rb 1 und Masse (nicht wie bei Abb. 196 gegen +Us) geschaltet. An der prinzipiellen Wirkung ändert sich damit gar nichts. Wir können die Komplementärschaltung nach Abb. 197 für die gleichen Zwecke (Dämmerungsschalter und ähnliches) verwenden, wie dies bei Abb. 196 erläutert wurde.

Eine weitere, ganz andersartige, aber in der gesamten Elektronik sehr wichtige Grundschaltung zeigt uns Abb. 199. Hierbei handelt es sich um einen „bistabilen Multivibrator“, sehr oft auch als „Flipflop“ bezeichnet. Beide Namen wollen wir hier nicht erklären, sie uns aber gut merken, weil sie uns im Zusammenhang mit Digitalschaltungen der Elektronik immer wieder begegnen.

Ein Flipflop ist die Grundform einer Speicher-Baugruppe, sozusagen eine einzelne elektrische „Gedächtnis“-Zelle. Das Grundprinzip, das wir jetzt betrachten wollen, ist die wichtigste Funktionseinheit der Rechen- und Computertechnik und der gesamten elektronischen Datenverarbeitung. Bereits die integrierten Schaltkreise eines Taschenrechners oder einer elektronischen Digitaluhr enthalten mehrere tausend solcher Flipflops! In Abb. 199 haben wir zur Verdeutlichung des Prinzips für die Kollektorwiderstände der beiden Transistoren zwei Lampen La 1, La 2 eingesetzt. Wir wollen zunächst annehmen, daß T 2 durchgesteuert ist. La 2 leuchtet demzufolge.

Zwischen Kollektor T 2 und Masse besteht fast keine Spannung, weil T 2 — wie wir das schon kennen — voll gesättigt ist. Über Rb 1 wird deshalb auch kein Basisstrom nach T 1 fließen (die restliche Spannung am Kollektor von T 2 ist geringer als die Basis-Schwellenspannung des T 1!). Also ist T 1 gesperrt, La 1 erloschen. Über La 1 und Rb 2 fließt aber ein geringer Basisstrom für T 2, der zwar viel zu niedrig ist, um La 2 aufleuchten zu lassen (Rb 2 ist entsprechend groß), jedoch groß genug, um T 2 gesättigt zu halten. Dies ist der eine stabile Zustand dieser Schaltung: T 2 geöffnet, La 2 leuchtet; T 1 gesperrt, La 1 erloschen. Die Schaltung kann nun einen zweiten stabilen Zustand einnehmen (daher auch der Name *bistabiler* Multivibrator); er ist genau umgekehrt: La 1 leuchtet, T 1 ist geöffnet und T 2 gesperrt, La 2 erloschen. Wie erreichen wir diesen Zustand? Wir hatten festgestellt: Zunächst ist T 2 geöffnet, La 2 leuchtet. Schließen wir jetzt für einen kurzen Moment Tastenkontakt Ta 1. Was geschieht? T 2 erhält keinen Basisstrom mehr, er sperrt, La 2 verlischt. Das bedeutet aber, daß in diesem Moment am Kollektor des T 2 fast die ganze Betriebsspannung auftritt. Damit setzt nun ein kräftiger Basisstromfluß für T 1 (über La 2, Rb 1) ein, der T 1 öffnet — La 1 leuchtet auf! Dadurch geht aber die Kollektorspannung an T 1 auf einen sehr niedrigen Wert (0,1 V oder weniger) zurück, und das ist zu wenig, um noch einen Stromfluß durch Rb 2 zu bewirken! Wenn wir Ta 1 wieder öffnen, kann demnach T 2 nicht wieder durchgesteuert werden, La 2 bleibt erloschen und La 1 eingeschaltet! Durch einen ganz kurzen Tastendruck bei Ta 1 brachten wir die Schaltung also in den zweiten stabilen Zustand (der Fachmann sagt, der Flipflop wurde gekippt): La 1 leuchtet nun ständig, La 2 bleibt ausgeschaltet. Um wieder den ersten Zustand zu erreichen, müssen wir kurz Ta 2 schließen. Damit

sperren wir T 1, so daß La 1 verlöscht. Über La 1, Rb 2 erhält T 2 Basisstrom, La 2 leuchtet auf, und über Rb 1 versiegt der Stromfluß, so daß T 1 – sobald wir Ta 2 öffnen – nicht wieder durchgesteuert wird!

Wir erkennen: Durch einen kurzen Impuls (kurzes Kontaktschließen einer der Tasten) wird der Flipflop gekippt und behält danach seine jeweils letzte Stellung bei, bis ein neuer Schaltimpuls (andere Taste) wirkt! Es leuchtet also immer entweder La 1 oder La 2 (niemals können beide zugleich leuchten, wie leicht zu erkennen ist). Eine solche Schaltung „speichert“ den jeweils letzten Tasten-„Befehl“, bis ein neuer Umschaltimpuls von außen zugeführt wird. Das ist das Grundprinzip einer Speicherzelle. Statt der Tasten Ta 1, Ta 2 können wiederum

andere Organe vorhanden sein (Schalttransistoren, die auf T 1 und T 2 in Abb. 199 ebenso einwirken, wie T 1 in Abb. 196 zum Kurzschließen der Basis von T 2 benutzt wird). Mit Hilfe der Lampen La 1, La 2 läßt sich der jeweilige Schaltzustand der Speicherzelle ablesen, sie können auch durch einfache Kollektorwiderstände ersetzt werden, an denen man die Schaltspannung für nachfolgende Transistor-Schaltstufen abnehmen kann. Auf diese Weise vermag man viele solcher Speicherzellen untereinander zu verknüpfen. Auf Einzelheiten solcher Verknüpfungen können wir hier nicht eingehen. Statt dessen wollen wir uns an einem letzten Beispiel verdeutlichen, was sich schon mit den einfachen Grundschaltungen, die wir bisher kennenlernten, praktisch anfangen läßt.

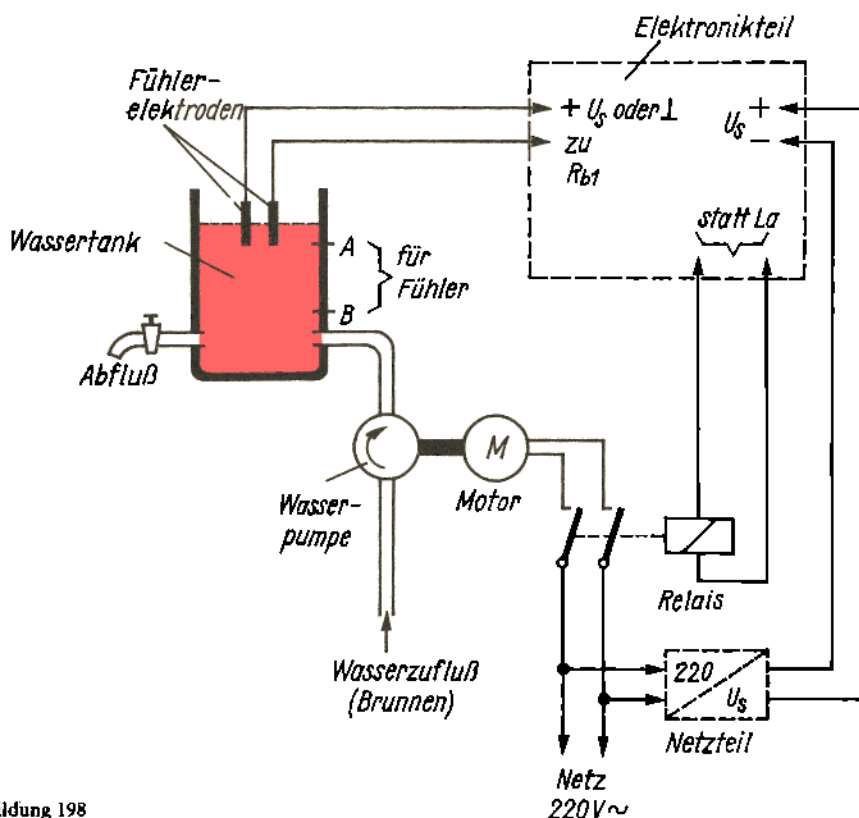


Abbildung 198

Abb. 198 zeigt uns — natürlich wieder sehr vereinfacht — den Aufbau eines Wasserbehälters (etwa für eine Hauswasserpumpe) mit automatischer Tankfüllstandskontrolle. Vorhanden ist eine Wasserpumpe, die aus einem Brunnen den Tank nachfüllt und von einem Elektromotor M angetrieben wird. Motor M wird durch ein Relais aus- und eingeschaltet. Wir wollen erreichen, daß unser Wassertank immer gut gefüllt ist, aber nicht überläuft. Lassen wir am Abfluß Wasser ausfließen, so muß die Pumpe automatisch Wasser nachfüllen, bis der Tank wieder gefüllt ist. Um das zu erreichen, brauchen wir zunächst einmal einen Fühler, mit dem wir feststellen können, wie hoch der Tank gefüllt ist. Dafür lassen wir uns eine ganz einfache Lösung einfallen: Wir erinnern uns, daß Wasser den elektrischen Strom leitet, Luft aber nicht. Also ordnen wir oben am Tank zwei Elektroden an, die genau dann, wenn das Wasser den höchsten vorgesehenen Stand erreicht hat, in dieses eintauchen. Zwischen den Elektroden stellt das Wasser eine Verbindung her — und das nutzen wir für die Steuerungselektronik aus. Diesen Elektronikteil haben wir in Abb. 198 nicht eingezeichnet, er befindet sich im punktierten Rahmen. Dort setzen wir unseren Schaltverstärker aus Abb. 196 oder Abb. 197 ein. Doch statt La schließen wir das Relais (Abb. 198) an; seine Wicklung bildet statt La den Kollektorwiderstand für T 2 (Abb. 196 oder 197).

Verwenden wir zunächst die Ausführung nach Abb. 196 und sehen wir zu, was passiert. Zunächst ist kein Wasser im Tank, zwischen den Fühlerelektroden (die statt FT in Abb. 196 angeschlossen sind) fließt also kein Strom. T 1 ist gesperrt, T 2 geöffnet, und das Relais (statt La vorhanden) ist angezogen. Seine Kontakte schalten (Abb. 198) den Motor M ein — die Pumpe beginnt den Tank zu füllen. Sobald das Wasser bis zu den

Fühlerelektroden (z. B. kleinen Kohlestiften) gestiegen ist, verbindet es diese, und T 1 (Abb. 196) öffnet, T 2 sperrt, das Relais (Abb. 198) fällt ab und schaltet den Motor aus! Erst wenn wir dem Tank Wasser entnehmen und der Wasserspiegel sinkt, schaltet sich die Pumpe wieder ein.

Im Prinzip ist die Sache also recht einfach. Sie funktioniert auch, wenn wir die Schaltung nach Abb. 197 verwenden (dort werden die Fühlerelektroden statt S angeschlossen, das Relais wieder statt La) — aber Achtung: Hier sind beide Transistoren geöffnet, und das Relais ist gezogen, wenn S geschlossen — wenn also das Wasser seinen höchsten Stand hat und die Pumpe stillgelegt werden muß! Das Relais verhält sich gerade umgekehrt als bei Abb. 196 — dort fiel es ab, sobald das Wasser den Fühler erreichte; bei Abb. 197 ist es vorher (bei laufender Pumpe) abgefallen und zieht erst zuletzt an! Trotzdem läßt sich auch diese Schaltung verwenden: Wir benutzen ein Relais mit Ruhekontakten, das seine Kontakte schließt (und den Motor einschaltet), wenn sein Anker abfällt. Bei richtiger Wahl der Relaisart gibt es also keine Probleme.

Die Schaltung nach Abb. 197 kann einen praktischen Vorteil haben: Kontakt S schließt dort gegen Masse, und Masse ist meistens gleichbedeutend mit Erde — zumindest kann man die Masseleitung unserer Steuerungselektronik leicht erden. Bei derartigen Geräten ist das aus Sicherheitsgründen ohnehin vorgeschrieben! Über das metallene Pumpenrohr ist von vornherein auch unser Wassertank und mit ihm die ganze Wasserfüllung geerdet. Das Wasser selbst wirkt also schon als „Masse“ unserer Elektronik. Deshalb kommen wir bei Abb. 197 für diese Anwendung mit einer einzigen Fühlerelektrode (an Rb 1) aus, die in das Wasser ragt! Wir müssen nur dafür sorgen, daß die Masse der Elektronikschaltung mit

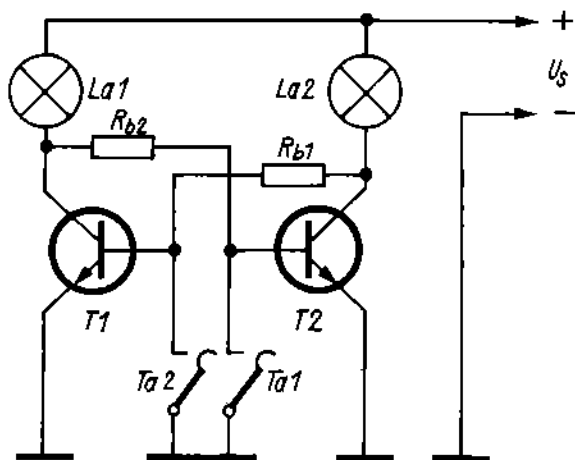
dem Tankgehäuse verbunden ist. Das vereinfacht die Fühlermontage.

Unsere Pumpen-Elektronik nach Abb. 198 arbeitet zwar gut, hat aber dennoch einen erheblichen Mangel: Sobald das Wasser beim Auffüllen die Elektroden erreicht, schaltet die Pumpe sofort ab. Werden selbst kleinste Mengen Wasser entnommen, sinkt der Wasserspiegel unter die Fühlerhöhe, worauf die Pumpe sofort einschaltet, ein wenig Wasser nachfüllt und sehr bald wieder ausschaltet. Das führt zu sehr häufigem und kurzem Ein- und Ausschalten von Relais und Pumpenantrieb — entsprechend hoch ist der Verschleiß dieser Bauteile. Es genügt, daß die Pumpe erst dann einschaltet, wenn der Tank bereits zur Hälfte oder zu zwei Dritteln geleert ist, und dann bis zur Obergrenze nachfüllt. Die Pumpe brauchte dann nur in größeren Abständen zu arbeiten.

Wie bewirken wir diese Steuerung? Wir erinnern uns an die Speicher-Grundschaltung, die wir aus Abb. 199 kennen — den Flipflop. Statt der Fühlerelektroden über dem Wasserspiegel ordnen wir zwei Fühlerelektroden A und B (Abb. 198) in der Tankwand untereinander und isoliert an. Jeder Fühler bekommt nun einen eigenen Schaltverstärker, etwa nach Abb. 197; A bzw. B wird

dort mit Rb 1 verbunden, die Tankwandung bildet den Masse-Gegenpol. Statt La in Abb. 197 werden einfache Widerstände vorgesehen. An ihnen läßt sich je nach Schaltzustand eine Spannung abnehmen, die über eine Zusatzschaltung (Kondensator und Transistorstufe — auf diese Einzelheiten wollen wir hier verzichten) einen kurzen Spannungsimpuls liefert, sobald der Fühler vom Wasser berührt wird. Diesen Spannungsimpuls führen wir einer Speicherschaltung nach Abb. 199 zu, und zwar tritt dort der zu Fühler A gehörende Schaltungsteil an die Stelle von Ta 1, der zu Fühler B gehörende Teil an die Stelle von Ta 2. Wir können uns schon jetzt, ohne die vollständige Schaltung darstellen zu müssen, gut vorstellen, was passiert: Wenn der Wasserspiegel (Abb. 198) Fühler A erreicht, wird der Flipflop (Abb. 199) in eine seiner beiden Lagen gekippt (das Relais für den Pumpenmotor wird statt La 1 oder La 2 in Abb. 199 angeschlossen!). Wir wählen den Relaisanschluß so, daß der Motor ausgeschaltet wird, wenn das Wasser A erreicht. Sinkt nun der Wasserspiegel wieder ab, so passiert zunächst nichts — der Flipflop behält ja seine letzte Lage bei. Erst wenn der Wasserspiegel den Fühler B unterschreitet, bewirkt das ein Signal für die „andere

Abbildung 199



Hälfte“ des Flipflop – dieser schaltet um, die Pumpe läuft an.

Da das Wasser nun zunächst über Fühler B hinaus ansteigt (dieser Fühler bewirkt ja das Einschalten), passiert zunächst wieder nichts. Erst wenn der Wasserspiegel Punkt A erreicht, wird der Flipflop wieder in die andere Lage gekippt und der Motor abgeschaltet. Der Wasserspiegel kann also zwischen A und B schwanken: der Tank ist immer mindestens bis B und höchstens bis A gefüllt! Dieses Beispiel zeigt uns gut, wozu in der Elektronik Speicherschaltungen solcher und ähnlicher Art, wie sie Abb. 199 zeigt, gebraucht werden.

Schließlich können wir an unserer Pumpenanlage ein weiteres mögliches (und bei Hauswasserversorgungen oft benutztes) Prinzip erläutern. Derartige Wassertanks sind meist luftdicht verschlossen. Das Luftpolster, das sich über dem Wasserspiegel bildet, sorgt für den notwendigen Überdruck (der Wassertank kann im Keller stehen, das Wasserrohr muß jedoch bis ins Obergeschoß des Hauses geführt werden – das geht nur mit Überdruck im luftdicht abgeschlossenen Tank). In diesem Fall wird nicht die Höhe des Wasserstands mit Fühlern erfaßt, sondern man verwendet z. B. ein ganz normales mechanisch arbeitendes Manometer (Druckmesser) mit Zeiger zur Anzeige des Tank-Innendruckes, der ja ein Maß für den Füllzustand ist. Wenn der Zeiger dieses Meßinstruments nun zwei einfache Anschlagkontakte erhält (einen bei dem Skalenstrich für maximalen Druck und vollen Tank, den anderen beim Skalenstrich für Mindestdruck, wenn Nachfüllen erforderlich ist), dann können diese beiden Zeigerkontakte statt Ta 1 und Ta 2 in Abb. 199 den Flipflop unmittelbar umschalten! Das Motorrelais ist auch in diesem Fall wieder statt La 1 oder La 2 angeschlossen. Das Prinzip mit Kontaktzeiger-Manometer ist zusammen mit der zu Abb. 199 gege-

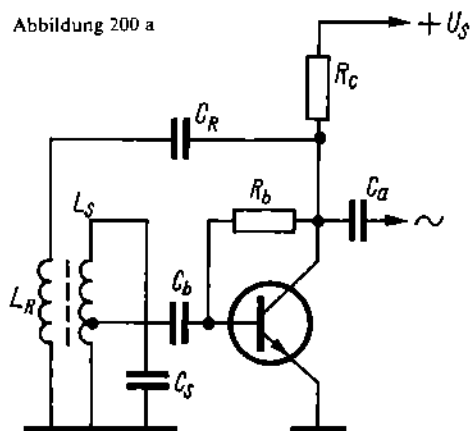
benen Erklärung so einfach, daß wir hier nichts weiter erläutern müssen. Ebenso selbstverständlich erklärt sich die letzte Einzelheit in Abb. 198: Unser Elektronikteil benötigt für die Transistoren eine Betriebsspannung U_s (Abb. 196, 197, 199). Wir gewinnen sie aus einem Netzteil, das einen Netztransformator mit Gleichrichter und Ladeelko enthält und natürlich ständig eingeschaltet sein muß. Netzteile haben wir in einem früheren Kapitel schon erläutert.

Transistoren als Schwingungserzeuger (Oszillatoren)

Oszillatoren spielen nicht nur in der Rundfunktechnik, sondern auch in der allgemeinen Elektronik eine große Rolle. Wir haben eine solche Schaltung schon als Rückkopplungsschaltung für einen Audionempfänger kennengelernt (Abb. 177) – dort können Schwingungen allerdings nur entstehen, wenn der Rückkopplungskondensator (C_R in Abb. 177) auf zu großen Wert eingestellt wird, denn beim Audion ist der Schwingzustand ja höchst unerwünscht, wie wir erfahren haben. Man kann aber die gleiche Schaltung auch dazu verwenden, um HF- oder NF-Schwingungen zu erzeugen. In Abb. 177 wird zu diesem Zweck nur C_R entsprechend vergrößert (die Funktionsweise kennen wir ja schon). Außerdem läßt man natürlich L 1 und die Antenne in Abb. 177 weg, denn die Schwingungen dürfen ja nicht nach außen abgestrahlt werden!

Unsere Schaltung für einen Transistoroszillator sieht dann so aus, wie Abb. 200a es nochmals zeigt. Rückkopplungskondensator C_R muß jetzt nicht einstellbar sein. Rückkopplungsspule L_R und die zusammen mit C_S frequenzbestimmende Schwingkreisspule L_S kennen wir schon. C_S braucht – wenn wir nur eine einzige, feststehende Frequenz er-

Abbildung 200 a



zeugen wollen – ebenfalls nicht einstellbar zu sein. Der Transistor bildet mit Basiswiderstand R_b und Kollektorstufenwiderstand R_c die uns gleichfalls vertraute Verstärkerstufe, wobei R_b den richtigen Arbeitspunkt für den Transistor festlegt (vergleichen wir dies mit Abb. 146a und dem dazu Gesagten!). Über Ausgangskondensator C_a können wir die erzeugte Schwingung (Wechselspannung) abnehmen. Basiskondensator C_b soll nur verhindern, daß die Basisgleichspannung (die wir über R_b zuführen) durch die sehr niederohmige Wicklung von L_s kurzgeschlossen wird. Wir brauchen diese Schaltung also nicht noch einmal zu erläutern. Bei Oszillatorschaltungen dieser Art spricht man von LC-Oszillatoren, weil die frequenzbestimmenden Bauelemente eine Spule (L_s) und ein Kondensator (C_s) sind. Für LC-Oszillatoren gibt es viele Schaltungsweisen, die sich oft nur wenig unterscheiden und je nach Variante Vor- und Nachteile haben, die aber nur den Konstrukteur interessieren, der es ganz genau wissen muß. Wir wollen uns deshalb nur noch kurz einige häufig anzutreffende Varianten von LC-Oszillatoren ansehen. Die uns bekannte Variante nach Abb. 200a eignet sich hauptsächlich für HF-Schwingungserzeugung (von etwa 100 kHz aufwärts) – in diesem Zusammenhang hatten wir sie

Abbildung 200 b

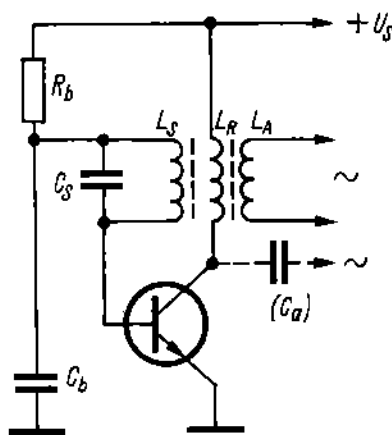


Abbildung 200 c

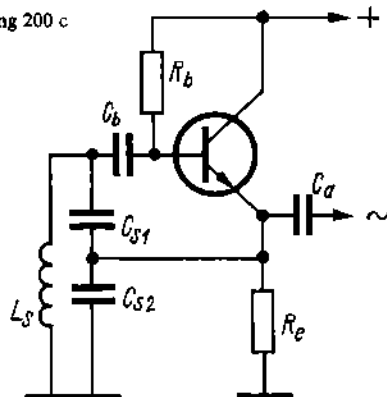
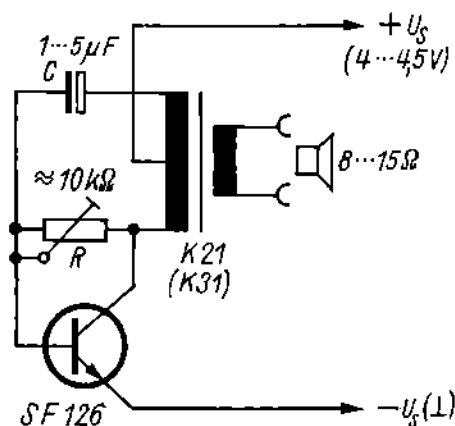


Abbildung 200 d



früher schon beschrieben. Grundsätzlich könnte man so auch NF-Schwingungen (z. B. im hörbaren Bereich unter 15 kHz bis herab zu einigen 100 Hz) erzeugen, aber dann würden die Werte für L_S und C_S unangenehm groß werden. Vor allem für die Spule wäre dann ein richtiger kleiner Transformator mit unangenehm vielen Windungen notwendig. Solche Bauelemente sind, weil schwierig und teuer herzustellen und weil sie bei modernen Kleinstbaugruppen zuviel Platz beanspruchen, beim Techniker unbeliebt. Deshalb benutzt man für NF-Oszillatoren andere Schwingaltungen ohne Spulen (RC-Generatoren), die wir anschließend noch kennenlernen.

Bleiben wir noch einen Moment bei den HF-Oszillatoren, deren Spulen und Kondensatoren klein und einfach herstellbar sind. Abb. 200b zeigt eine andere Ausführungsmöglichkeit. Das Grundprinzip ist das gleiche. Aber Rückkopplungsspule L_R liegt jetzt (ohne Rückkopplungskondensator) direkt im Kollektorkreis des Transistors, bildet also direkt den Kollektorwiderstand. Schwingkreis-spule L_S mit ihrem frequenzbestimmenden Kondensator C_S ist nur scheinbar anders angeschlossen als bei Abb. 200a. Man verzichtet hier lediglich auf die Anzapfung der Wicklung von L_S ; sie ist für Oszillatoren nicht unbedingt notwendig. Basiskondensator C_b liegt am masseseitigen Ende des Schwingkreises. Da er — ebenso wie bei Abb. 200a — so groß ist, daß er für die HF wie ein Kurzschluß wirkt, ist der Schwingkreis auch bei Abb. 200b für die HF direkt zwischen Masse und Basis wirksam. Über R_b bekommt der Transistor den für seinen Arbeitspunkt notwendigen Basisstrom: Hier fließt dieser geringe Gleichstrom über L_S zur Basis; für diesen Strom kann man den sehr niedrigen ohmschen Widerstand von L_S vernachlässigen. C_b sorgt dafür, daß die Basisvorspannung nicht nach Masse kurzgeschlossen wird.

Beide Schaltungen sehen also nur auf den ersten Blick verschieden aus, wirken aber auf gleiche Weise. Die Variante nach Abb. 200b spart gegenüber Abb. 200a einige Bauelemente ein (R_o , C_R , dafür muß man die Spule L_R sehr genau bemessen, denn der richtige Rückkopplungsgrad kann jetzt (weil C_R fehlt) nur noch mit ihrer Windungszahl festgelegt werden. Eine dritte Spule L_A auf dem gleichen Spulenkern kann als Auskoppelspule (Ausgangsspule) vorgesehen werden — L_A wirkt dann zusammen mit L_R wie ein ganz normaler Transformator. Das hat den Vorteil, daß man erstens die Ausgangsspannung leicht auf einen gewünschten Spannungswert festlegen kann (mit der Windungszahl von L_A , wie bei jedem anderen Transformator auch), zweitens ist die Ausgangsspannung nicht von vornherein mit einem Pol an Masse vorhanden, sondern „massefrei“ abnehmbar; das hat für die Weiterverwendung dieser Spannung manchmal schaltungstechnische Vorteile. Statt L_A könnte man natürlich auch hier die Ausgangsspannung direkt am Kollektor mit Auskoppelkondensator C_a abgreifen — diese Möglichkeit ist in Abb. 200b punktiert angedeutet.

Anders als gewohnt arbeitet die LC-Oszillatorschaltung nach Abb. 200c. Wir haben es hier mit einem „emittergekoppelten Oszillator“ zu tun. Auf eine nähere Beschreibung seiner Wirkungsweise müssen wir hier verzichten. C_s1 und C_s2 bilden mit ihrer Serienschaltung den Schwingkreiskondensator zusammen mit L_S . C_b und R_b haben die uns schon bekannten Aufgaben. Aber hier ist kein Kollektorwiderstand vorhanden, dafür ein Emitterwiderstand R_e . Am Emitter wird auch über C_a die Ausgangsspannung abgegriffen. Die Rückkopplung kommt hier dadurch zustande, daß die Ausgangsspannung in einen Teil des Schwingkreises rückgekoppelt wird. Das könnte im Prinzip auch so gesche-

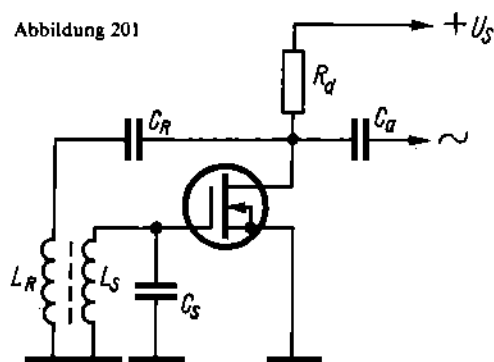
hen, daß L_s eine Anzapfung bekommt (ähnlich wie bei Abb. 200a), die mit dem Emitter und mit R_e verbunden würde. Dann wäre aber ein zusätzlicher Kondensator notwendig, weil L_s sonst R_e kurzschließen würde! Deshalb teilt man nicht L_s in zwei Teilwicklungen auf, sondern den Schwingkreiskondensator in zwei „Hälften“ – $C_s 1$ und $C_s 2$ –, was für die Schwingspannung die gleiche Wirkung hat wie eine Anzapfung bei L_s . Für die Frequenz ist also neben L_s hier der Gesamtwert der Serienschaltung von $C_s 1$ und $C_s 2$ maßgebend; für den Rückkopplungsgrad das Verhältnis zwischen $C_s 1$ und $C_s 2$. Der Konstrukteur muß diese beiden Kondensatoren also gleichzeitig nach verschiedenen Gesichtspunkten bemessen und sehr genau berechnen.

Der Vorteil dieser Schaltung besteht darin, daß nur noch eine einzige, leicht herstellbare Wicklung für L_s ohne Anzapfung notwendig ist; die Spule wird also sehr einfach. Außerdem hat die Abnahme der Ausgangsspannung am Emitter statt am Kollektor den Vorteil, daß der HF-Ausgangswiderstand unseres Oszillators (der ja die HF-Quelle für nachfolgende Schaltungsgruppen bildet) niedriger ist. Wir haben es hier mit einem Oszillator zu tun, der – als Quelle betrachtet – einen besonders niedrigen Innenwiderstand hat, und das ist oft sehr wichtig. Diese Oszillatorschaltung ist an der aufgeteilten Schwingkreis Kapazität und dem fehlenden Kollektorwiderstand leicht zu erkennen. Wir wollen uns die Merkmale einprägen, weil diese Schaltung in der Elektronik recht oft vorkommt.

Schließlich zeigt uns Abb. 200d noch einen LC-Oszillator für NF (hörbarer Frequenzbereich, geeignet für etwa 100 Hz bis 10 kHz), der mit besonders wenigen Bauelementen auskommt. Genaugenommen ist diese Schaltung bereits ein Mittelding zwischen LC-Ozillat-

or und den später beschriebenen RC-Oszillatoren; auf ihre genaue Erklärung wollen wir verzichten. Für die Spule (die für NF ja eine ausreichend hohe Induktivität haben muß) wird ein NF-Übertrager verwendet, wie man ihn in den Anfängen der Transistortechnik als Lautsprecher-Ausgangsübertrager benutzt hat. Die damals in sehr großen Stückzahlen gefertigten und für diesen Zweck sehr gut geeigneten Kleinstübertrager vom Typ K 21 oder K 31 finden sich noch heute sehr oft in der Bastelkiste, auch in Restbeständen von Radiowerkstätten oder manchmal sogar als Restbestände im Handel. Deshalb sind in Abb. 200d Bauelementewerte mit angegeben, so daß wir diese Schaltung, wenn wir den geeigneten Übertrager haben, direkt nachbauen können. Seine Ausgangsleistung reicht aus, um mit einem Kleinlautsprecher, wie in Abb. 200d angegeben, einen schon sehr lauten Ton zu erzeugen. Als Spannungsquelle genügt eine Taschenlampenbatterie (4,5 V – höhere Spannungen verwenden wir nicht, um den Transistor nicht zu überlasten!). Aber auch mit 2...3 V arbeitet diese Schaltung bereits, wenn R entsprechend (nach Gehör) eingestellt wird. Da die erzeugte Frequenz außer vom Übertrager und vom Wert des Kondensators C (den wir nach gewünschter Tonhöhe bemessen können) auch von R abhängt, kann man außerdem durch Verstellen von R die Tonhöhe in einem gewissen Bereich ändern. In erster Linie hat R den Zweck, den Transistor auf den günstigsten Arbeitspunkt einzustellen. Um die unterschiedlichen Stromverstärkungsfaktoren der Transistoren ausgleichen zu können, ist R als Einstellwiderstand vorgesehen. Wir können dafür auch einen Festwiderstand nehmen, dessen Wert wir je nach Transistor einmalig ausprobieren müssen (er kann zwischen etwa 1 k Ω und 20 k Ω liegen). Die gewünschte Tonhöhe legen wir danach durch Auswahl von C

Abbildung 201



fest. Beim Übertrager wird die Betriebsspannung $+U_S$ an der Mittelanzapfung zugeführt; die untere Wicklungshälfte wirkt als Kollektorwiderstand und Rückkopplungsspule (ähnlich wie L_R in Abb. 200b), die obere Wicklungshälfte zusammen mit C als Schwingkreiswicklung. Mit dieser vereinfachten Erklärung wollen wir uns hier begnügen.

Diese Schwingerschaltung ist vor allem als Tongenerator (Morsesummer und Signaltongeber, „elektronische Hupe“ usw.) sehr praktisch und wurde in früheren Jahren, als man die entsprechenden Übertrager noch produzierte, von fast allen Elektronikamateuren benutzt. Weil man aber Ausgangsübertrager für die Radioindustrie heute nicht mehr benötigt, ließ man die Fertigung auslaufen. Sie ist nämlich in nur sehr großen Stückzahlen rentabel – auf den Bastlerbedarf kann die Industrie dabei leider keine Rücksicht nehmen. So kann diese praktische Schaltung wegen fehlender Übertrager heute manchmal nicht mehr aufgebaut werden.

Wir werden aber später sehen, daß es für solche Tongeneratorzwecke auch ohne Übertrager geht.

Bisher hatten wir für unsere LC-Oszillatoren stets bipolare Transistoren verwendet (sie spielen dabei auch die wichtigste Rolle). Man kann aber einen LC-Oszillator – beispielsweise wieder für HF-Zwecke – auch mit einem MOSFET aufbauen. Abb. 201 zeigt uns eine

solche Schaltung. Ihre Verwandtschaft mit den uns bekannten (Abb. 200a) ist so offensichtlich, daß keine besondere Erklärung der Funktionsweise notwendig ist. Weil ein MOSFET einen sehr hochohmigen Gate-Eingang hat, braucht man auch die Schwingkreis-spule nicht mehr anzuzapfen. Und diese Transistorart ist auch ohne besondere Gatevorspannung schon betriebsfähig ist. Deshalb kann man im einfachsten Fall (Abb. 201) auf Gatewiderstand und Sourcewiderstand verzichten; damit entfällt auch der Gatekondensator. Wenn der Konstrukteur aus besonderen Gründen doch einen bestimmten Arbeitspunkt (hier einen bestimmten Drainstromwert) erreichen will, kann er das durch einen Sourcewiderstand mit Sourcekondensator (wie in Abb. 146b, dort mit R_S , C_S) erreichen. Ein Gatekondensator C_g ist in keinem Fall notwendig, denn das Gate liegt über L_S (Abb. 201) sowieso an Masse, weshalb R_g ebenfalls entbehrlich wird. Auch andere LC-Oszillatorvarianten (etwa ähnlich Abb. 200c) lassen sich mit MOSFET aufbauen, sie haben aber insgesamt weniger Bedeutung; deshalb wollen wir uns damit nicht beschäftigen.

Wir kommen nun zu einer anderen wichtigen und für die Elektronik typischen Art von Oszillatoren – den RC-Oszillatoren. Wie aus ihrer Bezeichnung hervorgeht, brauchen sie keine Spule. Frequenzbestimmend sind bei ihnen Kombinationen aus einem oder mehreren Kondensatoren und einem oder mehreren Widerständen. Solche RC-Oszillatoren gestatten auch das Erzeugen extrem tiefer Frequenzen (1 Hz und weit darunter), außerdem sind sie für den ganzen NF-Bereich und für einen großen Teil des HF-Bereichs (bis zu einigen MHz) verwendbar. Doch wozu braucht man Frequenzen unter 1 Hz? Solche langsamen Schwingungen sind nicht mehr hörbar, dennoch wichtig als „Takt“-Schwin-

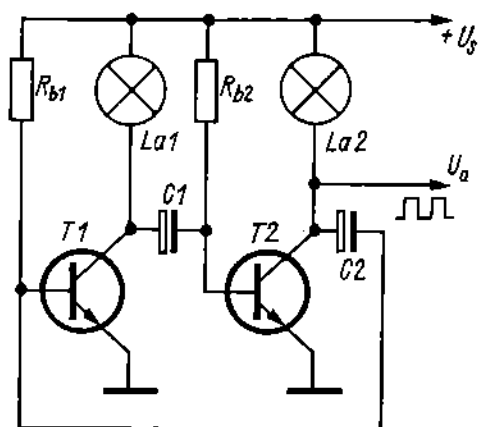


Abbildung 202 a

gung für sehr viele Elektronikanwendungen. Denken wir an Blinklichtgeber oder an den 1-s-Zeitakt von Digitaluhren ($1\text{ s} = 1\text{ Hz!}$), auch Computer und Taschenrechner kommen ohne einen eingebauten Taktgeber nicht aus – und das ist praktisch immer ein RC-Oszillator.

Bei RC-Oszillatoren müßten wir eigentlich zwei verschiedene Arten unterscheiden. Die erste Art erzeugt die uns vertraute Sinusschwingungsform (Wellenform z. B. nach Abb. 66). Solche Sinus-Oszillatoren sind komplizierter und für uns als RC-Oszillatoren kaum von Bedeutung (der Fachmann braucht sie vor allem in der Meßgerätetechnik; fortgeschrittene Amateure kennen sie z. B. als „Wien-Brücken-Oszillator“). Wir betrachten deshalb nur die zweite Art, bei der die Transistoren als Schalter arbeiten. Diese Oszillatoren geben, wie wir noch sehen werden, allerdings keine Sinuskurvenform ab, sondern eine Rechteckschwingung, was für viele Anwendungszwecke von Vorteil ist.

Betrachten wir Abb. 202a. Wir sehen dort zwei ganz normale Transistor-Verstärkerstufen. Ihre Kollektorwiderstände sind durch Lampen ersetzt, damit wir die Funktionsweise besser erkennen können. Transistor T1 bekommt seine Basisspannung über Rb1. Seine Ausgangsspannung wird über C1

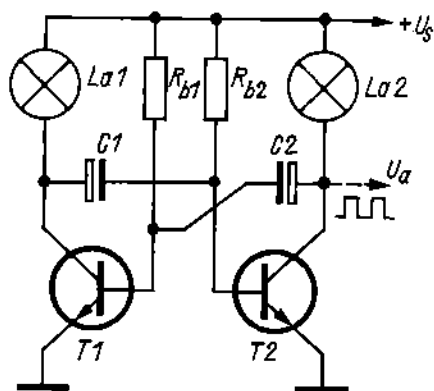


Abbildung 202 b

der zweiten Stufe (mit T2, Rb2, La2) zugeführt. Deren Ausgangsspannung wiederum wird über C2 – und das ist für uns neu – auf den Eingang der ersten Stufe (Basis T1) zurückgeführt, so daß ein geschlossener Kreislauf entsteht. Was geschieht nun, wenn wir die Betriebsspannung einschalten? Wir müssen davon ausgehen, daß niemals beide Transistoren genau die gleiche Stromverstärkung haben, auch die übrigen Bauelementewerte sind nie genau gleich. Deshalb wird beim Einschalten einer der Transistoren etwas schneller über seinen Basiswiderstand geöffnet werden als der andere. Wir wollen annehmen, daß T1 zuerst öffnet – sein Kollektor hat also Verbindung zum Emitter und damit nach Masse; La1 leuchtet auf. Jetzt ist C1 mit dem linken Anschluß ebenfalls an Masse gelegt, und weil C1 über Rb2 erst allmählich aufgeladen werden kann, wird die Basisvorspannung für T2 etwas verzögert. Es dauert also eine kurze Zeit, bis C1 so weit geladen ist, daß nun auch T2 öffnen kann. Bevor dies geschieht, wurde aber C2 schon über La2, C2, Basis-Emitter T1 mit Plus am linken Anschluß aufgeladen. Dieser Aufladestrom wirkt übrigens für T1 als zusätzlicher Basisstrom und sorgt mit dafür, daß T1 voll durchgesteuert wird. Nun beginnt auch T2 zu öffnen – dadurch wird aber

der linke C-2-Anschluß an Masse gelegt und die auf C 2 vorhandene Ladung mit negativer Polarität an der Basis von T 1 wirksam! T 1 wird sofort gesperrt – La 1 verlöscht. Durch das Sperren von T 1 steigt an seinem Kollektor die Spannung an, und das ergibt nun über La 1, C 1, Basis T 2 einen Aufladestrom für C 1, der T 2 sofort ganz durchsteuert – La 2 leuchtet unverzüglich voll auf! Wir haben jetzt also den Zustand: La 1 erloschen, La 2 leuchtet. C 2 wird nun allmählich entladen und zwar (wir betrachten die Elektronenflußrichtung) von Masse, Emitter-Kollektor T 2, C 2, weiter (nicht Basis T 1, ihre Sperrschicht sperrt für negative Spannung, Elektronen können beim npn-Transistor nicht in die Basis „hinein“-fließen, wie wir wissen!) über Rb 1 nach +Us. Da Rb 1 einen ziemlich großen Wert haben kann, dauert es eine Weile, bis C 2 entladen ist. Erst dann wird die Spannung an der Basis T 1 nicht mehr negativ, sondern kurz darauf (über Rb 1) wieder positiv sein, worauf T 1 wieder zu öffnen beginnt. Dadurch sinkt die Kollektorspannung an T 1 ab, und der inzwischen über La 1 geladene Kondensator C 1 wird umgepolt (linker Anschluß mit positiver Ladung an Masse über Kollektor-Emitter T 1; damit wird der rechte Anschluß mit negativer Polarität an Basis T 2 wirksam). Das bedeutet aber sofort Sperren von T 2 – La 2 erlischt. Durch den damit verbundenen Spannungsanstieg am Kollektor T 2 setzt ein kräftiger Ladestrom für C 2 über La 2, C 2, Basis-Emitter T 1 ein – wir haben wieder den Ausgangszustand erreicht: La 2 erloschen, La 1 leuchtet! Jetzt wird C 1 entladen über Masse, Emitter-Kollektor T 1, C 1, Rb 2. Ist dieser Vorgang beendet, so beginnt T 2 wieder zu leiten, was sofort zum erneuten schlagartigen Wechsel des Zustands führt. Wir sehen: Durch die Umladewirkung von C 1 und C 2 schalten sich beide Transistoren gegenseitig ein

und aus (La 1 und La 2 leuchten abwechselnd auf) – und dieser Vorgang läuft ständig weiter so ab! Am Kollektor von T 2 können wir eine Ausgangsspannung abnehmen, die periodisch zwischen einem Wert nahe Null und fast der vollen Betriebsspannung wechselt. Sie hat – wie bei Ua angedeutet – also einen rechteckigen Verlauf, weshalb derartige Oszillatoren auch als Rechteckgeneratoren bezeichnet werden. Die Ausgangs-Rechteckspannung könnte man hier natürlich ebenso auch am Kollektor von T 1 abgreifen. Für diese Art von Schwingungserzeugern wollen wir uns außerdem die häufig verwendete Bezeichnung „astabiler Multivibrator“ merken (astabil besagt, daß diese Schaltung keinen stabilen Zustand hat, sondern ständig umschaltet).

Was haben wir mit dieser Generatorschaltung erreicht? Zunächst einmal etwas sehr Praktisches: Einen Blinklicht-Taktgeber! Wir müssen dazu nur die Umschaltvorgänge entsprechend langsam ablaufen lassen, indem wir C 1 und C 2 sowie Rb 1 und Rb 2 genügend groß machen (diese vier Bauelemente sind also die zeit- oder, was das gleiche ist, frequenzbestimmenden unserer Schwingungsschaltung). Wir können die Schaltung auch anders betrachten: Eigentlich stellt das nichts weiter dar als einen zweistufigen Transistorverstärker, wie wir ihn im Prinzip längst kennen – aber sein Ausgang ist auf den eigenen Eingang rückgekoppelt! Daß rückgekoppelte Verstärker zu schwingen beginnen, wenn ihre Ausgangsspannung in der richtigen Weise zum eigenen Eingang rückgeführt wird, wissen wir schon von den LC-Oszillatoren her – es geht, wie wir hier sehen, auch ohne Spulen. Etwas Wichtiges wollen wir aber nicht übersehen: Der Umschaltvorgang erfolgt stets ganz plötzlich – eben deshalb ist die Ausgangsspannung bei Ua ja auch eine Rechteckspannung. Und wenn wir die

zuvor gegebene Funktionsbeschreibung noch einmal sorgfältig Schritt für Schritt durchdenken, erkennen wir auch, warum das so ist: Sobald ein zuvor gesperrt gewesener Transistor auch nur etwas zu öffnen beginnt, läuft der weitere Umschaltvorgang sozusagen lawinenartig bis zur vollständigen Umschaltung beider Transistoren ab. Gleichzeitig erkennen wir daraus, daß jeder Transistor entweder voll durchgesteuert (gesättigt) oder völlig gesperrt ist – beide arbeiten als Schalter! Und deshalb ist der Vergleich mit den Verstärkerstufen der NF-Technik, wie wir sie weiter vorn kennenlernten, doch nicht so ganz zutreffend, denn hier arbeiten die Transistoren als Schalter, also digital. Beim NF-Verstärker arbeiten sie analog (mit einem mittleren Kollektorstrom)!

Betrachten wir nun Abb. 202b. Wenn wir genau hinsehen, erkennen wir, daß es genau die gleiche Schaltung ist wie bei Abb. 202a – nur anders gezeichnet. Diese Darstellungsweise trifft man in der digitalen Elektronik für Multivibratoren sehr oft, sie ist praktischer als die Zeichnungsweise nach Abb. 202a. Vergleichen wir beide miteinander – es ist tatsächlich kein Unterschied vorhanden. Übungshalber sollten wir jetzt die vorher zu Abb. 202a gegebene Funktionsbeschreibung noch einmal, aber zusammen mit Abb. 202b lesen – das gibt uns mehr Sicherheit im Verständnis von Schaltungsbeschreibungen dieser Art, wie sie uns später in anderen Büchern immer wieder begegnen! Und noch etwas wird uns beim Anblick von Abb. 202b bekannt vorkommen: die starke Ähnlichkeit mit Abb. 199. Tatsächlich haben beide Schaltungen etwas miteinander zu tun. Bei Abb. 199 haben wir einen bistabilen Multivibrator (Flipflop) kennengelernt. Er ist, wie wir sahen, in beiden Zuständen stabil (sein Name sagt das schon) und wechselt seinen Zustand nur durch äußere Einwirkung. Die Zustände

sind stabil, weil in Abb. 199 die Transistoren über Rb 1, Rb 2 direkt (gleichstrommäßig) gekoppelt sind. Im Gegensatz dazu ist der astabile Multivibrator (Abb. 202a, b) – sein Name sagt aus, daß er keinen stabilen Zustand hat – über Kondensatoren gekoppelt. Und da deren Auf- und Entladung ja irgendwann einmal beendet ist, ist damit auch der jeweilige Zustand zeitlich begrenzt und wechselt dann von allein in den anderen Zustand über.

Multivibratoren der Art nach Abb. 202 gehören zu den wichtigsten Grundschaltungen der Elektronik. Wir wollen deshalb zu der Schaltung Abb. 202 einige Wertangaben machen (mit ihnen können wir diese Schaltung für Versuchszwecke direkt so aufbauen und praktisch erproben!). Als Betriebsspannung $+U_s$ verwenden wir $4 \dots 6 \text{ V}$ (für die entsprechende Spannung müssen dann auch La 1 und La 2 ausgelegt sein; es eignen sich Lampen für $3,8 \text{ V}/0,07 \text{ A}$ oder für $6 \text{ V}/0,1 \text{ A}$). Für die Transistoren verwenden wir im Versuchsaufbau den Typ SF 126. Je nach deren Stromverstärkungsfaktor müssen wir Rb 1 und Rb 2 ausprobieren, um geeignete Werte zu finden (wir lassen dazu die Kondensatoren zunächst weg und wählen Rb 1 und Rb 2 so, daß beide Lampen gerade ganz schwach aufleuchten). Günstige Werte liegen bei etwa $3,3 \dots 22 \text{ k}\Omega$. Mit C 1 und C 2 können wir die Frequenz (hier: Umschaltgeschwindigkeit für die Lampen) in weiten Grenzen festlegen. Mit je $1000 \mu\text{F}$ ergibt sich eine Frequenz bei ungefähr 1 Hz , die Lampen schalten also etwa einmal je Sekunde um. Da jeder Kondensator für einen Transistor und eine Lampe (also für eine „Seite“ der Schaltung) zuständig ist, können wir sie auch ungleich groß machen und erhalten dann ungleich lange Ein- und Ausschalzeiten (z. B. La 1 kurz ein und lang aus; La 2 lang ein und kurz aus). Wir haben so einen vollständigen Blinktaktgeber er-

halten. Die Kollektorwiderstände müssen aber keine Lampen sein. Diese Schaltung vermag ja auch bei viel höheren Frequenzen zu arbeiten, wenn wir C 1 und C 2 nur entsprechend klein machen! Beispielsweise können wir statt La 2 einen Kopfhörer einschalten (besonders gut eignet sich hier eine der billigen Post-Telefonhörkapseln, wie sie im Bastlerbedarfshandel zu haben sind, mit einem Widerstand von ungefähr $40 \dots 50 \Omega$). Die andere Lampe ersetzen wir in diesem Fall durch einen einfachen Widerstand, der etwa dem der Hörkapsel entsprechen oder nur wenig höher sein soll (etwa $47 \dots 100 \Omega$). Rb 1 und Rb 2 erproben wir wieder. (In vielen Bauanleitungen werden sie als Einstellwiderstände angegeben; wenn wir das machen, müssen wir beachten, daß Rb 1 und Rb 2 niemals zu Null werden dürfen, sonst zerstören wir T 1 und T 2 durch zu großen Basisstrom!) Für die Hörkapsel werden Rb 1 und Rb 2 bei etwa $4,7 \dots 100 \text{ k}\Omega$ liegen. Wir stellen fest, daß sich dafür ein ziemlich weiter Bereich ergibt, innerhalb dem die Schaltung schwingt; in diesem Bereich können wir mit Rb 1 und Rb 2 die Frequenz einstellen. C 1 und C 2 bemessen wir jetzt mit etwa $0,1 \dots 1 \mu\text{F}$ — damit erhalten wir eine Frequenz von einigen 100 Hz bis zu einigen kHz. Sie können wir als Ton in der Hörkapsel gut wahrnehmen. Mit dieser Bemessung wird unser Multivibrator zu einem NF-Oszillator! Wir können auch beide Lampen durch Widerstände ersetzen und die NF dann an einem Kollektor bei Ua abnehmen und einem beliebigen NF-Verstärker zuführen. Aber für diese bei Ua abnehmbare Rechteckspannung gibt es in der Elektronik auch noch viele andere Anwendungen. Wenn man statt der Lampen Kollektorwiderstände mit höheren Werten einsetzt und Rb 1, Rb 2 sowie C 1 und C 2 groß macht, lassen sich Umschaltzeiten im Bereich von Sekun-

den oder Minuten erreichen. Ua kann dann beispielsweise die Schaltspannung für Transistorschaltstufen nach Abb. 147 oder Abb. 196 (dort als Ust zuzuführen) sein. Machen wir beim Taktgeber (Abb. 202) die Kondensatoren sehr unterschiedlich (z. B. auf einer Seite nur $1 \mu\text{F}$, auf der anderen Seite $100 \mu\text{F}$ oder $1000 \mu\text{F}$), dann erhalten wir bei Ua in größeren Abständen immer nur einen kurzen Spannungsimpuls. Solche Schaltungen werden z. B. als periodische Zeitgeber in vielen Automatschaltungen benötigt. Abb. 203 verdeutlicht noch einmal die Kurvenform der Ausgangsspannung Ua unseres Generators. Am Ausgang bei Ua haben wir immer für den Zeitraum t_1 die Ausgangsspannung fast in Höhe der Betriebsspannung $+U_s$, für den Zeitraum t_2 (fast) keine Spannung (genau: nur die Kollektor-Sättigungsspannung des durchgesteuerten Transistors, Größenordnung etwa $0,1 \text{ V}$). Die Zeiten t_1 und t_2 können wir unabhängig voneinander mit Rb 1, C 2 bzw. mit Rb 2, C 1 festlegen. t_1 und t_2 können also bei Bedarf auch sehr unterschiedlich lang sein! Das ist ein großer Vorteil dieser Schaltung.

Wir haben nun einige der wichtigsten Grundschaltungen der Elektronik kennengelernt. Abschließend wollen wir uns wieder ansehen, wie man diese Schaltungen miteinander kombinieren und sie abwandeln kann. Natürlich können wir auch dafür aus der großen Vielfalt der Möglichkeiten nur einige wenige Beispiele herausgreifen.

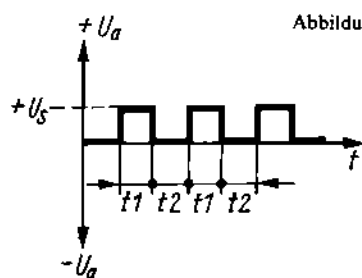


Abbildung 203

Betrachten wir Abb. 204. Wir erkennen sofort den Multivibrator mit T 1, T 2, Rb 1, Rb 2 und La. Die andere Lampe (Abb. 202b) ist durch einen Kollektorwiderstand R_c 1 ersetzt – es wird hier also nur eine Blinklampe benötigt. Hinzugekommen sind T 3 mit Rb 3 und ein Fototransistor FT. Er läßt uns zunächst vermuten, daß diese ganze Sache etwas mit einem Dämmerungsschalter zu tun haben könnte (erinnern wir uns an Abb. 196!). Was geschieht hier? Überlegen wir: Wenn Licht auf FT fällt, fließt Kollektorstrom in FT. Dies ist zugleich ein Basisstrom für T 3 (über Rb 3). Also wird in diesem Fall (Licht auf FT) auch T 3 geöffnet, und sein Kollektor ist nach +U_s verbunden. Damit erhält unser Blinktaktgeber (T 1, T 2, La) Betriebsspannung, La blinkt! Dunkeln wir FT ab, so sperrt auch T 3 – sein Kollektor wird stromlos und der Blinktaktgeber damit abgeschaltet, La bleibt erloschen! Um einen Dämmerungsschalter handelt es sich also wohl doch nicht, denn dann müßte der Zusammenhang zwischen FT und dem Lampenbetrieb ja gerade umgekehrt sein. Aber FT muß ja nicht mit den übrigen Bauelementen zusammengebaut sein – er kann über eine längere

Leitung angeschlossen und an entferntem Ort angeordnet sein! Dann würde uns die blinkende Lampe signalisieren, daß an dem Ort, wo sich FT befindet, Licht vorhanden ist. Solche Einrichtungen kann man beispielsweise als Feuererschein-Melder in dunklen Räumen anwenden oder auch als Einbruchsmelder (dann blinkt La, wenn FT vom Licht einer Taschenlampe getroffen wird oder wenn jemand die Raumbeleuchtung einschaltet). Wenn wir jetzt noch La durch ein Relais ersetzen, das seinerseits eine Klingelanlage betätigt, dann haben wir damit das Prinzip einer Warnvorrichtung vor uns.

Wie könnte man diese Schaltung als Dämmerungsschalter anwenden? Vielleicht wäre beabsichtigt, die Blinklampe als nächtliches Warnsignal zu verwenden, das sich tagsüber automatisch abschalten soll. Das geht mit einer Schaltung nach Abb. 205. Denken wir uns T 3 entfernt, so haben wir wieder die bekannte Blinkschaltung vor uns. La würde dann ständig blinken. Schließen wir nun T 3 an. Sobald jetzt Licht auf den Fototransistor FT fällt, wird T 3 geöffnet, und sein Kollektor schließt die Basis von T 2 gegen Masse kurz (dieses

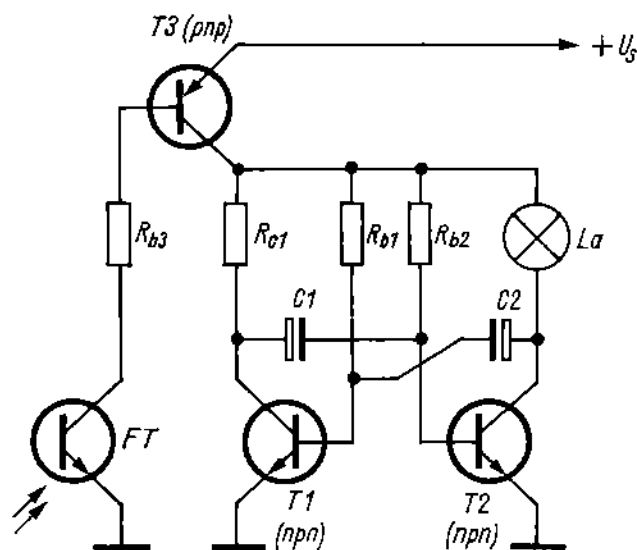
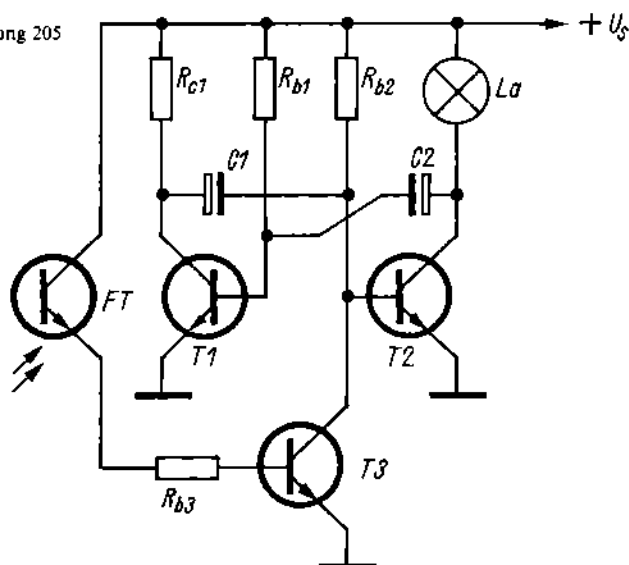


Abbildung 204

Abbildung 205



Prinzip haben wir bei Abb. 196 schon kennengelernt). Der so ständig kurzgeschlossene T2 bleibt also ständig gesperrt und La demzufolge ständig erloschen – mit gegen Masse kurzgeschlossener T2-Basis kann natürlich der ganze Taktgeber nicht mehr arbeiten. Sobald FT abgedunkelt wird, sperrt T3 und wirkt dann wie nicht vorhanden. Nun kann die Blinkschaltung in der uns bekannten Weise (genau wie bei Abb. 202) arbeiten. Damit haben wir die gestellte Aufgabe erfüllt.

Wir erkennen auch hier, wie sich der gewünschte Zweck durch Kombination der uns bekannten Grundschaltungen und Wirkungen erreichen läßt. Ein anderes Beispiel dafür: Bei Abb. 204 und Abb. 205 müssen wir nicht unbedingt einen Fototransistor FT verwenden. An seiner Stelle könnte man z. B. die Fühler Elektroden unseres Wassertanks aus Abb. 198 anschließen – dann würde die Blinklampe (je nachdem, ob wir Abb. 204 oder Abb. 205 verwenden) entweder den gefüllten oder den leeren Wassertank signalisieren. Auch hierbei ließe sich statt der Lampe wieder ein Relais einsetzen, das eine Klingel oder eine

Hupe rhythmisch betätigt. Oder man setzt – wenn als Signal schon geringere Lautstärke ausreicht – statt La einen Kleinstlautsprecher oder eine Telefonhörkapsel ein und bemißt C1, C2 in Abb. 204 oder Abb. 205 so, daß sich eine Frequenz bei 500...1000 Hz einstellt. Das Signal besteht dann in einem Summton; unser Multivibrator ist der Tongenerator, der seinerseits durch T3 und das ihm zugeordnete Fühlerorgan (Fototransistor FT oder anderes) ein- und ausgeschaltet wird.

Für einfache Blinklichtgeber und Signaltongeber sind vereinfachte RC-Schwingerschaltungen möglich, von denen wir zum Abschluß noch zwei häufig verwendete vorstellen wollen. Sie haben den Vorzug, nur einen Kondensator zu benötigen, der außerdem bei gleicher Frequenz kleiner sein kann als bei unserer Schaltung nach Abb. 202. Die Abb. 206a zeigt eine für Blinklichtgeber geeignete Schaltung. Auch sie ist im Grunde genommen nur ein zweistufiger, in sich rückgekoppelter Verstärker. Rb1, Rb2 und Rb3 müssen hier entsprechend den Transistor-Stromverstärkungsfaktoren bemessen werden. Für die zustande kommende Blinkfre-

quenz sind R_{b1} , R_{b3} und $C1$ verantwortlich. Die Schaltung verwendet zwei npn-Transistoren (für positive Betriebsspannung $+U_S$). Man kann sie auch mit zwei pnp-Transistoren aufbauen (dann muß $C1$ umgepolt werden und die Betriebsspannung $-U_S$ muß mit Plus an Masse liegen). In dieser Form ist die Schaltung vielen Amateuren schon aus der Zeit der Germaniumtransistoren (die meistens pnp-Typen waren) bekannt. Man kann L_a wiederum durch einen Widerstand ersetzen und bei U_a die Rechteckspannung entnehmen.

Eine ganz ähnliche Schaltung, aber in Komplementärtechnik ausgeführt (das besagt, daß ein npn- und ein pnp-Transistor verwendet werden), zeigt Abb. 206b. R_{b1} , R_{b3} und $C1$ sind für die Blinkfrequenz zuständig; R_{b1} und R_{b2} außerdem noch von den Stromverstärkungsfaktoren der verwendeten Transistoren abhängig (und deshalb oftmals in Bauanleitungen als Einstellwiderstände oder als zu erprobende Werte angegeben). Auf eine genaue Erklärung der Wirkungsweise dieser Komplementärschaltung (die eine gewisse Ähnlichkeit mit der bereits in Abb. 197 gezeigten hat) müssen wir verzichten. Die Komplementärschaltungstechnik hat insgesamt einige Besonderheiten, die uns zu weit führen. Nur soviel zur Abb. 206b: Es handelt sich um einen astabilen Multivibrator (eine in sich rückgekoppelte spezielle Verstärkerschaltung). Der Rückkopplungsweg verläuft wie bei Abb. 206a über $C1$, R_{b3} . Doch während bei den bisherigen Schaltungen (auch der nach Abb. 206a) die Transistoren wechselseitig schalten (es ist immer einer gesperrt, während der andere durchgesteuert ist), arbeiten bei der Komplementärschaltung nach Abb. 206b beide Transistoren im Gleichtakt (wie wir das auch schon bei Abb. 197 gesehen hatten). $T1$ und $T2$ sind hier also stets beide zugleich öff-

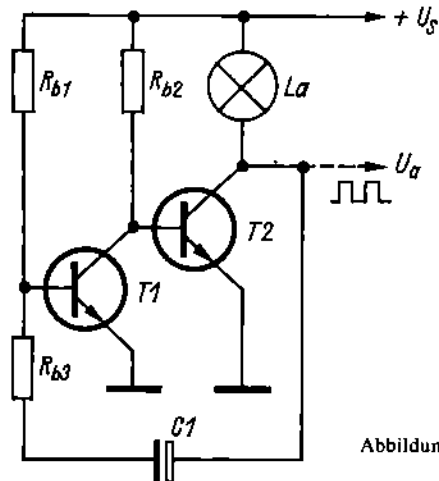


Abbildung 206 a

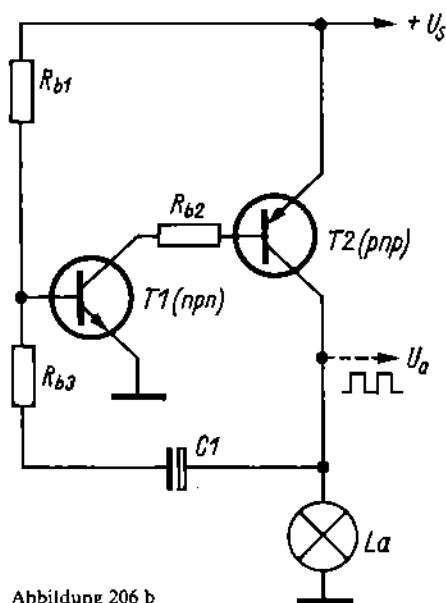


Abbildung 206 b

net (während L_a leuchtet) oder beide zugleich gesperrt (L_a erloschen). Durch geeignete Bemessung der Widerstände läßt sich bei Abb. 206a ebenfalls erreichen, daß die Einschalt- und die Ausschaltzeit der Lampe (t_1 und t_2 in Abb. 203) ungleich groß sind; die Lampe kann dann in größeren Abständen nur kurz aufblitzen. Eine solche Betriebsweise ist für Warnblinklampen und Signale beson-

ders wertvoll, wenn die ganze Einrichtung aus einer Batterie betrieben wird – kurze Lampenleuchtzeit in größeren Abständen bedeutet entsprechend geringeren Batterieverbrauch und längere Betriebszeit mit einer Batterie! In diesem Fall ist die Komplementärschaltung nach Abb. 206b besonders vorteilhaft: Da bei ihr beide Transistoren gesperrt sind, wenn La erloschen ist, nimmt die Schaltung in den Dunkelpausen praktisch keinen Batteriestrom auf – sie arbeitet also besonders stromsparend!

Auch die Schaltungen nach den Abb. 206a, b können – wenn C 1 klein gemacht wird – statt für Blinklampen für Tongeneratoren verwendet werden. Entweder ersetzt man dann La durch einen Widerstand und nimmt die NF bei Ua ab (wie punktiert angedeutet), oder man ersetzt La direkt durch einen Kleinstlautsprecher bzw. eine Telefonhörkapsel, so daß man einen besonders einfachen elektronischen Signaltongenerator erhält. Diese Schaltungsanwendung hat sich gerade für Amateurzwecke in den letzten Jahren als Ersatz für die ältere Tongeneratorschaltung (nach Abb. 200d) gut bewährt, weil sie praktisch den gleichen Zweck erfüllen kann,

aber insgesamt billiger aufzubauen ist und keinen Übertrager mehr benötigt. Die Tonhöhe kann man bei den Schaltungen nach Abb. 206a, b mit C 1 und Rb 3 nahezu beliebig ändern.

Fassen wir zusammen: Die Schaltungen nach den Abb. 202 bis 206 sind RC-Oszillatoren, die eine Rechteckschwingung erzeugen und in einem sehr weiten Frequenzbereich einsetzbar sind: unter 1 Hz bis zu einigen Minuten – Taktgeber- und Blinklichtanwendungen –, bis über den NF-Bereich und für Spezialfälle bis zu vielen hundert kHz. Sie werden uns später in der Elektronik in dieser und ähnlicher Form immer wieder (oft als Bestandteil umfangreicherer Schaltungen und Geräte) begegnen. Wenn solche Schaltungen zum direkten Betrieb von Verbrauchern wie Lampen, Lautsprechern, Relais usw. benutzt werden, müssen wir dabei selbstverständlich das früher allgemein zu Schaltertransistoren Gesagte beachten. Die Transistoren müssen dann für die erforderlichen Stromstärken ausgelegt sein (Abb. 206a; b : T 2 muß mit Sicherheit den Lampenstrom „vertragen“ können!). Einige Anwendungsbeispiele finden wir im Teil III dieses Buches.

WIR WOLLEN ZEIGEN, WAS WIR GELERNT HABEN

(Schaltungen zum Nachbauen)

Allgemeine Hinweise

Im letzten Teil dieses Buches sollen nun einige vollständige Schaltungen angegeben werden, bei deren Nachbau wir das in den ersten beiden Teilen Gelernte unmittelbar anwenden können. Wir werden uns dabei nur in der Transistortechnik üben, weil sie für Bastelzwecke einfacher und weniger materialaufwendig ist. Die Schaltungen beschreiben wir nur kurz, und für Aufbau und Inbetriebnahme geben wir lediglich wichtige Hinweise, da uns die grundsätzlichen Funktionen bereits bekannt sind. Voraussetzung ist natürlich, daß wir den ersten und zweiten Teil dieses Buches gründlich studiert haben — es hat keinen Zweck und bringt uns nur Enttäuschungen, wenn wir Schaltungen nachbauen, deren Wirkungsweise wir nicht vollkommen verstanden haben. Sosehr es auch verlocken mag, gleich mit dem Bau eines fertigen Gerätes zu beginnen, so wichtig sind die Versuche, die wir in den ersten beiden Teilen beschrieben haben. Ihre Durchführung bringt uns nämlich die ersten praktischen Erfahrungen, ohne die wir hier nicht auskommen können!

Auf mechanische Fragen wie Chassisbau und Blechbearbeitung gehen wir nicht ein. Viele ausführliche Hinweise und alles, was wir dazu sonst wissen müssen, finden wir in dem im Anhang aufgeführten Buch „Amateurtechnologie — von der Schaltung zum Gerät“, das sich gut als Ergänzung zu unserem Buch eignet und alle nötigen Anleitungen auch für Gehäusebau, Konstruktionsfragen und vieles andere mehr bietet.

Der wichtigste Arbeitsgang, den ein Ra-

diobastler beherrschen muß, ist das saubere Löten aller Verbindungen. Andere Verbindungsarten als Lötverbindungen darf es in unserem fertigen Gerät nicht geben! Bei Geräten, die wir längere Zeit betreiben wollen, soll als Löthilfsmittel nur Kolophonium benutzt werden.

In allen Radiobastelbüchern wird vor der Anwendung von Löt fett zu Recht gewarnt. Trotzdem wollen wir hier ein Zugeständnis machen: Versuchsgeräte, die wir bald wieder zerlegen und die keine besonders kostbaren Bauteile enthalten, dürfen wir *ausnahmsweise* auch einmal mit Löt fett löten. Aber nur unter der einen Bedingung: Auf eine Lötstelle gehört nur eine winzige Spur davon! Wenn wir beobachten, daß während des Lötens auch nur geringe Spuren des Löt fettes beiseitelaufen, dann haben wir schon zuviel genommen. Die Reste müssen wir dann mit einem Läppchen sorgfältig abwischen. Der Vorteil bei der Verwendung von Löt fett ist gerade für die Bastelanfänger eine bedeutende Sicherheit dafür, daß die Lötstelle auch wirklich guten Kontakt gibt. Das zu erreichen ist bei der Verwendung von Kolophonium Übungssache, dann aber nicht schwierig. Nur — es will eben gelernt sein. Sobald wir im Löt en sicher sind, benutzen wir nur noch Kolophonium und lassen das Löt fett ganz und gar von unserem Arbeitsplatz verschwinden.

Für den Umgang mit Halbleitern sollten wir uns einige wichtige Benutzungsregeln fest einprägen:

Bei Transistorgeräten niemals die Batterieanschlüsse verwechseln! Falschpolung der Batterie kann zur Überlastung und sofortigen Zerstörung der Transistoren führen! Es ist deshalb günstig, wenn wir bei unseren Versuchsaufbauten stets die einheitliche Farbkennzeichnung für Anschlußdrähte (farbige Isolation) verwenden: Rot für den Pluspol, blau für den Minuspol, schwarz für die Masse, gelb für die Wechselspannungszuleitung.

gen. Ein sorgfältiger Bastler wird außerdem an die Anschlüsse für die Batterie stets die Polung (+ und -), dazu die Batteriespannung anschreiben, für die die Schaltung vorgesehen ist.

Die Anschlußdrähte von Transistoren sollten wir – zumindest, solange wir im Löten noch nicht perfekt sind – möglichst ungekürzt lassen (die Lötwärme könnte sonst zu leicht den Kristall schädigen, besonders bei Germaniumbauelementen) und sie niemals direkt am Gehäuse des Transistors biegen (die Drahtdurchführung könnte feine Risse bekommen und eindringende Luftfeuchte alsbald den Kristall schädigen). Beim Einlöten der Halbleiter Anschlußdrähte mit einer kleinen Flachzange halten (zur Kühlung!) und mit wenig Zinn schnell löten! Für eine einwandfreie Lötstelle braucht man höchstens 2 Sekunden, wenn der LötKolben heiß genug ist. Anfänger begehen beim Einlöten von Halbleitern oft den Fehler, den LötKolben „vorsichtshalber“ nicht so sehr zu erwärmen, woraufhin das Zinn dann langsam und träge fließt, oder zuviel Zinn für die Lötstelle zu verwenden. Hinweise zum richtigen Löten finden wir außer im Buch „Amateurtechnologie“ auch im „Großen Radiobastelbuch“ (siehe Anhang).

Halbleiter dürfen sich auch nach längerer Betriebszeit niemals merklich erwärmen (Gefahr der Kristallschädigung!) – ausgenommen einige Sonderfälle. Eine schnelle Erwärmung, die wir schon nach wenigen Minuten mit der Fingerkuppe fühlen können, läßt immer auf Überlastung, meist zu starken Stromfluß, schließen. Wir schalten dann sofort aus und suchen den Fehler!

Die Anschlüsse sind nicht bei allen Transistortypen gleich. Wir entnehmen sie entweder einer der zahlreichen vorhandenen Transistortabellen (das im Anhang genannte „Große Radiobastelbuch“ enthält auch eine solche Tabelle)

oder lassen sie uns beim Einkauf zeigen. Für die meisten in der DDR gefertigten Transistoren gilt die Anschlußlage, die in Abb. 219 mit gezeigt ist. Verfügt der Transistor über ein Metallgehäuse, dann hat dieses fast immer Verbindung mit einem der Anschlüsse (oft dem Kollektor). Deshalb darauf achten, daß das Gehäuse keine anderen Bauteile berührt, sonst kann es Kurzschluß geben!

Für unsere ersten Versuchsaufbauten brauchen wir uns nicht mit der Anfertigung einer Leiterplatte, wie sie die Industrie heute ausschließlich verwendet, aufzuhalten. Hierzu finden wir später alles Notwendige ausführlich im Buch „Amateurtechnologie“ beschrieben. Vorläufig kommen wir auf zwei anderen Wegen einfacher zum Ziel: Entweder wir verwenden als „Chassis“ eine im Handel erhältliche zweireihige Lötösenleiste. Auf ihr können praktisch alle Bauelemente durch Anlöten befestigt werden, so daß wir kaum noch irgendwelche mechanischen Arbeiten ausführen haben. Oder wir benutzen eine (ebenfalls handelsübliche) Lochrasterplatte. Vor allem für den Aufbau kleinerer Geräte, die wir längere Zeit betreiben wollen und deren Schaltung wir bereits erprobt haben, eignet sie sich gut. Lochrasterplatten gibt es in verschiedenen Abmessungen; wir brechen von ihnen Stücke der gewünschten Größe ab. Sie bestehen aus isolierendem HP-Material, sind im 2,5-mm-Rasterabstand gelocht und haben keine Kupferauflage. Auf die ganz ähnlichen Universal-Leiterplatten mit raster- oder streifenförmiger Kupferauflage wollen wir für den Anfang besser verzichten, denn ihre Verwendung erfordert Übung im sauberen Löten. Bei den Lochrasterplatten können wir alle Bauelemente mit ihren Anschlußdrähten bequem durchstecken, die Anschlußdrähte unter der Platte umbiegen und direkt zum Herstellen aller Verbindungen verwenden. Meistens be-

kommen die Bauelemente dabei schon ausreichend Halt auf der Platte. Sonst genügt (wenn alles fertig ist und funktioniert) bei größeren Bauelementen ein Tropfen Alleskleber (gut eignet sich auch CENUSIL), um die Bauelemente auf der Platte zu befestigen. Für erste Versuche reicht übrigens statt der Lochrasterplatte eine einfache steife Pappe, die wir an den erforderlichen Stellen mit Löchern versehen und als Montageplatte verwenden.

Im allgemeinen werden wir unsere Bastelobjekte aus Batterien speisen. Die dabei vorkommenden Spannungen sind für uns ungefährlich – jedoch nicht für die Bauteile, falls wir falsche Verbindungen herstellen! Bei Geräten, die lange Zeit in Betrieb sein sollen, kann die Batterie-stromversorgung aber unpraktisch sein. In solchen Fällen können wir ein Netzanschlußgerät verwenden. Aber Achtung! Für den Umgang mit der lebensgefährlichen Netzspannung gibt es eine ganze Anzahl sehr strenger Sicherheitsvorschriften, die sich für uns in einem einzigen Satz zusammenfassen lassen: *„Netzspannungsführende Leitungen darf nur ein zugelassener Fachmann installieren (der kennt dann auch alle Vorschriften und möglichen Gefahrenquellen) – für uns ist jeder Umgang mit Netzspannung streng verboten!* Von Netzleitungen lassen wir also die Finger. Wir verwenden, wenn Batteriestromversorgung ungünstig ist, einen Netztransformator – aber nicht irgendeinen! Für uns sind wegen der gesetzlichen Sicherheitsvorschriften nur zwei Transformatorarten geeignet: ein handelsüblicher Klingeltransformator (er liefert uns üblicherweise 6 V Wechselspannung) oder ein Modelleisenbahn-Transformator. Sie haben oft mehrere Ausgangsspannungen, also angezapfte Sekundärwicklung, was für uns recht günstig ist, oder sie liefern uns je nach Typ etwa 12 bis 16 V. Modelleisenbahn-Transformatoren sind

vom Hersteller schon mit der Netzanschlußleitung und einem Stecker versehen; beim Klingeltransformator lassen wir uns diese Netzzuleitung von einem Fachmann (einem dafür zugelassenen Facharbeiter, dem Physiklehrer oder dem zuständigen Arbeitsgemeinschaftsleiter) anbringen. Selbst dürfen wir diese Arbeit – so einfach sie zu sein scheint – in keinem Fall machen! Am Sekundäranschluß (Ausgang) unseres Transformators haben wir es dann nur noch mit ungefährlich niedriger Wechselspannung zu tun; unser Betätigungsfeld beginnt also erst am Ausgang des Netztransformators.

Alle in diesem Buch gezeigten Schaltungen sind erprobt und haben keine besonders kritischen Bestandteile. Wenn wir also einmal nicht gleich Erfolg haben, dann kann das nur an einem Mangel im Aufbau liegen. Entweder haben wir nicht sorgfältig genug gearbeitet (schlechte Lötstellen sind eine häufige Ursache!) oder die Einzelteilanordnung nicht gut getroffen. Wir ordnen alle Teile so an, daß sich überall die kürzeste Leitungsführung ergibt; es gilt der Grundsatz: Technische Zweckmäßigkeit geht vor Schönheit! Oder eines der benutzten Einzelteile ist nicht einwandfrei. Deshalb wollen wir grundsätzlich nur neue, unbenutzte Teile verwenden, soweit es sich um billige Artikel handelt (Kleinwiderstände und kleine Kondensatoren kosten nur Pfennige). Etwas problematisch kann für den Bastelanfänger die Verwendung von „Bastelware-Halbleitern“ für Transistoren sein (bei Dioden ist gegen Verwendung der sehr preiswerten Bastelware kaum etwas einzuwenden). Basteltransistoren sind Exemplare zweiter Wahl aus der regulären Typenserienfertigung, die wegen kleiner Abweichungen von den Solldaten für die Industrie nicht geeignet sind. Für unsere Zwecke sind sie meistens voll tauglich; Totaldefekte kommen unter Basteltran-

sistoren zwar auch, aber nur selten vor, immerhin wollen wir bei einem Fehlschlag an diese Möglichkeit mit denken. Basteltransistoren sind ja u. a. deshalb so billig, weil sie ohne Garantie geliefert werden. Bei den unsortiert gelieferten Basteltransistoren wissen wir allerdings nie genau, um welchen Typ es sich handelt und welche Daten (vor allem in dem so wichtigen Kennwert des Stromverstärkungsfaktors!) er hat. Deshalb ist am Ende des Buches (Abb. 228) ein einfaches Transistorprüfgerät angegeben, mit dem wir uns im Zweifelsfall Klarheit verschaffen können. Wer später ein endgültiges Gerät mit einer bereits erprobten Schaltung aufbauen und dabei ganz sicher gehen will, kann statt Basteltransistoren dann besser die (freilich etwas teureren) Transistoren aus den jeweils angegebenen Typenreihen kaufen, die zuverlässiger arbeiten.

Im folgenden verwenden wir vor allem solche Schaltungen zum Nachbau, deren Funktionsweise wir in den vorangegangenen Buchteilen schon kennengelernt haben. Wir werden dabei auch gut die Unterschiede zwischen Prinzip (das wir kennen) und der praktisch ausgeführten Schaltung erkennen können. Damit wir uns über die eine oder andere Einzelheit Klarheit verschaffen können, ist in den Baubeschreibungen ab und zu mit Seitenzahl (in Klammer) angegeben, wo wir in diesem Buch nachschlagen können, um weitere Hinweise zu finden.

Schaltungen für Radiobastler

Einfacher Detektorempfänger mit einer Diode

Die Abb. 207 zeigt uns eine zum Nachbau geeignete Schaltung. Die Windungszahl der Schwingkreisspule ist etwas vom verwendeten Spulenkern abhängig. Sollten wir nicht den ganzen Mittelwel-

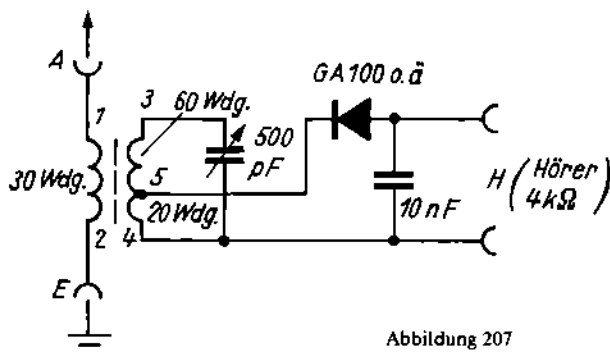


Abbildung 207

lenbereich erfassen, so wickeln wir beim Anschluß 3 einige Windungen ab oder zu. Geeignet sind alle Spulenkörper mit HF-Eisenkern 8 mm Ø, 10 · · · 20 mm lang.

Abb. 208 zeigt, wie wir die Einzelteile etwa anordnen können. Als Gehäuse eignet sich eine kleine Pappschachtel oder Seifendose in der Größe einer Zigaretttenpackung. Für die Verbindung Diode zu Spulenschluß 5 können wir im Gehäuse einen Lötstützpunkt (Schraube mit untergelegter Lötöse) anbringen. Für den Anschluß von Antenne, Erde und Kopfhörer verwenden wir Steckbuchsen und Bananenstecker.

Dieser Empfänger hat keine hohe Leistung. Für Behelfsantennen eignet er sich nicht, sofern wir nicht dicht bei einem Ortssender wohnen. Bei Verwendung einer kräftigen Außenantenne und der Wasserleitung als Erde können wir aber mit einem guten Kopfhörer außer dem Ortssender noch mehrere andere Stationen empfangen. Wer besonders klein bauen will, kann auf den Drehko verzichten und ihn durch einen Festkondensator ersetzen. Wenn die Frequenz des Ortssenders — der dann als einziger empfangen werden kann — bekannt ist (Rundfunkzeitung nachsehen!), können wir den Wert des Festkondensators nach der Gleichung auf Seite 187 errechnen, wobei wir L in die Formel mit 0,2 mH einsetzen. Infolge der Ungenauigkeit der Rechnung und der Fertigungstoleranzen der Einzelteile stimmt der errechnete

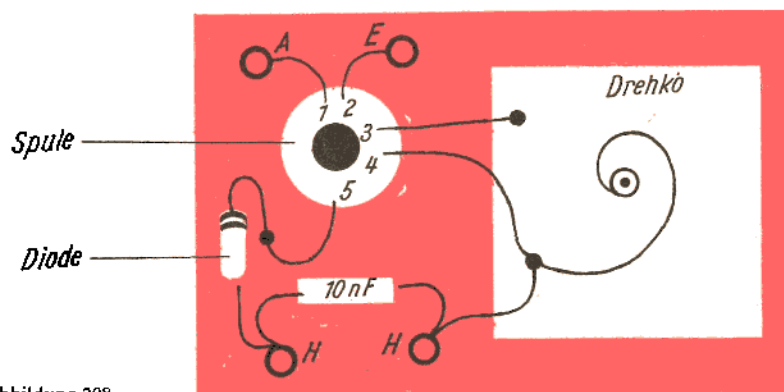


Abbildung 208

Wert für C nur ungefähr. Wir stimmen den Schwingkreis dann nach Gehör durch Zu- oder Abwickeln einiger Windungen (Anschluß 3) oder auch durch Verstellen des Spulenkernes genau ab. Der Empfänger findet dann bequem in einer Streichholzschachtel Platz.

Detektorempfänger mit einer Transistor-NF-Stufe

Abb. 209 zeigt, wie die Lautstärke des Empfängers aus Abb. 207 durch Nachfügen einer Transistor-NF-Verstärkerstufe gesteigert werden kann. Die Verstärkerstufe ist hier sehr einfach aufgebaut. Widerstand R hängt vom Wert der Stromverstärkung des benutzten Transistorexemplars ab (Seite 165), er wird innerhalb der angegebenen Grenzwerte nach Versuch ausprobiert, ist aber nicht sehr kritisch. Hörer H liegt direkt im Kollektor-

kreis des Transistors und soll ein hochohmiger Radiokopfhörer, eventuell auch ein hochohmiger Klein-Ohrhörer (ungünstiger!) sein. Als Batterie reicht bereits eine 1,5-V-Kleinstabzelle (Gnomzelle) aus, die wenigstens 100 Betriebsstunden ergibt, da das Gerät weit weniger als 1 mA aufnimmt. Ein Einschalter ist überflüssig, da die Batterie beim Abziehen des Kopfhörers abgetrennt ist.

Als Transistoren eignen sich alle beliebigen Germanium-Kleintypen zwischen 25 und 250 mW Belastbarkeit; deshalb wird hier keine bestimmte Type vorgeschrieben. An Stelle der Diode GA 100 können auch alle ähnlichen Germanium-Diodentypen benutzt werden. Abb. 210 gibt wieder einen Aufbauvorschlag; als Batterie ist eine 1,5-V-Gnomzelle angenommen worden. Für die eigentliche Detektorschaltung gilt das bei Abb. 207 Gesagte.

Für die Schaltung nach Abb. 209 können wir auch Siliziumtransistoren verwenden

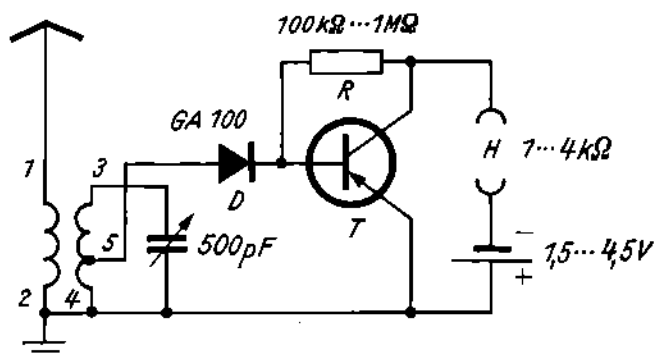


Abbildung 209

(beispielsweise alle Miniplasttypenreihen und entsprechende Bastelware). Allerdings muß dann auch die Diode ein Siliziumtyp sein (Typenreihe SAY 12...42 und ähnliche), und das ist hier weniger günstig (Germaniumdioden ergeben in derartigen Detektorschaltungen etwas höhere Empfangsempfindlichkeit). Wir können beide Varianten erproben, doch ist zu beachten, daß Diode und Transistor stets aus dem gleichen Halbleitermaterial bestehen. Für Sili-

Universelles Transistor-Audion

Die in Abb. 211 gezeigte Schaltung kann zusammen mit beliebigen NF-Verstärkern (z. B. Abb. 214) benutzt werden; wir erhalten so schon ein vollständiges kleines Radio. Für Kopfhörerempfang genügt auch eine einfache NF-Stufe, wie wir sie aus Abb. 209 kennen. Dort würde Diode D nebst Drehko und Spule entfallen, und statt D wird an die Transistorbasis die vom Audion kommende NF-Lei-

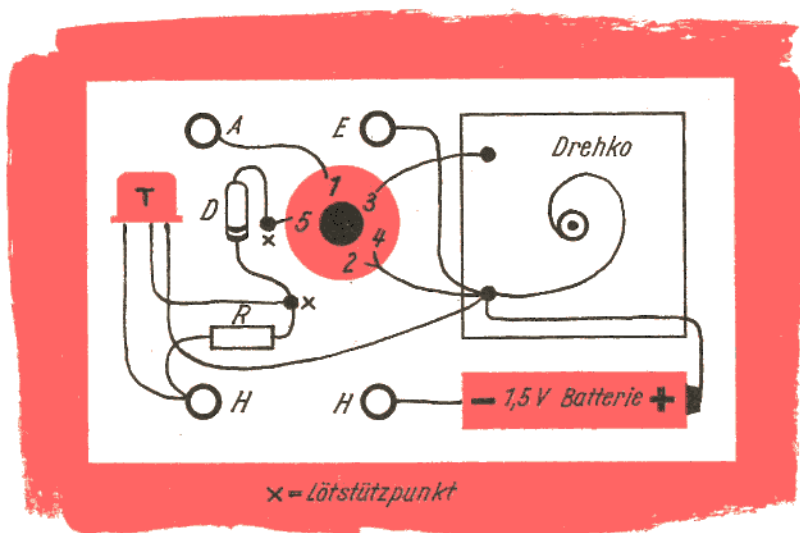
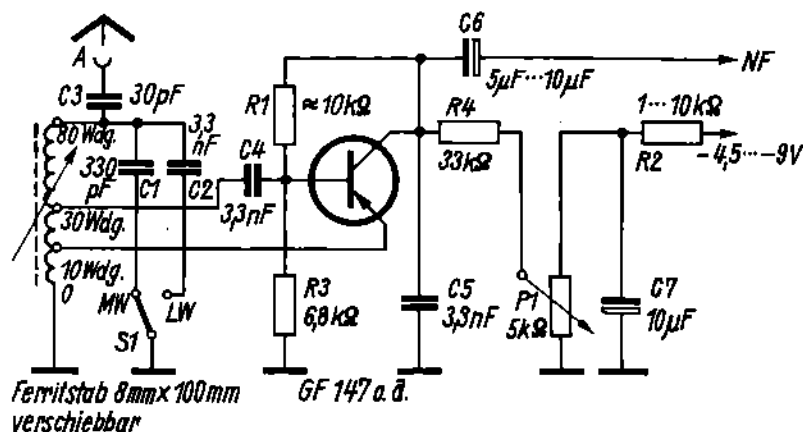


Abbildung 210

ziumbestückung müssen wir die Batterie umpolen (fast alle Siliziumtransistoren sind npn-Typ, nahezu alle Germaniumtransistoren pnp-Typ!) und ebenso die Diode (bei Siliziumtransistor und Siliziumdiode also Diodenkathode nach Spulenanschluß 5!). Für die Batterie sollten wir dann wenigstens 3 V verwenden (ob 1,5...2 V ausreichen, muß der Versuch entscheiden). Weiteres ändert sich gegenüber der Germaniumbestückung nicht. Widerstand R wird auf beste Wiedergabe ausprobiert (man kann dafür einen Einstellwiderstand 1 M Ω verwenden, falls sich das bei diesem kleinen Gerät lohnt).

tung (von C 6 in Abb. 211) angeschlossen. Als gemeinsame Batteriespannung verwenden wir dann 4,5 V. In dieser Kombination ist Germaniumbestückung angenommen (Batteriespannung also negativ gegen Masse). Wir können das Audion nach Abb. 211 jedoch auch mit einem npn-Silizium-Transistor bestücken. Dies empfiehlt sich dann, wenn der folgende NF-Verstärker ebenfalls mit (gegen Masse) positiver Betriebsspannung arbeitet (z. B. Abb. 214). Als Siliziumtransistor eignen sich für Abb. 211 die Typen SF 136...SF 137 oder andere HF-Typen (unter den Miniplasttransi-

Abbildung 211



storen z. B. die meistens Typen der SF...- und SS...-Reihen, eventuell sogar schon NF-Typen der SC...-Typenreihe; ein Versuch lohnt sich!). Für Siliziumtransistorbestückung ändert sich in Abb. 211 nur wenig: C 6 und C 7 müssen umgepolt werden; Batteriespannung positiv; R 4 ändert sich in etwa 10 k Ω ; R 2 wählen wir zunächst zu 1 k Ω , R 1 wird wie später beschrieben erprobt; ebenso R 2, wenn nötig. Für die Transistorauswahl bei Siliziumtypen hier noch dieser Hinweis: Moderne Silizium-HF-Transistoren (insbesondere solche für sehr hohe Frequenzen, „UKW“-Typen u. ä., die wir hier besser nicht nehmen) können für diese Schaltung schon „zu gut“, zu schwingfreudig, sein. Es könnte in ungünstigen Fällen zu einer ständigen HF-Selbsterregung kommen, die wir mit unseren Mitteln nicht feststellen können und die das Audion am korrekten Arbeiten hindert. In solchen Fällen vermag ein kleiner Widerstand diesen Effekt zu beseitigen: Er wird zwischen Emitter und Spulenzapfung eingeschaltet; der Wert – etwa 30...300 Ω – ist zu erproben; nicht größer als notwendig wählen. Es wäre hier also verkehrt, einen Transistor für besonders hohe Frequenzen zu bevorzugen. Bei Germaniumtypen ist das weniger kritisch; außer dem angegebenen GF 147 eignen sich (fast noch besser) die älteren Typen GF 100, GF 105

und ähnliche, auch die manchmal billig im Handel erhältlichen Germanium-HF-Importtypen verschiedener Herkunft. Wir sollten aber beim Aufbau darauf achten, alle HF führenden Leitungen möglichst kurz zu halten, also alle Bauteile vom Antennenanschluß bis zu R 4 und C 6 möglichst dicht beieinander anzuordnen.

Die Audionschaltung nach Abb. 211 hat auf den ersten Blick kaum Ähnlichkeit mit der früher (Abb. 177) gezeigten. Das Prinzip der Meißnerschen Rückkopplung (Seite 193, Abb. 163) war außer für Röhrenschaltungen nur in der Anfangszeit der Transistortechnik üblich (Abb. 176, 177). Für Transistorschaltungen ist diese Schaltungsart zwar auch anwendbar, aber sie hat hierbei vor allem den Nachteil der schwierigen Einstellbarkeit für die Rückkopplung. Diese Einstellung ist außerdem bei Transistoren wenig stabil, sie würde sich außer bei Verstellen der Abstimmung auch schon bei Nachlassen der Batterie und sogar bei geringen Temperaturschwankungen auf dem Umweg über eine Verstärkungsänderung des Transistors erheblich ändern. Man benutzt deshalb andere Schaltungsvarianten (hier ähnlich Abb. 200c) zur Entdämpfung des Schwingkreises. In Abb. 211 geschieht dies durch Rückführung der HF vom Emitter in den Schwingkreis. Die Stärke der Rückkopp-

lung wird auf dem Umweg über eine Verstärkungsänderung des Transistors eingestellt, und zwar durch Verändern der Transistor-Betriebsspannung mittels P 1 — dies ist also der Rückkopplungssteller. Da die Transistor-Verstärkungsänderung auch die NF-Verstärkung betrifft, wirkt P 1 zusätzlich als Lautstärkesteller (bei einfachen Verstärkern kann man also auf einen besonderen Lautstärkesteller verzichten; besser ist es aber, die Lautstärke im nachfolgenden NF-Verstärker zu regeln, damit P 1 im Audion stets auf maximale Trennschärfe und Empfindlichkeit kurz vor Schwingungseinsatz der Rückkopplung eingestellt werden kann).

Mit dem Schwingkreis in Abb. 211 befassen wir uns zuletzt. Die eigentliche Audionschaltung hat wenig Besonderheiten. R 4 ist der Kollektorwiderstand des Transistors, über C 6 wird die NF ausgekoppelt. Eine HF-Sperre in der NF-Leitung ist hier überflüssig, weil die HF vom Kollektor über C 5 nach Masse abgeleitet wird. Dies ist die Besonderheit dieses „emitterrückgekoppelten“ Audions: Im Kollektorkreis tritt keine HF-Spannung auf; die vom Schwingkreis über C 4 kommende, im Transistor verstärkte HF wird über die Emitterleitung auf den Kreis rückgekoppelt. Die Spule muß für diese Schaltung deshalb zwei Anzapfungen haben. R 2 und C 7 sind ein Siebglied zur Vermeidung von Rückwirkungen des NF-Verstärkers über die gemeinsame Batterie. R 2 wird je nach gewählter Batteriespannung (die man der für den NF-Verstärker benutzten Batterie entsprechend wählt) und Transistorexemplar so gewählt, daß sich ein leicht einstellbarer, weicher Rückkopplungseinsatz bei etwa $\frac{1}{2}$ des Drehwinkels von P 1 ergibt. Für P 1 wird ein kleines Knoppspotentiometer mit Rändelrad benutzt, wie sie als Lautstärkesteller üblich sind. Da an P 1 nur Gleichspannung auftritt, sind seine Zuleitungen unkritisch,

was die Platzwahl bei der Einzelteilanordnung erleichtert. R 1 hängt ebenfalls vom Transistorexemplar ab, auch dieser Wert muß also ausprobiert werden, falls kein Schwingungseinsatz erreichbar ist. Diese Audionschaltung ist gut geeignet für verschiedene Wellenbereiche. In Abb. 211 ist bereits die Ausführung für Mittel- und Langwelle angegeben. Die Abstimmung erfolgt dabei induktiv (ohne Drehko) — vgl. Abb. 160 und Seite 190 —, so daß die Materialbeschaffung leichter und billiger ist. Wie die Spule dazu beschaffen sein muß, wird anschließend erläutert.

Der Schwingkreiskondensator hat bei Induktiv-Abstimmung einen festen mittleren Wert. Für die in Abb. 211 angegebenen Spulendaten beträgt er für Mittelwelle 330 pF, für Langwelle 3,3 nF. Man kann beide Werte vorsehen (C 1, C 2 in Abb. 211) und mittels Schalter (S 1 ist der Bereichsumschalter) den C-Wert und damit den Wellenbereich wählen. Für S 1 kann ein kleiner Kippumschalter (kleinstmögliche Ausführung nehmen!) benutzt werden. Er wird dicht unterhalb der Spule angeordnet, so daß sich für C 1, C 2 (die direkt am Schalter anzulöten sind) und alle anderen Teile bis zum Kollektoranschluß des Transistors die kürzestmögliche Leitungsführung (ohne zusätzlichen Schaltdraht) ergibt. Mit etwas Geschick kann der Bereichsschalter S 1 auch als kleiner Schiebeshalter, mit dem sich zwei hinter dem Schiebeknebel angeordnete Kontaktfedern zusammen-drücken lassen, selbst gebaut werden. Weil sich ein einfacher Ein/Aus-Schalter leichter selbst herstellen läßt als ein Umschalter, kann man in diesem Fall auch C 1 (Mittelwelle) direkt an Masse anschließen und über einen Einschalter für Langwellenempfang C 2 einfach parallel zu C 1 legen. Das würde zwar bei Langwelle einen „Fehler“ von rund 10 Prozent für L 2 ergeben, aber man kann dann entweder C 2 zu 3 nF statt

3,3 nF wählen (dann ist bei LW $C_2 + C_1 = 3,3 \text{ nF}$) oder die wenigen Prozent Skalenverschiebung für Langwelle unberücksichtigt lassen.

Über C_3 kann bei zu schwachem Empfang eine kleine Außenantenne angeschlossen werden.

Bevor wir die Induktiv-Abstimmung betrachten, noch einige Hinweise für den Kurzwellenempfang. Bei Kurzwelle müssen wir auf Induktivabstimmung und mehrere Wellenbereiche verzichten. In Abb. 211 entfallen dann C_2 und S_1 ; die Spule wird fest auf der Mitte des Ferritstabes aufgewickelt. C_3 soll dann nur 10 pF haben, bei C_1 schließen wir den Abstimm-drehko (ohne Schalter direkt an Masse) an. Eine kleine Außenantenne wird für Kurzwelle meistens notwendig sein. Für den Abstimm-drehko haben wir jetzt zwei Möglichkeiten. Die bessere Möglichkeit ist, einen kleinen Kurzwellendrehko mit etwa 80 pF Kapazität zu verwenden. Falls wir dieses Bauteil nicht haben, können wir einen im Handel preiswert erhältlichen keramischen Scheiben-Trimmkondensator (mit dem Nenn-Kapazitätsbereich 15...60 pF) verwenden, dem wir einen Keramik-kondensator mit 20 pF parallel-schalten. Wir können mit dieser Ausführung die Abstimmkapazität zwischen etwa 35 und 80 pF ändern und erfassen damit gerade den Frequenzbereich von 3...7 MHz (etwa 40...80 m Wellenlänge, darin die 41-m- und 49-m-Rundfunkbänder und das 80-m-Amateurfunkband, auf dem wir häufig Sprechfunkverkehr hören können). Die Sender liegen freilich sehr dicht, so daß das Abstimmen etwas Fingerspitzengefühl – oder für mechanisch geübte Bastler: Übersetzungsgetriebe an der Drehko-Achse! – erfordert. Bei Verwendung eines Scheibentrimmers für die Abstimmung setzen wir dessen Einstellschraubenschlitz einen kleinen Achsstumpf mit möglichst großem, griffigem Drehknopf auf. Die zweite Abstimmög-

lichkeit besteht in der Verwendung eines Kleinstdrehkos für Mittelwelle, wie er für Taschenempfänger üblich ist. Da es sich hierbei um Doppeldrehkos für Super handelt, benutzen wir nur einen der beiden Statoranschlüsse. Diese Drehkos haben meist 180...200 pF, mit diesem Wert sind sie für uns geeignet. In Serie mit dem Stator schalten wir einen keramischen Kondensator mit 90...100 pF; die Serienschaltung ergibt wiederum den für unseren Kurzwellenbereich nötigen Wert. Übrigens sind diese Kleinstdrehkos auch für Mittelwellenbetrieb unserer Audionschaltungen (in allen Schaltungen dieses Buches) geeignet, wenn wir beide Statorpakete parallel-schalten und dazu noch weitere 40 pF parallellegen.

Die Spule muß für Kurzwelle und einen Ferritstab 8 mm $\times$ 100 mm insgesamt 30 Windungen (Anzapfung bei der 3. und der 10. Windung ab Masse) haben. Für Mittel- und Langwelle gelten die in Abb. 211 angegebenen Windungszahlen. Für Kurzwelle – wobei meistens ohnehin eine Außenantenne benutzt wird – kann man als Spulenkern auch einen anderen etwa 8 mm dicken und wenigstens 20 mm langen Ferritspulenkern (evtl. Bruchstück eines defekten Ferritstabes) verwenden. Die genaue Windungszahl muß dann eventuell erprobt werden. Wer bisher noch nie ein Transistoraudion gebaut hat, sollte diese Schaltung zunächst auf Mittelwelle erproben und erst, wenn alles funktioniert und einige Betriebserfahrung gesammelt ist, den Schwingkreis auf Kurzwelle ändern, weil in diesem Bereich die Einstellung von Rückkopplung und Abstimmung doch etwas Übung erfordert.

Abschließend einige Hinweise zur Induktiv-Abstimmung. Für den Mittel- und Langwellenbereich können wir diese Abstimmung sinngemäß auch in anderen Audionschaltungen (Abb. 213) anwenden, um den Drehko einzusparen. Der Drehko wird dann stets durch einen

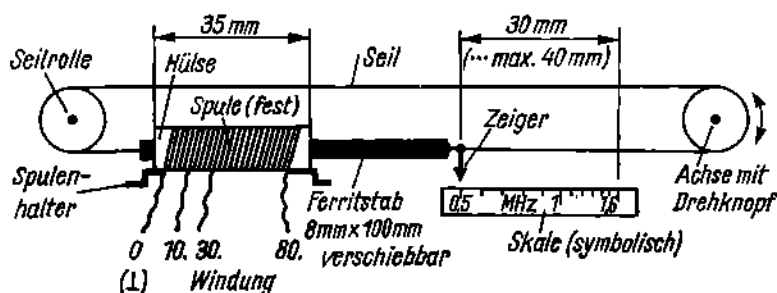


Abbildung 212

Festkondensator ersetzt (etwa 300 pF für Mittelwelle, etwa 3 nF für Langwelle, gültig für Ferritstab 8 mm × 100 mm mit 80 Windungen).

Abb. 212 zeigt das Prinzip der Induktivabstimmung als Bauvorschlag für eine mögliche Lösung. Der Ferritstab ist in der Spule verschiebbar angeordnet. Dazu wickeln wir uns zunächst aus steifem, glattem Papier einen Spulenkörper. Das Papier wird in mehreren Lagen um den Ferritstab gerollt — Breite etwa 35...40 mm bei einer Stablänge von 100 mm —, und die obersten Lagen werden mit Duosan oder Kittifix verklebt. Der Ferritstab kann vorher leicht mit Kerzenwachs eingerieben werden, damit sich die Papierhülse nach dem Trocknen gut abziehen läßt. Falls der Stab später zu stramm in der trockenen Hülse gleitet, kann man die innerste Papierlage nachträglich wieder entfernen. Die Hülse muß auch ohne Stab steif genug sein, um die Spulenwicklung tragen zu können, ohne sich dabei zu verziehen. Nachdem die Spule aufgewickelt ist (wir wickeln einlagig; Anzapfungen als verdrehte Schleife herausführen und erst zuletzt blankmachen), wird sie mit Duosan- oder Nagellackanstrich versteift und gefestigt. Zwei seitlich an die Hülse geklebte Haltewinkel gestatten die Befestigung der Spule im Gehäuse unseres Empfängers. Der Ferritstab muß in der Spule leicht gleiten und so weit verschiebbar sein, daß er in den Endstellungen gerade die ganze Hülse ausfüllt — er soll also nicht bis zur Stabmitte durch-

gleiten! — bzw. gerade noch nicht aus der Hülse herausrutscht. Mit einem an beiden Stabenden angeklebten Seilzug (Seidenfaden) und kleinen Umlenkrollen können wir den Stab durch Betätigen eines Drehknopfes (Abb. 212) verschieben (gezeichnet ist die Endstellung für die tiefste Empfangsfrequenz). Wir erreichen damit ebenso wie mit einem Drehko einen Abstimmbereich von etwa 500...1600 kHz (Mittelwelle) bzw. etwa 150...450 kHz (Langwelle). Allerdings drängt sich die Skala bei hohen Frequenzen zunehmend zusammen, ist also nicht wie bei Drehkos einigermaßen gleichmäßig — ein kleiner Schönheitsfehler der Induktivabstimmung, den wir mit unseren Mitteln schlecht beseitigen können. Wenn wir einen Seilzugantrieb ähnlich wie in Abb. 212 vorsehen, können wir an einem Ende des Ferritstabs einen kleinen Zeiger anbringen (oder die Stirnkante des Stabes selbst, hell eingefärbt, als Zeigermarke benutzen, wenn der Stabweg durch einen Gehäuseschlitz sichtbar ist!) und uns nach Fertigstellung des Gerätes selbst eine Skala zeichnen, wie das in Abb. 212 grob angedeutet ist. Im einfachsten Fall kann man auf Antriebsmechanismus und Skala (die bei Audionschaltungen ohnehin nur ungefähr stimmt) ganz verzichten und den stramm in der Spule gleitenden Stab (gut mit Wachs einreiben, eventuell bei zu locker gleitendem Stab einen Seidenfaden in die Hülse einlegen) ohne weiteres von Hand verschieben. Für Lang- und Mittelwelle reicht diese Einstellmöglich-

keit ohne weiteres aus, und der ganze Aufbau wird dadurch sehr klein und einfach (die Gehäusemaße können dann für den kompletten Empfänger kleiner sein als für den zum Teil herausragenden Ferritstab). Für Kurzweile ist die Induktivabstimmung aber zu ungenau, hier kommen wir nicht ohne Drehko mit ausreichend großem Bedienungsknopf aus.

Audion mit MOSFET

Einfache Audionschaltungen für AM-Rundfunkempfang sind beliebte Bastelobjekte und deshalb in den vorhandenen Radiobastelbüchern und einschlägigen Zeitschriften so oft beschrieben worden, daß wir hier – statt diesen vielen Beschreibungen eine weitere hinzuzufügen – eine kleine „Spezialität“ für diejenigen Bastler vorstellen wollen, die Spaß an Kuriositäten haben. Ebenso wie man früher Audionschaltungen mit Röhren aufbaute (Abb. 176), kann man das heute mit MOSFET (Abb. 136, 137) tun. Allerdings ist das gegenüber bipolaren Transistoren (Abb. 211) ungünstiger, weil man etwas mehr Bauelemente und etwas höhere Betriebsspannungen braucht und trotzdem nicht ganz die gleiche Leistungsfähigkeit erreicht wie bei Schaltungen nach Abb. 211 und ähnlichen. Aus dieser Sicht hat das MOSFET-Audion also wenig praktische Bedeutung. Man kann aber beim MOSFET das klassische Prinzip der Meißnerschen Rückkopplung (Abb. 163) gut anwenden (wegen des hochohmigen Gateeingangs bei MOSFET). Dieser Transistortyp hat ja, wie wir erfahren haben, insoweit einige Ähnlichkeit mit der Radoröhre. Man kommt also mit MOSFET zu ganz ähnlichen Schaltungen, wie sie in der Anfangszeit der Radiotechnik üblich waren! Beispielsweise ist die beim Einsatz bipolarer Transistoren notwendige Anzapfung der Schwingkreisspule – um

den Schwingkreis nicht zu stark mit dem Eingangswiderstand des Transistors zu bedämpfen (vgl. die Abb. 207, 209, 211 sowie Abb. 175) – beim MOSFET nicht notwendig.

In alten Bastelkisten oder sogar in Antiquitätenhandlungen finden sich gelegentlich noch alte Radios (Baujahre etwa 1930 bis 1955) mit vollständigen „Einkreis-Spulensätzen“ für röhrenbestückte Audionempfänger, wie sie früher sehr weit verbreitet waren. Es kann recht reizvoll sein, solche „uralten“ Radiogeräte oder auch nur ihre Schwingkreisbauelemente statt mit einer Röhre mit einem MOSFET zu betreiben und so zu einem technischen Kuriosum, einem „Oldtimer-Radio“, bestückt mit modernen Halbleitern, zu kommen. Selbstverständlich kann man geeignete Spulen auch leicht selbst anfertigen.

Abb. 213 zeigt die Schaltung eines geeigneten MOSFET-Audions. Es wurde mit einer einfachen, ebenfalls MOSFET-bestückten NF-Verstärkerstufe für Kopfhörerempfang vervollständigt, die funktionell am Punkt A beginnt. Statt dieser MOSFET-NF-Stufe kann man bei A natürlich wieder einen anderen beliebigen NF-Verstärker (z. B. entsprechend Abb. 214) nachschalten.

Die erwähnten alten Radios hatten meistens sogenannte Freischwinger-Lautsprecher (wir haben deren Prinzip bei Abb. 100 kennengelernt), die sich durch eine relativ hochohmige Erregerspule auszeichnen, wie das für Röhrenschaltungen zweckmäßig war.

Wenn wir einen solchen Lautsprecher – um das Gerät äußerlich möglichst originalgetreu zu erhalten – weiterverwenden wollen, können wir als NF-Verstärker (ab Punkt A unseres MOSFET-Audions, Abb. 213) die Schaltung aus Abb. 186 gut verwenden, indem wir den Ausgangstransformator AT in Abb. 186 weglassen und den Freischwinger-Lautsprecher anstelle der Primär-

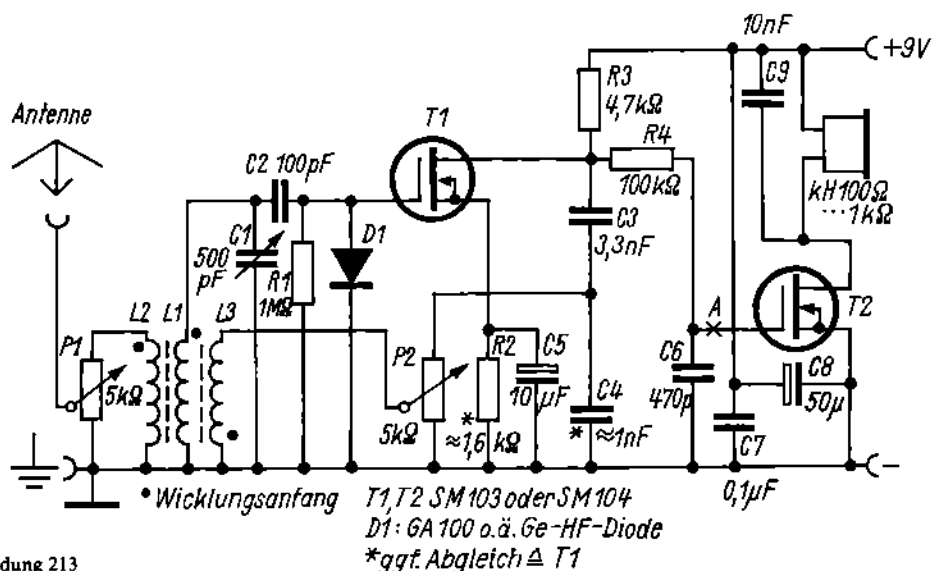


Abbildung 213

wicklung von AT direkt in den Kollektorstromkreis von T2 legen. Wir erreichen damit zwar keine sehr große Lautstärke, aber für Demonstrationszwecke genügt sie völlig. Angesichts des geringen Schaltungsaufwands und der Kleinheit moderner Bauelemente wird es im Gehäuse eines solchen alten Radios dann so „leer“, daß wir darin bequem auch noch die Batterien unterbringen können. Das MOSFET-Audion (Abb. 213) benötigt wenigstens 9 V zum Betrieb; wir verwenden dafür eine Serienschaltung aus geeigneten Batterieformen. Flachbatterien zu je 4,5 V oder Monozellen zu je 1,5 V bilden die günstigsten Lösungen. Mit dem NF-Verstärker nach Abb. 186 kombiniert, kann auch das MOSFET-Audion mit 12 V betrieben werden. Dazu vergrößern wir R3 in Abb. 213 etwas, außerdem schalten wir in die Speisespannungszuleitung des MOSFET-Audions (Anschluß +9 V in Abb. 213) noch einen Widerstand (etwa 1 k Ω) ein, der dann zusammen mit C8 (Abb. 213) als Siebglied wirkt.

Die Funktion der Audionschaltung in Abb. 213 brauchen wir nicht mehr zu erläutern, sie entspricht im Prinzip der uns bereits bekannten Röhrenschaltung

(Abb. 176). L1, L2, L3 bilden den Spulensatz, für den man einen alten Röhren-Einkreissspulensatz unverändert verwenden kann. Beim Selbstanfertigen des Spulensatzes (die Daten dafür geben wir abschließend an) den Wickelsinn beachten! Die Wicklungsanfänge sind in Abb. 213 angegeben. L1 bildet mit C1 den Schwingkreis. Abgestimmt wird mit einem Drehkondensator, der für alte Röhren-Spulensätze im allgemeinen 500 pF haben muß und deshalb ebenfalls eine „Uralt“-Ausführung sein kann. Die Antennenenergie wird über L2 eingekoppelt. Für diese Empfänger ist allerdings eine „Hochantenne“ oder ein entsprechender Behelf (langer, hoch über dem Boden ausgespannter Draht) erforderlich, wenn man auf alte Spulensätze zurückgreift. (Die heute selbstverständliche Ferritstabantenne war damals noch nicht erfunden.) Etwas ungewohnt, aber in der Zeit der Röhrentechnik üblich gewesen, ist die Regelung der Antennenenergie am Eingang mit P1. Die HF-Spannung wird am Schleifer zugeführt und je nach dessen Stellung entweder voll wirksam (P1 am oberen Anschlag) oder teilweise bis völlig kurzgeschlossen, wobei die obere Hälfte von P1 dann zu-

gleich als Vorwiderstand für L 2 wirksam wird. In dieser Schaltungsweise bleibt der Einfluß von P 1 auf die Rückkopplung und den Schwingkreis relativ gering, so daß sich mit P 1 eine Lautstärkeregelung erreichen läßt. Man kann auf P 1 auch verzichten und dann die Antenne über einen kleinen Kondensator (etwa $33 \dots 100 \text{ pF}$) direkt an L 2 ankopeln. Werden — wie später erwähnt — L 1 und L 3 auf den Ferrit-Antennenstab gewickelt, so entfallen P 1 und L 2.

Die am Schwingkreis abgegriffene HF-Spannung wird dem Gate des MOSFET T 1 zugeführt. In der klassischen Röhren-Audionschaltung hätte das Gate — das funktionell dem Röhrengitter entspricht — zur Demodulation der HF-Spannung zusätzlich eine Gleichrichterfunktion zu übernehmen. Da ein MOSFET keinen Sperrschichtübergang und sein Gate somit auch keine Gleichrichterwirkung hat (Unterschied zur Röhre!), muß diese Funktion hier zusätzlich mit der Diode D 1 (die eine Germaniumdiode sein soll) ausgeführt werden. Die Kombination T 1, D 1 wirkt dann insgesamt wie die Röhre in der früher gegebenen Beschreibung.

Ebenso wie an der Röhrenanode haben wir nun am Drain des T 1 sowohl die verstärkte HF-Spannung als auch die ebenfalls verstärkte NF-Spannung. Die NF-Spannung nehmen wir über das Siebglied R 4, C 6 (das ein Abfließen der HF über den NF-Ausgang nach A verhindert) für die bei A folgende NF-Stufe ab. Die HF wird über C 3 und C 4 (beide wirken als Spannungsteiler, wobei man C 4 durch Versuch so festlegt, daß sich für P 2 ein günstiger Einteilbereich ergibt) dem Rückkopplungseinsteller P 2 zugeführt. Über ihn gelangt die HF auf die Rückkopplungsspule L 3. Die Rückkopplung wird hier also statt mit Drehkondensator mit einem (oft leichter erhältlichen) Potentiometer eingestellt. Natürlich können wir statt C 3, C 4 und

P 2 auch den vielleicht schon vorhandenen alten Rückkopplungsdrehko benutzen (in den eingangs erwähnten „klassischen“ Radios ist er bereits vorhanden). Er wird dann direkt zwischen Drain des T 1 (Anschlußpunkt C 3) und L 3 geschaltet und soll etwa $180 \dots 250 \text{ pF}$ haben. Wie gewohnt, wird mit P 2 (oder dem Rückkopplungsdrehko) das Audion so eingestellt, daß es gerade noch nicht selbständig schwingt (pfeift) — das alles kennen wir ja schon aus der früheren Beschreibung.

In Abb. 213 erfolgt mit T 2 lediglich eine sehr einfache, für Kopfhörerbetrieb ausreichende NF-Nachverstärkung. Die in Abb. 213 mit Sternchen gekennzeichneten Werte (R 2, C 4) sind Richtwerte, die je nach MOSFET-Exemplar bei T 1 streuen können. Man ermittelt die günstigsten Werte also durch Versuch.

Falls kein Originalspulensatz für Röhrenaudions verfügbar ist, können wir L 1, L 2, L 3 auf einen handelsüblichen Ferritschalenkern selbst wickeln. Für den Schalenkern ist ein A_L -Wert um 160 am günstigsten. Der A_L -Wert ist aufgedruckt und kennzeichnet die magnetischen Eigenschaften des jeweiligen Ferritkerntyps. Statt des Ferritschalenkerns kann auch ein Ferrit-Antennenstab verwendet werden (günstige Maße: etwa 8 mm Durchmesser, $100 \dots 140 \text{ mm}$ Länge). Für beide Kernformen kann als Richtwert gelten: L 1 (bei C 1 = 500 pF) etwa 80 Windungen 0,12-CuL-Draht, zuunterst gewickelt. Darüber folgt L 2 mit etwa 30 Prozent der Windungszahl von L 1; zuoberst L 3 mit etwa $20 \dots 25$ Prozent der Windungszahl von L 1 (bei Ferritstab entfällt L 2, es sei denn, man sieht diese Wicklung zum zusätzlichen Anschluß einer Außenantenne vor). Die genaue Anzahl der Windungen hängt von T 1 und auch vom Kernmaterial der Spule ab, wir werden deshalb für L 1 die genaue Anzahl der Windungen gegebenenfalls durch Versuch ermitteln, so daß

wir mit C 1 den ganzen Mittelwellenbereich erfassen. Falls wir beim Einstellen der Rückkopplung einen ungünstigen Drehbereich für P 2 oder den dafür vorhandenen Rückkopplungsdrehko bemerken (nicht genügend „feinfühlig“ Einstellbarkeit) und sich das auch durch Ändern von C 4 nicht verbessern läßt, müssen wir die Anzahl der Windungen von L 3 nach Versuch etwas ändern. Die Schaltung nach Abb. 213 wurde zusammen mit den Originalbauteilen eines „Volksempfängers“ (Baujahr 1939) erprobt, wobei sich zeigte, daß das Gerät mit dem MOSFET-Audion nicht wesentlich anders arbeitete als mit der Original-Röhrenbestückung. Statt T 2 wurde allerdings ein mehrstufiger Transistorverstärker ähnlich Abb. 186 zusammen mit dem Originallautsprecher des Geräts benutzt.

Universeller Transistor-NF-Verstärker

Das Grundprinzip des NF-Verstärkers kennen wir bereits aus Abb. 186. Wir können einen solchen Verstärker für Lautsprecherwiedergabe sehr vielseitig verwenden; außer für ein selbstgebautes Radio beispielsweise auch zur Wiedergabe von Schallplattenaufnahmen oder für einfache NF-Mikrofonübertragungen. Soll der NF-Verstärker praktisch brauchbar sein, müssen wir – auch für Bastelanwendungen – allerdings einige Mindestanforderungen stellen, wodurch die Schaltung insgesamt doch etwas aufwendiger wird. Dazu kommt, daß wir den Verstärker – wie es der modernen Technik entspricht – „eisenlos“, also ohne Ausgangstransformator, aufbauen wollen (Ausgangstrafos sind kostspielig und nur noch selten zu bekommen, weil sie die Industrie für diesen Zweck nicht mehr benötigt), Abb. 214 zeigt die Schaltung unseres NF-Verstärkers. Für volle Lautstärke benötigt er nur etwa 0,1 V

Eingangs-NF-Spannung bei E. P 1 ist der Lautstärkesteller. Zunächst ist eine normale NF-Transistor-Vorverstärkerstufe mit T1 vorhanden, die uns nach den im Teil II dieses Buches gegebenen Beschreibungen nichts Neues bietet. Für R 1, der im Wert von den Exemplardaten des T 1 abhängt, ist nur ein Richtwert angegeben. Wir bemessen R 1 so, daß sich zwischen Emitter T 1 und Masse (parallel zu R 3, C 2) etwa 1 V Gleichspannung einstellt. Verfügen wir über kein Meßinstrument, so müssen wir R 1 nach Gehör auf geringste Verzerrungen erproben; allerdings ist die Inbetriebnahme dieses Verstärkers ohne Meßinstrument insgesamt etwas schwierig. Falls der NF-Verstärker keine so große Gesamtverstärkung benötigt und wir am Eingang wenigstens etwa 1 V NF-Spannung zuführen können, kann die ganze Vorstufe mit T 1 und allen Bauelementen (vom Schleifer P 1 bis zu C 3 und R 5) entfallen. C 3 wird dann direkt mit dem Schleifer von P 1 verbunden (in diesem Fall C 3 umpolen!). Hinter C 3 folgt der eigentliche Endverstärker (Leistungsverstärker). Seine Schaltung kennen wir in dieser Form bisher noch nicht und können sie hier auch nur kurz erläutern. Das Problem besteht darin, daß wir keinen Ausgangstransformator, jedoch einen niederohmigen Lautsprecher (z.B. von einem Transistorradio oder Taschensempfänger) verwenden wollen. Die Gentakt-Endstufe mit T 3 und T 4 hat deshalb vor allem die Aufgabe, eine niederohmige Ausgangsimpedanz am Lautsprecherausgang (hinter C 6, der Gleichspannung abriegelt) bereitzustellen und die zum Antrieb der Lautsprecher-schwingspule notwendige Leistung zu liefern.

Die Ausgangsleistung des Verstärkers liegt mit etwa 1 W in der für Transistor-Kofferradios üblichen Größenordnung; sie genügt für unsere Zwecke bei weitem und gestattet noch einen relativ einfachen

der Ausgangsspannung nachzuführen, so daß sich ein größerer Aussteuerbereich ergibt. P 2 bewirkt im wesentlichen die für T 3 und T 4 notwendige Basisvorspannung. Wenn im Takt der NF-Spannung die Spannung am Kollektor T 2 pendelt, dann pendelt damit auch die Basisspannung für T 3 und T 4 im gleichen Betrag. Wenn wir annehmen, daß am Kollektor von T 2 die Spannung ansteigt, dann steigt sie auch an der Basis von T 3 an – dieser Transistor wird also weiter geöffnet. Auf T 4 wirkt sich das aber – bezogen auf dessen Emitter! – umgekehrt aus: Da T 4 zu den anderen Transistoren komplementär ist, wird er gleichzeitig mit T 3 weiter geschlossen. Beide Transistoren wirken also zueinander entgegengesetzt. Dadurch wird am Verbindungspunkt beider Emitter (bzw. ihrer 1- Ω -Widerstände) die Spannung exakt der Kollektorspannung an T 2 nachgeführt. Wäre T 2 völlig gesperrt, so wäre auch T 4 völlig gesperrt, T 3 voll geöffnet, und die Ausgangsspannung (am Punkt C 5, C 6) hätte fast den Wert der Betriebsspannung. Anders, wenn T 2 voll durchgesteuert (seine Kollektorspannung nahe Null) ist: Jetzt wäre T 4 fast ganz geöffnet und T 3 gesperrt, die Spannung an C 5, C 6 also nahe Null. In dieser Schaltungsweise wird die Ausgangsspannung also an den Emittern von T 3, T 4 entnommen, wobei diese beiden Transistoren wie „Impedanzwandler“ wirken und insoweit vergleichsweise die Funktion des Ausgangsübertragers erfüllen. T 3 und T 4 müssen also die volle Ausgangsleistung verarbeiten (steuern) und entsprechend hoch belastbar sein. Wir versehen sie deshalb bei der Montage zur besseren Kühlung mit den handelsüblichen, auf die Transistorgehäuse aufsteckbaren Kühlsternen aus gefiedertem Alublech. Eine Spannungsverstärkung ergeben T 3 und T 4 nicht, hierfür ist (abgesehen von der Vorstufe mit T 1) allein T 2 verantwortlich. Dieser

Transistor muß natürlich ebenfalls eine Basisvorspannung erhalten. Sie wird hier über P 3 vom Ausgang her zugeführt. Damit ergibt sich eine Gegenkopplung, die die Transistor-Arbeitspunkte stabilisiert. (Das Prinzip ist ähnlich wie bei Abb. 146a erläutert und in Abb. 214 auch bei T 1, dort mit R 1, angewendet.)

Um die Wirkung dieser Gegenkopplung zu erkennen, registrieren wir zunächst, daß die Ausgangsgleichspannung (am Verbindungspunkt C 5, C 6, R 3 gegen Masse zu messen) bei unausgesteuertem Verstärker (ohne NF-Eingangsspannung) die Hälfte der Betriebsspannung – hier also etwa 4,5 V – beträgt. Um diesen Mittelwert schwankt die Spannung, wenn wir den Verstärker mit NF aussteuern. C 6 riegelt diese Gleichspannung vom Lautsprecher – der sie sonst kurzschließen würde – ab. Von dieser Spannung (etwa +4,5V) nehmen wir über P 3 die Basisvorspannung für T 2 ab. Wir wollen nun annehmen, daß durch irgendeinen äußeren Störeinfluß (schwankende Umgebungstemperatur o. ä.) der Kollektorstrom von T 2 ansteigt. Dadurch fließt mehr Strom durch R 8, womit die Basisspannungen für T 3 und T 4 zusammen mit der Kollektorspannung von T 2 absinken. Entsprechend sinkt auch die Gleichspannung am Punkt C 6, P 3 ab – damit verringert sich zugleich der über P 3 fließende Basisstrom für T 2, und das bewirkt ein Verringern des Kollektorstroms von P 2, womit der Störeinfluß ausgeglichen wird! Ebenso, wenn sich durch den Einfluß von T 3 oder T 4 die Ausgangsgleichspannung ändert: Über P 3 wird dann sofort der Basisstrom und mit ihm die Kollektorspannung (bzw. der Kollektorstrom) von T 2 so nachgeführt, daß der Störeinfluß ausgeglichen wird. Bei richtiger Einstellung sorgt diese Schaltung also über P 3 dafür, daß die Ausgangsgleichspannung stets auf dem vorge-

schriebenen Wert (der halben Betriebsspannung) bleibt.

Auf eine zusätzliche Temperaturkompensation haben wir bei dieser Endstufe aus Einfachheitsgründen verzichtet (für Industrieschaltungen wäre sie unumgänglich). Damit hätten wir nur unnötige Probleme im Abgleich und in der Materialbeschaffung (Heißleiter-Widerstand), auch würde die Schaltung und die Montage komplizierter. Wir gehen einen anderen Weg, indem wir den Ruhestrom dieser Endstufe – das ist der ständige Batteriestromverbrauch, auch wenn wir keine NF-Ansteuerung vornehmen – etwas höher wählen als es sonst üblich ist. Damit vergeuden wir zwar etwas Batteriestrom, aber diesen kleinen Nachteil nehmen wir zugunsten der Einfachheit des Verstärkers in Kauf (er spielt bei Speisung des Verstärkers aus einem Netzanschlußgerät ohnehin keine Rolle). Der Ruhestrom des Verstärkers (ohne NF am Eingang) wird in der Batteriezuleitung bei I_b gemessen. Industriegeräte mit vergleichbaren Schaltungen nehmen an dieser Stelle nur etwa $3 \dots 6$ mA auf (I_b steigt natürlich sofort auf weitaus höhere Werte, sobald wir NF verstärken!). Wir leisten uns hier etwa 16 mA. Wie wird nun der fertig aufgebaute Verstärker eingestellt? Um das genau zu machen, benötigen wir ein geeignetes Meßinstrument; eine Werkstatt oder der Physiklehrer wird es uns vielleicht leihen. Wichtig: Bevor wir die Batterie anschließen (bei I_b ist der Strommesser eingeschaltet), stellen wir P 2 auf Null (so daß die Basisanschlüsse T 3, T 4 direkt verbunden sind) und P 3 auf seinen höchsten Wert. Erst dann wird die Batterie angeschlossen! Wir stellen nun zunächst ganz langsam P 2 so ein, daß sich bei I_b ein Stromanstieg um wenige Milliampere (auf höchstens $6 \dots 8$ mA) ergibt. Nunmehr wird zunächst P 3 so eingestellt, daß zwischen Ausgang (Punkt C 5, C 6, P 3, R 10, R 11) und

Masse möglichst genau die halbe Betriebsspannung (bei 9-V-Batterie also 4,5 V) meßbar ist. Nunmehr wird P 2 auf $I_b = 16$ mA eingestellt, P 3 nochmals korrigiert, und beide Einstellungen wiederholen wir wechselseitig mehrmals, bis sich die genannten Sollwerte gleichzeitig ergeben. In dieser Stellung bleiben P 2 und P 3 stehen, sie werden später nicht mehr verstellt! Zum Schluß korrigieren wir nötigenfalls R 1 im Wert, bis sich an Kollektor und Emitter von T 1 sowie an C 4 die angegebenen Spannungen einstellen. Damit ist unser Verstärker betriebsbereit. Sein einziges äußeres Bedienorgan ist P 1 (eventuell kombiniert mit einem Batterie-Ausschalter).

Falls uns für diese erste Inbetriebnahme kein Meßinstrument zur Verfügung steht, können wir einen Behelfsabgleich so vornehmen: Bei I_b schalten wir ein Lämpchen 3,8 V/0,07 A (nur diesen Typ verwenden!) in die Batteriezuleitung ein. Mit P 2 stellen wir jetzt vorsichtig so ein, daß das Lämpchen gerade schwach glimmt. (Vorsicht – bei falscher P-2-Einstellung kann das Lämpchen durchbrennen, es schützt so aber wenigstens unsere Transistoren vor dem gleichen Schicksal!). Nun entfernen wir das Lämpchen bei I_b (diese Verbindung wieder schließen) und schalten es zwischen Punkt C 6, R 10, R 11 und Masse an. Mit P 3 stellen wir jetzt so ein, daß das Lämpchen ungefähr normalhell aufleuchtet. Nunmehr muß das Lämpchen nochmals bei I_b eingeschaltet werden; P 2 stellen wir jetzt so ein, daß das glimmende Lämpchen gerade eben verlöscht (im Dunklen kontrollieren!). P 2 wird nun nicht mehr verändert, das Lämpchen bei I_b entfernt und der Verstärker mit NF in Betrieb genommen (z. B. mit einem Plattenspieler oder dem Ausgang eines Kassettenrekorders oder einer anderen geeigneten NF-Quelle mit einwandfreiem Musikprogramm). Als letztes stellen wir P 3 nach Gehör auf geringste Verzerrun-

gen bei großer Lautstärke ein (Lautstärke mit P 1 allmählich steigern); dabei darf P 2 nicht mehr verändert werden! Mit diesem Behelfsabgleich holen wir zwar nicht das maximal Mögliche aus unserem Verstärker heraus, können ihn aber immerhin in Betrieb nehmen. R 1 müssen wir dann ebenfalls nach Gehör auf geringste Verzerrungen erproben (oder auch dafür einen Einstellwiderstand verwenden, was auf alle Fälle bequemer und auch nicht viel teurer ist). Zum Abschluß noch ein wichtiger Hinweis: Verstärker dieser Art sind ausgangsseitig nicht kurzschlußfest! Ein Kurzschluß am Lautsprecheranschluß (auch schon zu niedrige Lautsprecherimpedanz!) kann die Transistoren T 3 und T 4 gefährden. Zwar ist hier mit R 10 und R 11 eine gewisse Sicherheitsvorkehrung getroffen (R 10 und R 11 sollen beide genau gleichgroß und mit $1\ \Omega$ bemessen sein!), aber trotzdem wollen wir Kurzschlüsse am Lautsprecher Ausgang sorgsam vermeiden und nur Lautsprecher mit mindestens $6\ \Omega$ Impedanz verwenden. Höhere Werte als $6\ \Omega$ sind zulässig; sie bewirken nur einen geringen Lautstärkeverlust, keine Schäden.

Elektronikschaltungen

Blinklichtgeber

Die Funktionsweise eines Blinklichtgebers haben wir bei Abb. 202 schon beschrieben. Abb. 215 zeigt uns eine mit allen Werten zum Nachbau versehene Schaltung dieser Art. Sie eignet sich gut für allerlei Modell- und Spielzeugzwecke, aber auch für ernsthafte Anwendungen, z. B. für Warn- und Signallampen. Je nach Bedarf können wir sie (mit den dazu passenden Lampentypen wie angegeben) mit 4,5 V oder 6 V betreiben. Achtung — keine stromstärkeren Lampen verwenden, sonst werden die Transistoren überlastet! Und noch eine Warnung: Kurzschlüsse an den Lampen oder ihren Fassungen und Zuleitungen führen zur Zerstörung des Transistors! Das müssen wir also sorgsam vermeiden. Warum das so ist, erkennen wir sofort, wenn wir uns daran erinnern, daß die Transistoren hier als Schalter arbeiten und demzufolge ihre Basiswiderstände so bemessen sind, daß sie ohne den Lampenwiderstand einen vielfach höheren Kollektorstrom aufnehmen! Dazu kommt, daß die Spannung am Kollektor

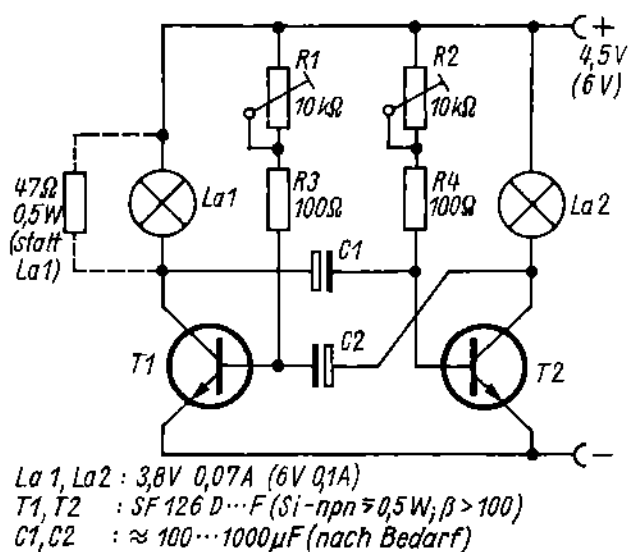
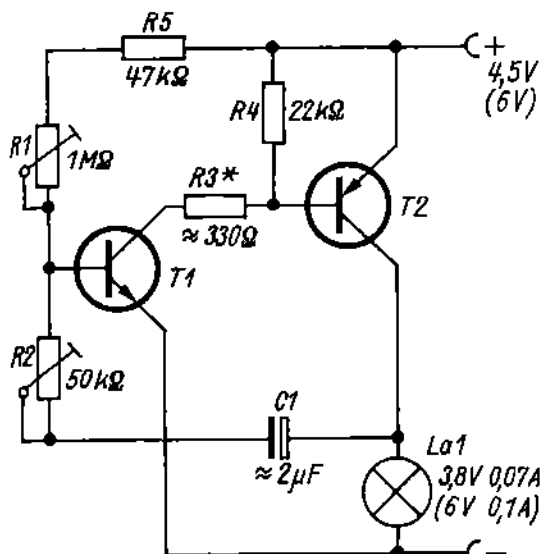


Abbildung 215

nicht Null werden kann, wenn La 1 und La 2 kurzgeschlossen ist. Es treten dann also sehr hoher Kollektorstrom und volle Kollektorspannung zugleich am Transistor auf. Beides zusammen ergibt im Transistorkristall eine so große Verlustleistung, daß der Transistor sofort zerstört wird. La 1 und La 2 in Abb. 215 leuchten wechselseitig auf. Die Leuchtdauer können wir mit C 1 und C 2 (beide dürfen ungleich groß sein, wir erhalten dann unterschiedliche Leuchtzeiten für die Lampen, was für viele Anwendungen sehr nützlich ist) nach Bedarf festlegen. Mit den in Abb. 215 angegebenen Werten ergeben sich Leuchtintervalle von etwa 1...10 Sekunden. Eine genaue Einstellung ist mit R 1 und R 2 – jeder Widerstand wirkt auf eine Lampe – möglich, wenn wir mit C 1 und C 2 die gewünschten Zeiten ungefähr getroffen haben. R 3 und R 4 haben die Aufgabe, Transistorschäden zu vermeiden (zu hoher Basisstrom!), wenn R 1 und R 2 beim Einstellen versehentlich einmal Null werden. Falls wir R 1 und R 2 als Festwiderstände vorsehen, sind R 3 und R 4 demzufolge entbehrlich. Brauchen wir nur eine Blinklampe, so kann die andere durch einen Widerstand ($47\ \Omega$ 0,5 W, gilt für beide angegebenen Betriebsspannungen) ersetzt werden, wie bei La 1 punktiert angedeutet. Die Werte für R 1 und R 2 sind etwas von den Exemplardaten des Transistors abhängig; sind R 1 oder R 2 zu klein oder zu groß, so setzt die Schaltung aus und blinkt nicht mehr. Wir müssen dann versuchsweise die Werte für R 1 und R 2 ändern.

Eine Komplementär-Blinkschaltung für nur eine Lampe zeigt Abb. 216. Wir haben sie bereits bei Abb. 206b kennengelernt. Deshalb auch hierfür nur noch die notwendigen Hinweise für das Nachbauen: Für den pnp-Transistor T 2 nehmen wir, wenn irgend möglich, einen pnp-Silizium-Typ. Ersatzweise geht auch der (veraltete) Germaniumtyp

GC 301 zu verwenden; alle notwendigen Typenangaben finden sich in Abb. 216. Wenn T 2 ein Germanium-Typ ist, müssen wir R 4 auf etwa $2,2\ k\Omega$ verringern (genauen Wert ausprobieren!), ebenso muß R 3 eventuell erprobt werden, falls die Schaltung nicht einwandfrei arbeitet. Mit C 1 setzen wir die Leuchtzeit für La 1 (nur eine der angegebenen Lampentypen verwenden!) grob fest; Feinabgleich der Blinkzeiten ist mit R 1 und R 2 (getrennt für Hell- und für Dunkelzeit) möglich. Die Grenzwerte für R 1 und R 2, innerhalb denen die Schaltung arbeitet, hängen sehr von den Exemplarwerten der Transistoren ab, deshalb sind hier Einstellwiderstände sehr praktisch (evtl. andere Werte versuchen!). Haben wir die passenden Widerstandswerte gefunden, so können wir R 1 und R 2 – wenn wir besonders klein bauen wollen – durch gleich große Festwiderstände ersetzen (dazu messen wir R 1 und R 2 nach beendetem Versuch aus, indem wir sie – ohne sie zu verstellen – auslöten und ihre eingestellten Widerstandswerte mit einem Ohmmeter oder durch Strom- und Spannungsmessung ermitteln). Bezüglich der Überlastungsgefahr von T 2 (beim Lampenkurzschluß oder falschen Lampentypen) gilt das zu Abb. 215 schon Gesagte. Der Blinklichtgeber nach Abb. 216 hat den großen Vorteil, sehr stromsparend zu arbeiten, da ja in den Dunkelpausen beide Transistoren gesperrt sind und die Schaltung dann praktisch keinen Strom aufnimmt. Durch geschickte Einstellung von R 1 und R 2 kann man ohne weiteres erreichen, daß die Lampe in großen Abständen immer nur ganz kurz – gerade erkennbar genug – aufblitzt (diese Schaltung gestattet weit größere Unterschiede zwischen der Hell- und der Dunkelzeit zu erreichen als die nach Abb. 215!). Der Batterie werden daher lediglich in größeren Abständen ganz kurze Stromimpulse entnommen, so daß der Stromverbrauch er-



T1: npn-Si (z.B. Miniplasttyp) z.B. SS 216
(SC-, SS-, SF-Typenreihen); $\beta \approx 100$
T2: pnp-Si $\approx 0,5W$, KF 517, KFY 18 o.ä.
(oder
T2: pnp-Ge $\approx 0,5W$ (GC 301 o.ä.); dann $R4 = 2,2k\Omega$!)
*) R3: Wert abhängig von T1, T2; ggf. nach Versuch
(82...820 Ω)
C1: nach Bedarf ($\approx 2\mu F$ ergibt $\approx 1Hz$)

Abbildung 216

staunlich gering bleibt. Ein Versuchsmuster dieser Schaltung, das so eingestellt war, daß die Lampe im Abstand von 5 Sekunden ganz kurz aufblitzte, nur so lange, daß sie gerade die volle Helligkeit erreichen konnte, wurde mit einer 4,5-V-Flachbatterie und einer Lampe 3,8 V/0,07 A Tag und Nacht über fast sechs Monate betrieben; erst dann war die Batterie verbraucht! Diese Schaltung eignet sich also besonders für all die Anwendungen, bei denen es auf lange Betriebszeiten und sparsamsten Stromverbrauch ankommt.

Lichtschranke und Dämmerungsschalter

Das Prinzip eines Transistor-Schaltverstärkers für eine Lichtschranke oder einen Dämmerungsschalter kennen wir schon von Abb. 196. Abb. 217 zeigt uns

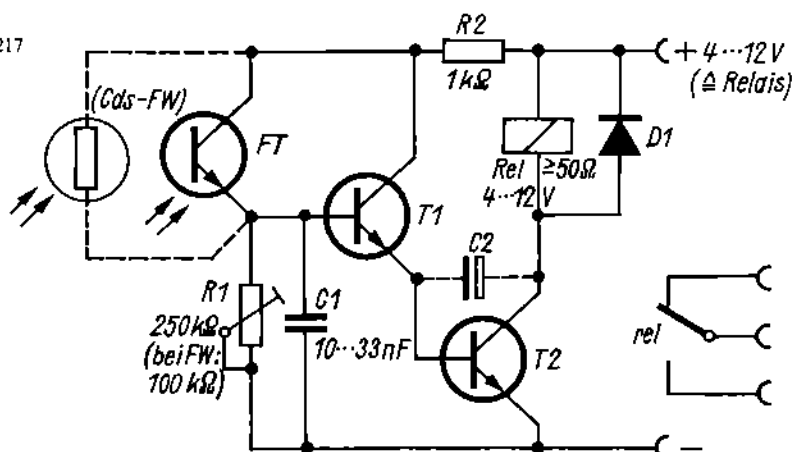
eine nachbaufähige Schaltung für solche Zwecke. Wozu ein Dämmerungsschalter benutzt wird, wissen wir bereits – aber was ist eine Lichtschranke? Sie begegnet uns beispielsweise an automatischen Rolltreppen, deren Antrieb eingeschaltet wird, wenn eine Person am Fuß der Treppe den Lichtstrahl unterbricht. Auch für Schutz- und Sicherungszwecke (Arbeitsschutzvorrichtungen!) benutzt man oftmals Lichtschranken. Sie sind dann so angeordnet, daß ein gefährlicher Maschinenantrieb (beispielsweise ein Sägegatter) abgeschaltet wird, wenn die Hand eines Arbeiters dem laufenden Maschinenteil gefährlich nahe kommt und dabei den Lichtstrahl unterbricht. In allen diesen Fällen besteht die Lichtschranke aus einer kleinen Lampe, die ständig leuchtet und einen möglichst gut gebündelten Lichtstrahl (wir verwenden dazu am einfachsten einen Taschenlampen-Hohlspiegel) quer über den vorgesehenen Auslösbereich (Rolltreppezugang; Handhabungsbereich bei Werkzeugmaschinen) sendet. Am anderen Ende ist ein Lichtempfänger angebracht, der eine Abwandlung des uns schon bekannten Dämmerungsschalters darstellt. Dort befindet sich ein lichtempfindliches Bauelement (Fototransistor oder Fotowiderstand), das entweder in einem kleinen engen Lichtschutz-Tubus (einer Röhre, die Seitenlicht abschirmt) oder – für größere Lichtweglängen – hinter einer Sammellinse angeordnet ist. Als Sammellinsen eignen sich für unsere Zwecke gut Schülerlupen oder Linsen mit einer kurzen Brennweite aus den bekannten Optik-Schülerbaukästen. Das lichtempfindliche Bauelement „sieht“ also nur den Lichtstrahl der Schrankenlampe. Zu dieser Lampe ist nichts Besonderes zu sagen, wir haben sie deshalb in Abb. 217 nicht eingezeichnet. Mit der Anordnung bezwecken wir also, daß eine Unterbrechung des Lichtstrahls durch irgendwelche Gegenstände –

dann wird es auf dem Fototransistor oder Fotowiderstand dunkler – einen Schaltvorgang auslöst. Wir verwenden dafür ein Relais, mit dessen Kontakten wir beliebige Einrichtungen ansteuern können. In Abb. 217 sind die Kontakte rel des Relais Rel deshalb nur symbolisch dargestellt, wir können sie nach Bedarf verwenden. Doch Achtung – mit den rel-Kontakten dürfen wir nur Einrichtungen mit nicht mehr als 42 V Betriebsspannung schalten; keinesfalls dürfen wir rel zum Schalten von 220-V-Netzgeräten verwenden, das ist strengstens verboten!

Wie funktioniert unsere Schaltung nach Abb. 217? Als lichtempfindliches Bauelement verwenden wir am besten einen Fototransistor (FT); auch ein Fotowiderstand (FW) – punktiert angedeutet – ist geeignet. Solange Licht auf FT fällt (von unserer Schrankenlampe, oder bei Anwendung als Dämmerungsschalter auch einfach das Tageslicht), wird der durch FT fließende Strom als Basisstrom für T1 wirksam. Am Emitter von

T1 tritt die Summe von Basis- und Kollektorstrom – also ein vielfach höherer Strom – auf, der als Basisstrom T2 ansteuert. Der Kollektorstrom von T2 bringt Relais Rel zum Anziehen. Das Relais ist also angezogen, solange Licht auf FT fällt. Fällt auf FT ein Schatten, wird dieses Bauelement sehr hochohmig, bei FT fließt dann nur noch sehr wenig Emitterstrom. Dieser geringe Reststrom („Dunkelstrom“) fließt über R1 ab und erzeugt an diesem Widerstand einen nur sehr geringen Spannungsabfall – zu wenig, um T1 und T2 noch zu öffnen. Diese Transistoren sperren nun – Relais Rel fällt ab und schaltet seinen rel-Kontakt um. Sobald wieder Licht auf FT fällt, zieht das Relais erneut an. Wir erkennen jetzt auch den Zweck von R1. Durch dessen Einstellung können wir festlegen, bei welcher Helligkeit das Relais umschaltet. Beim Dämmerungsschalter bestimmen wir damit den Dämmerungsgrad für die Umschaltung, bei der Lichtschranke richtet sich die Einstellung von R1 nach der Helligkeit der

Abbildung 217



- D1 : beliebiger Typ! (D1 entfällt, wenn C2 vorhanden)*
FT : SP 201 o.ä. Si-Fototransistor
T1 : Miniplasttyp o.ä. (npn-Si; $\beta > 100$)
(Typenreihen SC..., SF..., SS...)
T2 : SF 216 D...F ($\approx 0,5W$; $\beta \approx 100$)
C2 : siehe Text! (1...10 μF)

Schrankenlampe und der Lichtweglänge. Die übrigen Bauelemente haben Hilfsfunktionen. R 2 verhindert, daß bei sehr heller Beleuchtung des FT die Basis- und Kollektorströme für T 1 zu stark und T 1 und T 2 überlastet werden. D 1 schützt den Kollektor von T 2 gegen Spannungsspitzen, die beim Abfallen des Relaisankers in der Relaiswicklung entstehen (Selbstinduktionswirkung!). Diese Relais-Paralldiode ist in derartigen Relais-Transistor-Schaltstufen fast immer vorhanden. Beim Einbau die Polung beachten — für die an Rel liegende Betriebsspannung muß D 1 in Sperrichtung gepolt sein! Nur wenn wir C 2 verwenden — diesen punktiert gezeichneten Kondensator wollen wir zunächst als nicht vorhanden ansehen —, kann D 1 entfallen; ihre Schutzfunktion wird dann durch C 2 mit erfüllt. C 1 wäre vom Prinzip her nicht notwendig und kann, wenn wir FT oder FW mit T 1 und T 2 direkt zusammenbauen, auch entfallen. Meistens wird es aber so sein, daß wir FT (FW) an einer optisch günstigen Stelle (die vom Anwendungszweck her vorgegeben ist) montieren und dann über etwas längere Zuleitungen mit dem Schaltverstärkerteil (R 1, T 1, T 2, Rel) verbinden müssen. Wegen der sehr großen Nachverstärkung mit T 1 und T 2 (wir haben es hier mit einem zweistufigen Gleichstromverstärker zu tun) ist die Basiszuleitung von T 1 aber gegen geringste äußere Störspannungen (etwa schon von den in Wohnungen überall vorhandenen Netzleitungen herrührend) sehr empfindlich. Solche Störspannungen können zu unkontrolliertem Schalten oder ständigem Flattern (Brummen) des Relais führen. Weil es sich bei solchen Störungen um Wechselspannungen handelt, die kapazitiv in die Verbindung zwischen FT und Basis T 1 eindringen, können wir diese Störspannungen mit einem Kondensator C 1 gegen Masse ableiten. Dann sind für die Zuleitungen von FT

Leitungslängen von immerhin 2...3 m möglich, ohne daß wir mit Fehlschaltungen rechnen müssen. — Für Lichtschrankenwendungen muß das Relais schnell (auf sehr kurze Lichtunterbrechungen) reagieren — dafür machen wir C 1 nicht größer als zur Verhinderung von Störungen notwendig (was von dem Anwendungsfall und den Leitungslängen abhängt) und lassen C 2 fort. Das schnelle Reagieren des Relais bei kurzen Lichtunterbrechungen kann aber auch stören, beispielsweise bei Dämmerungsschaltern, bei denen ja nicht jeder vorüberfliegende Vogel die Schaltung auslösen darf. Hierfür können wir das Ansprechen des Relais um einige Sekunden verzögern, indem wir C 2 einfügen (sein Wert kann bei $1 \cdot 10^{-6}$ μ F und nötigenfalls weit mehr liegen, wir probieren ihn je nach Anwendungsfall aus). Auf kurze Lichtunterbrechungen unterhalb der mit C 2 festgelegten Zeitspanne reagiert das Relais dann nicht.

Für diese Schaltung gibt es viele Anwendungsmöglichkeiten. Wenn wir mit dem rel-Kontakt zum Beispiel eine Klingel betätigen, können wir mit der Lichtschranke eine fast perfekte kleine Alarmanlage aufbauen, falls wir außer FT oder FW auch die Schrankenlampe in einem kleinen Lichtabschirmtubus (im einfachsten Fall einem Pappröhrchen) so geschickt montieren, daß ihr Licht nicht sofort auffällt. Übrigens kann für solche Fälle auch eine vorhandene Raumbeleuchtung — auf die hin dann FT ausgerichtet wird — als Schrankenlampe mitbenutzt werden. Unsere Einrichtung spricht in diesem Fall auch dann an, wenn jemand die Beleuchtung unbefugt ausschaltet. Für FT können wir alle handelsüblichen Fototransistortypen (jedoch nur Siliziumtypen; die veralteten Germanium-Fototransistoren sind hier ungünstig und nur bei ausreichend heller Lichtstärke geeignet) verwenden oder auch handelsübliche Kadmiunsulfid-

Fotowiderstände (CdS-Fotowiderstände). Allenfalls müssen wir dann je nach Typ den Wert für R_1 ändern, wenn der in Abb. 217 angegebene Richtwert keinen brauchbaren Einstellungsbereich ergibt. R_1 ist in weiten Grenzen variabel; je kleiner der Wert von R_1 , eine desto höhere Lichtstärke erfordert FT oder FW, um das Relais zum Anzug zu bringen. Die Betriebsspannung für diese Schaltung können wir – entsprechend dem verwendeten Relais – zwischen 4...12 V wählen.

Feuchtemelder

Anwendungen für Feuchtemelder haben wir bei Abb. 198 schon kennengelernt; Schaltungsmöglichkeiten dafür im Prinzip bei den Abb. 196 und 197 erwähnt. Für solche Zwecke können wir die Schaltung nach Abb. 217 ebenfalls verwenden! Wir ersetzen nur FT (FW) durch die Feuchtefühler-Elektroden. C_1 sollte dann etwas größer sein (etwa $0,1\ \mu\text{F}$), R_1 kann kleiner ($100\ \text{k}\Omega$ oder erheblich weniger) werden. Das Prinzip bedarf keiner langen Erklärung mehr: Sobald Feuchtigkeit (Abb. 198: Wasser) die beiden Fühler Elektroden (statt Kollektor und Emitter des FT anzuschließen) leitend verbindet, werden T 1 und T 2 angesteuert, und das Relais zieht an. Als Fühler Elektroden eignen sich Kohlestifte aus alten Taschenlampenbatterien oder auch weiche Bleistiftminen sehr gut (Metallelektroden korrodieren bei längerer Feuchteeinwirkung zu leicht). Wenn das anziehende Relais eine Klingel einschaltet, eignet sich diese Einrichtung beispielsweise gut als Überlaufmelder an Badewannen. Im übrigen gilt alles zu Funktion und Aufbau Gesagte hier sinngemäß wie bei der Lichtschranke und dem Dämmerungsschalter.

Nun noch eine für alle diese Anwendungen nützliche Ergänzungsmöglichkeit:

In vielen Fällen (etwa bei Alarmanlagen) wird es notwendig sein, daß der ausgelöste Schaltvorgang (also entweder angezogenes oder – bei Alarmlichtschranken – abgefallenes Relais) auch dann weiter bestehen bleibt, wenn der Lichtweg wieder frei und FT beleuchtet ist. Wir verwenden dann eine sogenannte Selbsthaltungsschaltung. Sie ist in Abb. 217 ganz einfach zu ergänzen: Alle üblichen Relais haben mindestens zwei getrennt verwendbare Umschaltkontakte; wir haben mit rel hier nur einen gezeichnet. Den anderen Kontakt setzen wir für die Selbsthaltung ein. Wenn wir erreichen wollen, daß das abfallende Relais abgefallen bleibt, so legen wir den zweiten Relaiskontakt einfach in Serie mit der Batteriezuleitung – das abfallende Relais schaltet dann die Batterie ab und kann nicht von selbst wieder anziehen! Um das Anziehen zu ermöglichen, können wir diesem Kontakt einen Drucktaster parallelschalten, mit dem wir den Alarmzustand von Hand aufheben (das Relais zum Anzug bringen) können. – In anderen Fällen werden wir die umgekehrte Funktionsweise benötigen: Das angezogene Relais soll nicht von allein wieder abfallen. Das erreichen wir, indem wir den zweiten Relaiskontakt parallel zu Kollektor und Emitter von T 2 so anschließen, daß er bei anziehendem Relais schließt und die Kollektor-Emitter-Strecke des T 2 überbrückt. Das Relais kann dann, sobald es einmal anzog, nicht von allein wieder abfallen. Wir erreichen dies nur von Hand durch kurzes Aus- und Einschalten der Batteriespannung. Mit der Selbsthaltungsschaltung können wir also in allen vorangehend beschriebenen Anwendungen erreichen, daß schon ganz kurze Signalgabe einen bleibenden Schaltzustand bewirkt. Diese Sache ist so einfach, daß wir sie in Abb. 217 nicht mit eingezeichnet haben. Für bestimmte Anwendungen des Feuchtemelders – vor allem, wenn wir

es mit geringer Feuchte zu tun haben oder möglichst sparsamen Stromverbrauch verlangen — ist die Schaltung nach Abb. 217 weniger günstig. Für diese Zwecke eignet sich der im folgenden Abschnitt beschriebene Signalbaustein besser.

Ein Universal-Signalbaustein

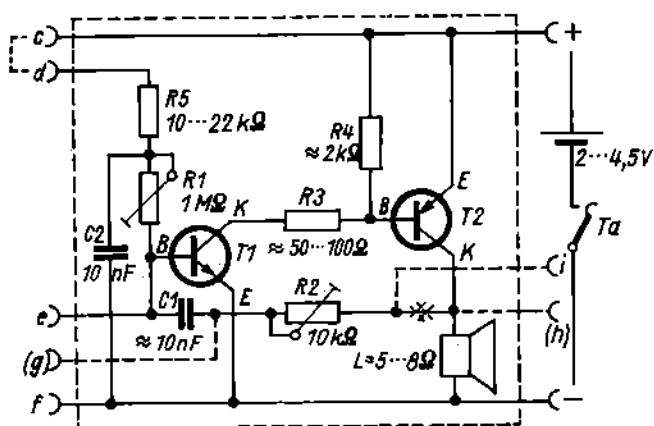
Viele interessante und nützliche Überwachungs- und Meldevorrichtungen lassen sich mit Hilfe elektronischer Bauteile verwirklichen. Wir wollen zunächst einen einfachen „Baustein“ beschreiben, den wir für die in den weiteren Abschnitten genannten Anwendungen und auch für die elektronische Notentafel (Seite 309 f; Abb. 224) vielseitig einsetzen können. Deshalb wird dieser Baustein eine Anzahl von Anschlüssen haben, von denen je nach Verwendungszweck immer nur einige benutzt werden. Damit lassen sich Funktion und Verhalten des Bausteins ändern, ohne daß wir ihn jedesmal umbauen müssen.

Wir fertigen diesen Baustein am besten wieder auf der schon früher erwähnten Lochrasterplatte oder einer Grundplatte aus starker Pappe an, die wir überall dort, wo wir Anschlußdrähte der Bauteile hindurchführen wollen, mit kleinen Löchern versehen. Die Bauteile verbinden wir dann unterhalb der Pappe. (Auf sichere, feste Verbindungen achten, sorgfältig löten! Vorsicht vor Kurzschlüssen, blanke Drähte isolieren und besonders auf Leitungskreuzungen achten!) Dadurch werden die Bauelemente bereits einigermaßen fest sitzen. Wo nötig, legen wir sie oberhalb der Pappe noch mit einigen Tropfen Alleskleber fest, sobald der Aufbau fertig ist und funktioniert.

Für die Pappe genügt eine Grundfläche von 4 cm × 5 cm; wer geschickt ist, kann den Baustein noch erheblich klei-

ner aufbauen. Ob wir ihn mit einem Gehäuse versehen (Plastdose oder Pappschachtel), und wenn ja, welche Form es bekommen soll, richtet sich nach dem jeweiligen Verwendungszweck des Bausteins. Für die Anschlüsse der Leitungen — sie sind in allen folgenden Bildern mit Kleinbuchstaben (a...i) bezeichnet — verwenden wir am Rand der Grundplatte Schrauben mit Gegenmutter. Unter jeweils eine zweite Gegenmutter klemmen wir dann bei Bedarf die äußeren Anschlußleitungen.

Der Baustein ist seiner Funktion nach ein spezieller Tongenerator. Wir kennen sein Funktionsprinzip schon aus Abb. 206b. Abb. 218 zeigt die Schaltung (der Lautsprecher L ist zur besseren Übersicht mit innerhalb des Generators gezeichnet; praktisch wird er aber über die Klemmen h und — außen angeschlossen, wie die folgenden Bilder teilweise zeigen). Abb. 219 bringt einen Vorschlag für eine mögliche Anordnung der Einzelteile auf der gelochten Grundplatte. Die punktiert gezeichneten Verbindungen verlaufen unterhalb der Platte. Die Batterie (je nach Anwendung 2...4,5 V) wird stets bei + und — angeschlossen, eventuell je nach Verwendung über einen Taster oder Schalter Ta (Abb. 218). Als Lautsprecher nehmen wir einen der für Bastelzwecke billig im Handel erhältlichen Kleinstlautsprecher für Transistorradios, dessen Widerstand mindestens 5 Ω , am günstigsten etwa 8 Ω betragen soll. Die in Abb. 218 punktiert gezeichneten Verbindungen zu den Anschlußklemmen g und i benötigen wir nur, wenn wir auch die im folgenden beschriebene elektronische Notentafel (Abb. 224) bauen wollen; dann wird R 2 rechts nur an i angeschlossen, und die punktiert durchkreuzte Verbindung entfällt. Falls wir die Notentafel nicht vorgesehen haben, können g, i entfallen, R 2 wird dann im Baustein direkt mit L und dem Kollektor K von T 2 verbunden.



- C1: je nach gewünschter Tonhöhe*
R2: Tonhöhe fein
R1: Funktion siehe Beschreibung
Für Erprobung: c-d verbinden,
i-h verbinden, e, f, g nicht
anschießen
(Wenn Anschluß i vorgesehen wird,
Verbindung ~~XX~~ weglassen!)
- T1: npn Siliziumtransistor*
100...600 mW
(Basteltyp, z.B. SF 126,
SF 216 o.ä. auch Mini-
plasttyp)
T2: pnp-Germanium-Basteltyp
400 mW, z.B. GC 301 o.ä.
oder pnp-Siliziumtyp
≈ 400 mW, z.B. KF 517
KFY 18 o.ä., (dann R4 ≈ 22kΩ)

Abbildung 218

Wir können den Baustein mit dem Lautsprecher L auch fest zusammenbauen, da er ohnehin immer gebraucht wird. Deshalb ist er in Abb. 218 mit innerhalb des Bausteins angedeutet und in den späteren Bildern zum Teil nicht extra gezeichnet (dort gilt er dann als im Baustein vorhanden). Zunächst bauen wir die Schaltung nach den Abb. 218 und 219 auf und erproben sie. Das muß mit Geduld und Sorgfalt geschehen. Diese Spezialschaltung ist zwar sehr vielseitig verwendbar und — wenn sie erst einmal arbeitet — auch sehr betriebssicher, doch ist sie erheblich von den Eigenschaften der verwendeten Transistoren abhängig, wie wir das zuvor schon bei ähnlichen Schaltungen erwähnt haben. Deshalb werden wir einige Widerstandswerte eventuell ausprobieren und etwas ändern müssen. Dazu einige Hinweise: Zur ersten Erprobung ist der Lautsprecher angeschlossen; die Klemmen c—d

werden verbunden, h—i ebenso (sofern Klemme i vorgesehen ist). Klemmen e, f, g bleiben offen. Nun werden R 1 und R 2 wechselseitig eingestellt, bis sich ein kräftiger Ton ergibt. Die Widerstände haben Einfluß auf die Tonhöhe und den Klangcharakter. Wir belassen beide etwa in der Mitte des Drehbereichs, in dem eine Tonerzeugung zustande kommt. Ist dieser Drehbereich sehr gering oder kommt trotz einwandfreier Verbindungen (nachprüfen!) gar kein Toneinsatz zustande, so können die Transistoren ungünstige Exemplardaten haben. Wir verändern dann R 3 versuchsweise etwas im Wert (aber nicht weniger als 33 Ω für R 3 wählen!); möglicherweise ist für R 3 dann auch ein höherer Wert (200...500 Ω) notwendig. R 4 und R 5 sind dagegen im Wert ziemlich unkritisch. Für die Tonhöhe ist außer R 1 und R 2 vor allem C 1 ausschlaggebend. Diesen Kondensator können wir in weiten

Grenzen ändern: kleinere Werte ergeben einen höheren Ton, bis zu hellem Pfeifen; größere Werte bewirken einen schnarrenden Ton (günstig für Signalanwendungen). Falls wir den Baustein später auch für die elektronische Notentafel verwenden wollen, wählen wir C 1 so, daß sich zusammen mit der Einstellung von R 1 und R 2 ein einigermaßen angenehmer Ton (dem Kammerton a¹ angenähert, Frequenz ungefähr 440 Hz) ergibt. Mit dem in Abb. 218 für C 1 angegebenen Wert wird das in etwa erreicht. Für eine vielseitige Verwendbarkeit ist bei R 1 und R 2 ein möglichst großer Drehbereich, in dem ein Ton entsteht, bedeutsam. Beim Aufbau achten wir darauf, daß der Einstellwiderstand R 1 auch später noch zugänglich ist, denn je nach Anwendungszweck des Bausteins muß dieser Widerstand ab und zu nachgestellt werden.

Wir erproben den Generator am besten mit einer 4,5-V-Batterie. Wenn alles in Ordnung ist, muß er – notfalls durch geringes Nachstellen von R 1 – dann auch schon mit geringeren Batteriespannungen (ab etwa 2 V) arbeiten. Der kleine Baustein erzeugt einen recht kräftigen, weit hörbaren Ton und verbraucht sehr wenig Strom.

Wir können den fertigen Baustein bereits als Morseübungsgerät benutzen. Ta ist dann unsere Morsetaste.

Hier einige Anwendungsbeispiele für den Baustein:

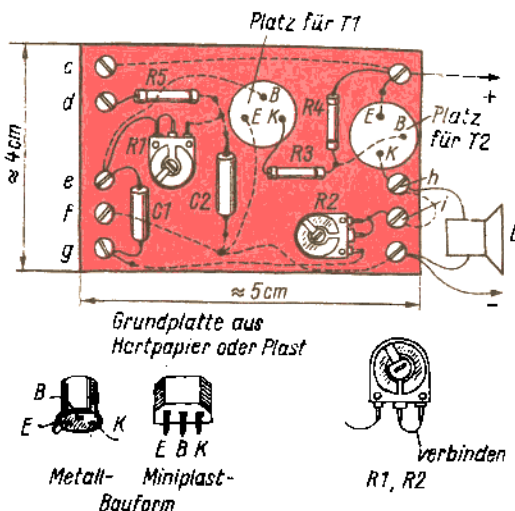


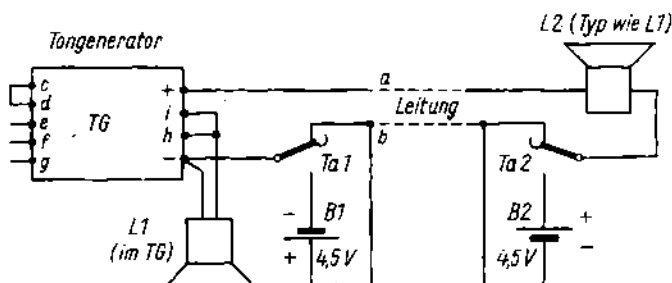
Abbildung 219

Anwendung: Morseverbindung

Eine Morseverbindung in beide Richtungen benötigt zwei Morsetasten und einen zweiten Kleinstlautsprecher für die Gegenstelle. Damit wir mit einer zweidrähtigen Leitung zur Gegenstelle auskommen, benutzen wir die Schaltung nach Abb. 220a. Als Morsetasten brauchen wir Umschalttasten, die wir selbst bauen können. Abb. 220b gibt einen Aufbauvorschlag dafür.

Morsetaste Ta 1 und Batterie B 1 gehören zusammen mit dem Tongeneratorbaustein TG zu unserer Morsestelle. (Den Tongeneratorbaustein werden wir hier wie in den folgenden Anwendungsbeispielen nur noch als Baustein mit seinen Anschlußbezeichnungen darstellen: Im Baustein TG befindet sich also stets

Abbildung 220 a



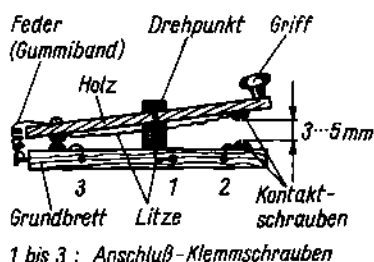


Abbildung 220 b

die Schaltung nach Abb. 218). Die Gegenstelle besteht aus Ta 2, ihrem Lautsprecher L 2 (wir verwenden den gleichen oder einen ähnlichen Typ wie im TG als L 1 benutzt) und Batterie B 2. Beim Anschluß der Batterien Polung beachten! Sie ist in der Gegenstelle umgekehrt! B 1 liegt mit Plus an Leitung b, B 2 mit Minus an Leitung b. Betätigen wir eine der Tasten, wird der Ton in beiden Lautsprechern hörbar. Arbeitet der TG hierbei nicht sofort, kann das am zusätzlichen Einfluß von L 2 liegen. Eventuell muß dann R 1 im TG etwas nachgestellt werden. Abb. 220c zeigt das international gültige Morsealphabet.

Anwendung: Feuchtemelder

Der Baustein eignet sich gut zum Nachweis geringer Feuchte. Abb. 221 zeigt die Anschlußweise für einen Feuchtemel-

der (der Lautsprecher ist hier nicht eingezeichnet; er befindet sich im TG oder außen an dessen Anschlüssen h). Das Prinzip ist einfach: In einem beliebigen kleinen, mit Wasser gefüllten Behälter sind voneinander isoliert zwei Graphitminen eingesetzt, die in das Wasser tauchen (Graphit aus weichen Bleistiften eignet sich dafür sehr gut; gegenüber Metallelektroden haben sie den Vorteil, vom Wasser nicht angegriffen zu werden; für Versuche tun es aber auch zwei Kupferdrähte). Solange das Wasser eine elektrisch leitende Verbindung zwischen den Graphitelektroden herstellt, schweigt der Lautsprecher. Fehlt das Wasser oder reichen die Minen nicht mehr bis in die Flüssigkeit, wird das Tonsignal ausgelöst.

Der Stromverbrauch ist bei fehlendem Ton sehr gering; eine Taschenlampenbatterie ermöglicht mehrere hundert Stunden Dauerbetrieb! Ein weiterer Vorteil: Der Stromfluß zwischen den Graphitminen bleibt äußerst gering, wodurch sonst mögliche Auswirkungen auf die Flüssigkeit (elektrolytische Zersetzung; vgl. Abb. 5) hier nicht zu befürchten sind. Deshalb und weil schon geringe Feuchte den Ton verstummen

Das Morsealphabet

A . —	J . — — —	S ...	1 . — — — —
B —	K — . —	T —	2 . . — — —
C — . — .	L . — . .	U . . —	3 . . . — —
D — . .	M — — —	V . . . —	4 —
E .	N — .	W . — —	5
F	O — — —	X — . . —	6 —
G — — .	P . — . .	Y — . — —	7 — — . . .
H	Q — — . —	Z — — . .	8 — — — . .
I . .	R . — .		9 — — — — .
			0 — — — — —
			Punkt
			Komma — — . . .
			?
			Ch — — — — —

Abbildung 220 c

Ä . . . — Ö — — — . Ü . . — —

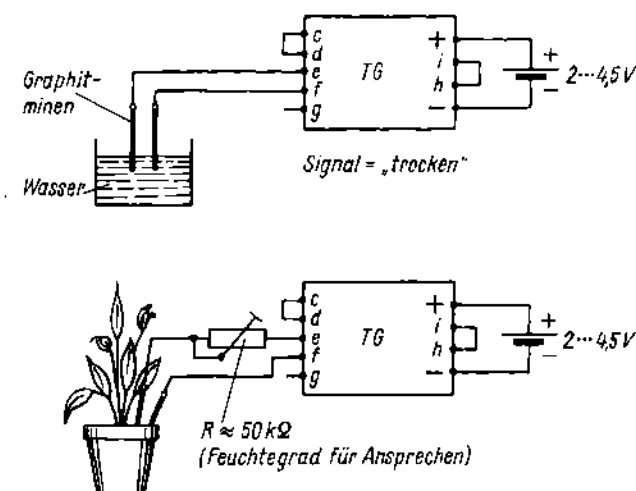


Abbildung 221

läßt, eignet sich diese Einrichtung gut als Pflanzenwächter (Abb. 221, unten): Die beiden Graphitminen werden etwa 20 mm voneinander entfernt tief in die Erde eines Blumentopfes oder Blumenbeetes gesteckt. Damit das Gerät nicht erst anspricht, wenn die Pflanze schon vertrocknet ist, sondern bereits bei einer geringen Restfeuchte, ist zusätzlich ein Einstellwiderstand R vorgesehen, den wir am Anschluß e des TG anbringen. Ihn stellen wir so ein, daß der Tongenerator noch schweigt, wenn die Pflanze normal feucht ist, der Ton aber schon einsetzt, wenn die Erde das für die Pflanze kritische Maß an Trockenheit erreicht hat.

Wichtig für die Funktion: Zuerst R im TG so einstellen, daß der TG bei ausreichend feuchter Erde schweigt! Erst danach wird R (Abb. 221, unten) eingestellt, falls der Generator bei zu trockener Erde noch nicht ertönt.

Die Schaltung nach Abb. 221 kann übrigens auch für mehrere Blumentöpfe verwendet werden und in der Anordnung von Abb. 221, oben, auch für Hydrotöpfe. Bei der Mehrfachanwendung werden die Elektroden jedes Topfes in Reihe geschaltet – von der Elektrode des ersten Topfes zum nächsten, von des-

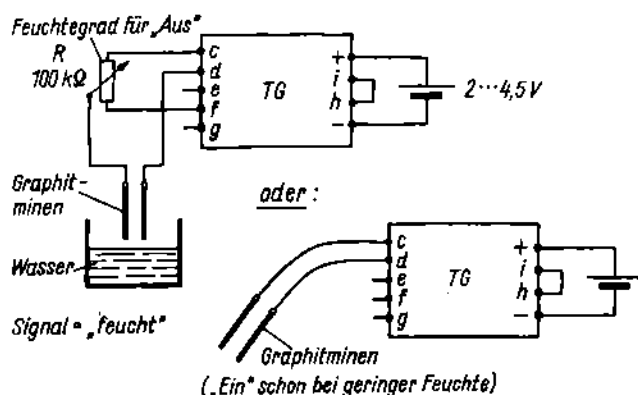
sen zweiter Graphitmine zum dritten Topf usw.; die „äußeren“ Minen des ersten und letzten Topfes werden dann wie in Abb. 221 angeschlossen.

Anwendung: Wasserstandmelder

Soll ein bestimmter Wasserstand signalisiert werden – zum Beispiel in der Badewanne, um ein Überlaufen zu vermeiden –, gilt die Anschlußweise nach Abb. 222. Dabei trennen wir die sonst immer vorhandene Verbindung $c-d$ auf und schließen an dieser Stelle die Elektroden an (je nach Anwendungszweck Graphitminen, Kontakte oder dergleichen), Klemmen $e-f-g$ können dabei frei bleiben (Abb. 222, unten). Dann allerdings reagiert das Gerät schon bei sehr geringer Feuchte; die Berührung der Elektroden mit dem leicht angefeuchteten Finger genügt, um das Tonsignal auszulösen. Voraussetzung ist auch hier wieder die richtige Einstellung von R im TG (Abb. 218); sie wird eventuell etwas anders sein als die bei den Anwendungen nach Abb. 221 gefundene.

Wir installieren den Wasserstandmelder, indem wir die durch ein kleines Plastisoliertstück gehaltenen Graphitelektroden kurz vor dem oberen Rand der Wanne befestigen. Damit nicht bereits ein ein-

Abbildung 222



zelner verspritzter Wassertropfen, Dampf oder Kondenswasser das Signal auslösen, verwenden wir einen zusätzlichen Einstellwiderstand (R in Abb. 222, oben), den wir direkt an den Klemmen c und f des TG anordnen. Die Elektroden werden nun zwischen den Mittelschlüssel von R und der Klemme d angeschlossen. R (Abb. 222) und R 1 im TG (Abb. 218) stellen wir wechselseitig ein, bis der Tongenerator nur dann Signal gibt, wenn die Elektroden wirklich Berührung mit dem zu kontrollierenden Wasserspiegel haben.

Die Elektronenorgel

Im vorigen Kapitel haben wir den Bau eines Universal-Signalbausteins für Tonerzeugung beschrieben (Abb. 218 und 219). Dieser Tongenerator TG hat den Vorteil, daß sich seine Tonhöhe ohne Schwierigkeit ändern läßt. Für die acht Grundtöne einer Oktave gelingt das schon durch Regulierung des Widerstands R 2 (Abb. 218). Wenn wir R 2 aus dem Baustein herausverlagern und mehrfach vorsehen, können wir auf recht einfache Weise das Grundmodell einer „elektronischen Orgel“ gewinnen. Freilich hat ihr Klang nichts mit einer Orgel oder einem anderen Musikinstrument üblicher Art gemeinsam. Er hört

sich aber recht originell an und genügt vollauf für das Zustandebringen einfacher Melodien.

Haben wir den Baustein TG aufgebaut und uns von seiner einwandfreien Funktion überzeugt, können wir ihn zu einer einfachen „Orgel“ erweitern (Abb. 223). Die Verbindung h—i am TG wird jetzt aufgetrennt (der Lautsprecher ist im oder am TG wie gewohnt angeschlossen, vergleiche Abb. 218!) und im TG der Widerstand R 2 dadurch stillgelegt. Ihn sehen wir jetzt außerhalb des TG vor, und zwar achtfach, entsprechend den acht vorgesehenen Grundtönen. Die Aufgabe von R 2 im TG übernimmt jetzt — je nachdem, welche „Klaviatur“-Taste (Ta 1...8) wir drücken — einer der Widerstände R_c...R_h, R_c. Alle in Abb. 223 punktiert gezeichneten Verbindungen sowie S 1, Cz, R_s lassen wir zunächst einmal weg; ihr Zweck wird später erklärt. Für die Klaviatur schrauben wir acht einfache kleine Puppenstuben-Klingelknöpfe nebeneinander. Wir können uns aber auch eine echte Tastatur selbst herstellen, indem wir sie aus einem alten Spielzeuginstrument ausbauen und unter den Tasten kleine Federblechkontakte anbringen, oder wir verwenden — sehr günstig — Weichenstellasten von Modelleisenbahnen, die es unter anderem auch achttellig zu kaufen gibt. Wir wählen eine Ausführung mit großflächigen

gen Tasten, die äußerlich einer Klaviatur ähnlich ist. Drückt man eine der Tasten, so wird der zugehörige Einstellwiderstand an den TG statt des dortigen R 2 angeschlossen. Damit setzt die Tonerzeugung ein. Wir stellen nun die Widerstände $R_c \dots R_h$, R_c (dazu verwenden wir ebensolche Kleinstpotentiometer wie für R 2 im TG) nach Gehör etwas verschieden ein, so daß die Tonhöhe bei jeder Taste verschieden ist. Durch sorgfältiges Einstellen wird unsere „Orgel“ Taste für Taste und Ton für Ton „gestimmt“. Voraussetzung ist allerdings, daß wir die Tonhöhe erst einmal mit R 1 im TG (notfalls sogar durch Ändern des dortigen C 1) ungefähr im richtigen Bereich haben, sonst reicht der Einstellbereich bei den ersten oder letzten Reglern unserer Klaviatur nicht mehr aus!

Weil die Tonhöhe auch etwas vom Alter der Batterie abhängt und ein klein wenig sogar von der Temperatur der Umgebung, erscheint es zweckmäßig, wenn wir zusätzlich eine Möglichkeit vorsehen, die ganze Tonlage unseres Instru-

mentes zu verschieben. Wir brauchen dann nicht jedesmal alle Tastaturregler einzeln nachzustellen. Hierfür können wir am TG die Verbindung c–d auftrennen und dort einen Einstellwiderstand R_s (punktiert gezeichnet) anschließen. Für ihn verwenden wir ein normalgroßes Potentiometer mit Drehachse und passendem Einstellknopf, das wir im Gehäuse unserer Orgel neben die Tastatur montieren, so daß wir die Tonlage des ganzen Instruments jederzeit nachstellen können. Die Einzeltöne ändern sich untereinander kaum, wenn die Batterie altert. Es ist lediglich R_s an unserer Orgel von außen zugänglich, an die einzelnen Tasten-Regler und an R 1 im TG brauchen wir nicht mehr heranzugehen, wenn das Instrument einmal richtig gestimmt wurde.

Noch zwei weitere Ergänzungen können wir wahlweise vorsehen: Wenn wir einen Schalter S 1 anordnen, mit dem sich zwischen den TG-Klemmen e und g ein Hilfskondensator C_z anschließen läßt, dann können wir beim Spielen sogar die

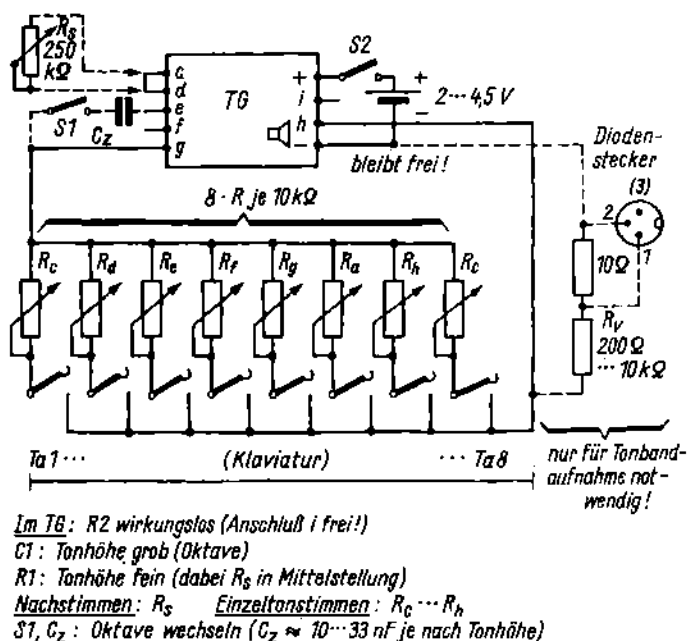


Abbildung 223

Oktave wechseln! Wenn S 1 geschlossen ist, spielt das Instrument gegenüber seiner ursprünglichen Stimmung insgesamt eine Oktave tiefer. Damit haben wir alle notwendigen Töne beisammen, um einfache Melodien spielen zu können. Wer das ernsthaft betreiben will, dem sei dazu noch ein Tip gegeben:

Die für kritische Ohren ausreichend genaue Umschaltung auf eine Oktave tiefer klappt (ohne das beim Spielen lästige Nachstellen von Rs, wenn S 1 umgeschaltet wurde) nur dann, wenn der Wert von Cz exakt dem Wert des für C 1 im TG eingesetzten Kondensators entspricht. Cz muß also genau gleich C 1 sein. Leider haben handelsübliche Kondensatoren immer gewisse herstellungsbedingte Toleranzen; diese kleinen Wertabweichungen sind schon als ungenaue Tonlage merkbar. Man kann das mit Rs ausgleichen, aber wenn wir einen weiteren Einstellregler aufwenden und ihn in Serie mit S 1 und Cz einschalten, lassen sich mit ihm die Kondensatortoleranzen ausgleichen. Dieser (nicht eingezeichnete) Einstellregler in Serie mit S 1 und Cz (Wert etwa $1 \cdot \cdot \cdot 5 \text{ k}\Omega$) wird einmalig so eingestellt, daß der Ton beim Schließen von S 1 (ohne Nachstellen von Rs) tatsächlich eine Oktave tiefer liegt. Schließlich ist in Abb. 223 noch eine Ergänzung angegeben, die es gestattet, unsere selbstgespielten Melodien auf Tonband aufzunehmen, sogar ohne Mikrofon, weil wir ja elektrische Schwingungen erzeugen, die erst unser Lautsprecher im TG hörbar macht. Wir greifen die elektrischen Schwingungen unseres Generators parallel zum Lautsprecher ab, also zwischen den Klemmen – und h am TG, und führen sie über Anpaßwiderstände einem Diodenstecker zu. Dieser Stecker (Abb. 223, rechts) wird über ein kurzes Stück handelsüblichen Diodenkabels angeschlossen; in unserem Fall genügt bei Leitungslängen bis zu etwa 1 m sogar normale Litze, wie wir sie

für Schwachstromleitungen verwenden. Sie muß nicht unbedingt abgeschirmt sein. Einen zu allen Tonbandgeräten passenden Diodenstecker erhalten wir im Handel. Den Wert des Widerstandes Rv probieren wir aus, er hängt vom Typ des Tonbandgerätes ab und davon, ob wir an diesem den Anschluß für Mikrofon oder den für Rundfunkgeräte benutzen; beides ist mit passend ausprobiertem Rv möglich. Rv ist richtig bemessen, wenn wir unseren Orgelton am Tonbandgerät mit annähernd normaler Aussteuerung aufnehmen können, also etwa in der Stärke wie Rundfunksendungen. Übrigens können wir das Tonbandgerät nicht beschädigen, wenn wir es mit unserer Orgel verbinden, auch dann nicht, wenn wir etwas falsch gemacht haben. Schlimmstenfalls kommt keine Aufnahme zustande.

Das vom Diodenstecker kommende Kabel führt in das Gehäuse unserer Orgel, wo auch Rv und der $10\text{-}\Omega$ -Widerstand untergebracht sind. (Im Stecker die Stifte 1 und 2 benutzen, Stift 3 bleibt frei; Lage wie in Abb. 223 gezeichnet – von hinten auf Lötösen des Steckers gesehen.)

Solche Basteleien sind keine bloße Spielerei, denn das Gerät eignet sich gut für musikalische Übungen, und Tonbandaufnahmen ermöglichen die Eigenkontrolle. Dieses elektronische Instrument ist freilich kein Objekt für Bastelanfänger, wer aber schon einige einfachere Geräte aus diesem Buch erfolgreich nachgebaut hat, kann sich getrost an sein kleines Meisterwerk, die Orgel, wagen. Auch die Sparsbüchse wird dabei nicht hoffnungslos überfordert: Alle Teile (Material der Abb. 218 und 223) kosten – wenn wir auf die verbilligten Bastlerbauteile zurückgreifen – kaum mehr als 25 bis 30 Mark. Dabei ist zu bedenken, daß sich der TG vielseitig verwenden läßt; zuvor hatten wir schon eine Reihe von Möglichkeiten genannt, und eine

weitere, die „elektronische Notentafel“, wollen wir anschließend vorstellen. Es handelt sich dabei um eine Abwandlung unserer Orgel.

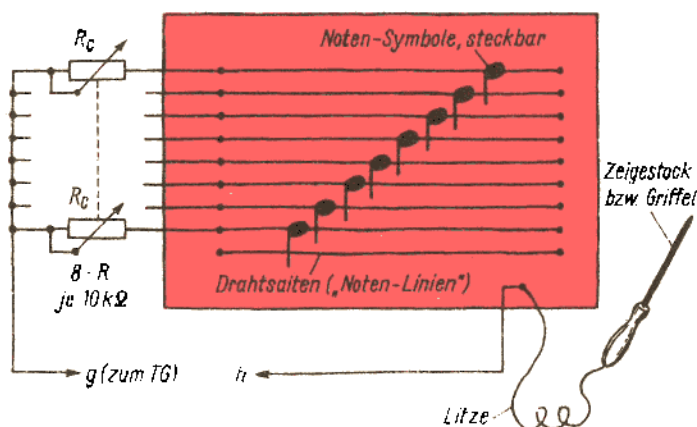
Zuvor einige Aufbauhinweise zur Orgel: Den TG-Baustein haben wir als kleine Baugruppe vor uns. Wir bauen oder beschaffen uns nun ein kleines flaches oder pultförmiges Gehäuse, das auf dem Tisch stehen kann und auf dessen Oberseite wir die Tastatur anbringen. Sie bestimmt die Gehäusegröße. Darüber finden Rs und – wenn vorhanden – S 1 ihren Platz; auch den Batterie-Einschalter S 2 wollen wir nicht vergessen. Im Gehäuse ist dann genug Platz für den TG und die Batterie sowie für eine kleine Montageleiste, auf der direkt unter der Tastatur die Einstellwiderstände Rc ··· Rh, Rc angeordnet werden. Sie sind zum Stimmen der Orgel durch die abnehmbare Bodenplatte zugänglich. Für den TG-Lautsprecher sehen wir an der Gehäusesseite eine kleine verkleidete Schallöffnung vor. Zweierlei ist allerdings wichtig, wenn wir Freude an unserem Instrument haben wollen: Zuverlässige Verbindungen (das bedeutet: nur Lötverbindungen) und möglichst kurze Leitungsführungen. Vor allem die Leitungen von Klemme h zu den Tasten und von diesen zu den Einstellreglern und zurück zu Klemme g des TG halten wir sehr kurz, ebenso die Verbindungen zu

Cz, S 1 und Rs. Die Anschlüsse am TG sollten wir aber vielleicht auch dann, wenn wir alle Verbindungen in der Orgel und im TG löten, als Klemmschrauben vorsehen; dann bleibt der TG jederzeit herausnehmbar und auch für andere Zwecke verwendungsfähig.

Die elektronische Notentafel

Die „elektronische Notentafel“ ist besonders für Notenübungen geeignet und auch als lustiges kleines Spielzeug verwendbar. Sie funktioniert wie die Orgel, aber statt der Klaviatur verwenden wir jetzt metallene „Notenlinien“ und metallene Notensymbole, die wir mit einem Zeigestock antasten. Abb. 224 zeigt die Ausführung. Als Notentafel verwenden wir ein Grundbrett beliebiger Größe, das wir stramm mit Kupferdrähten oder besser noch mit Bronzedrähten als Notenlinien bespannen. Diese Drähte werden jeweils an einem Ende mit einem zu dem betreffenden Ton gehörenden Einstellregler für das einmalige Stimmen verbunden. Die acht zugehörigen Einstellregler (sie entsprechen den Reglern Rc ··· Rh, Rc in Abb. 223) finden hinter der Tafel Platz. Die Enden der Notenlinien-Drähte führen wir durch die Tafel zu ihnen nach hinten. Außerdem fertigen wir aus einer Stricknadel, die wir mit

Abbildung 224



einem kleinen Holzgriff versehen und bis kurz vor die Spitze mit Isolierschlauch überziehen, einen Zeigestock oder Griffel und schließen ihn über eine genügend lange, bewegliche Litze, die wir an der Tafel rechts unten zugentlasten, an Klemme h des TG an. Der TG selbst kann mit allen übrigen Teilen (entsprechend der Schaltung von Abb. 223) ebenfalls hinter der Tafel befestigt werden. Sobald wir jetzt mit der Griffelspitze eine Notenlinie oder ein Notensymbol berühren, wird der entsprechende Stromkreis geschlossen, das entspricht genau dem Schließen einer der Tasten Ta 1...8 in Abb. 223.

Unter die Saiten der Notentafel legen wir ein Notenblatt, auf dem die zu spielende Melodie aufgezeichnet ist. Berühren wir die Notenlinie an der Stelle, wo eine Note eingezeichnet ist, erklingt der zugehörige Ton.

Eine andere Möglichkeit: Wir fertigen aus leichter Pappe mit aufgeklebter Aluminiumfolie einzelne Notensymbole und klemmen sie hinter die gespannten Notenlinien. Man kann nun mit dem Griffel die Noten direkt antasten. Diese Variante ist in Abb. 224 dargestellt.

Hilfsgeräte für Radio- und Elektronikbastler

Einfaches Netzanschlußgerät

Das Netzanschlußgerät nach Abb. 225 entspricht dem Prinzip nach Abb. 188c. Wir können es als einfachen Behelf für Experimentierschaltungen statt Batterien verwenden. Zum Netztransformator müssen wir unbedingt das beachten, was in den allgemeinen Hinweisen (Seite 280) schon gesagt wurde! Wir verwenden hier einen Klingeltransformator für 6 V (Ausführungen für 0,5 A und 1 A sind gleichermaßen geeignet). Leider bedeutet das, daß wir nur eine einzige Aus-

gangsspannung zur Verfügung haben, die obendrein merklich belastungsabhängig ist und je nach entnommenem Strom zwischen etwa 5 bis etwa 8 V schwanken kann. Ältere Ausführungen von Klingeltransformatoren haben des öfteren angezapfte Sekundärwicklungen (Abb. 68). Sie sind für uns vorteilhafter, weil wir dann durch wahlweisen Anschluß der Gleichrichterbrücke (D 1 bis D 4) an eine dieser Anzapfungen verschiedene Ausgangsgleichspannungen erreichen können. Als Siebwiderstand verwenden wir statt R_s (Abb. 188c) hier eine Lampe 6,3 V/0,3 A. Sie wirkt ganz genauso und hat zusätzlich den Vorteil, daß wir die entnommene Stromstärke an ihrem Glimmen grob abschätzen können. Bei ausgangsseitigem Kurzschluß leuchtet La hell auf. Für viele einfache Experimente, bei denen es nicht so sehr auf den genauen Wert der Ausgangsspannung ankommt, genügt dieses Gerät schon.

Einstellbares Netzanschlußgerät

Von einem guten Netzanschlußgerät muß man verlangen, daß sich seine Ausgangsspannung auf jeden gewünschten Wert einstellen läßt und daß sie unabhängig vom entnommenen Strom konstant bleibt. Außerdem soll die Ausgangsgleichspannung gut geglättet (brummfrei) sein. Nur mit diesen Eigenschaften können wir ein solches Gerät als vollwertigen Batterie-Ersatz für alle Gelegenheiten benutzen. Das geht allerdings nicht mehr ohne elektronische Spannungsstabilisierung, erfordert also doch schon einigen Aufwand an Bauteilen. Bevor wir ein solches Gerät bauen, werden wir uns deshalb überlegen, wie viele Batterien wir für das gleiche Geld kaufen könnten und ob wir das Netzgerät künftig so oft benutzen, daß seine Anschaffung gerechtfertigt ist. Für eifrige Bastler lohnt ein solches Gerät aber

Abbildung 225

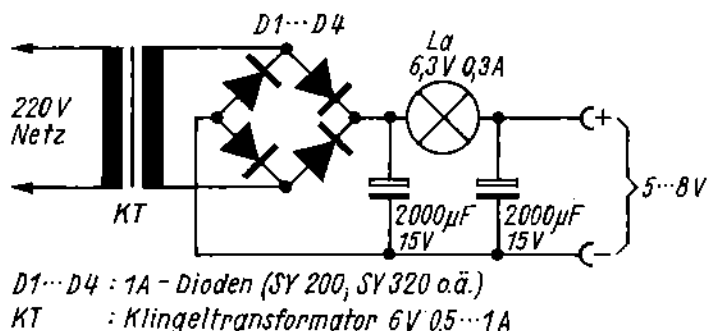
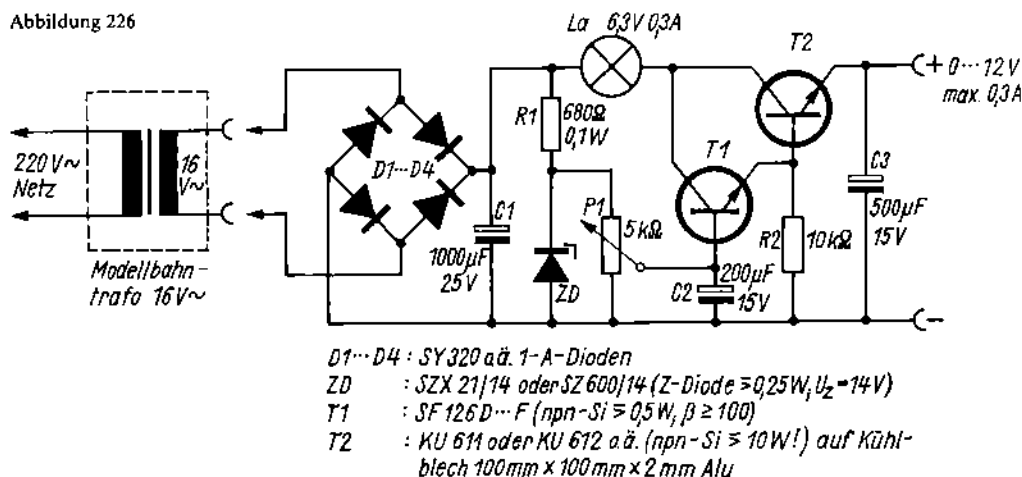


Abbildung 226



auf die Dauer immer. Abb. 226 zeigt uns eine verhältnismäßig einfache Schaltung dafür. Obwohl wir uns hinsichtlich der Bauteile und der Kosten einschränken (industrielle Geräte solcher Art sind weitaus komplizierter und sehr teuer), genügt diese Schaltung für nahezu alle Anwendungen in unserer Bastelpraxis. Unser Gerät nach Abb. 226 liefert keine sehr großen Ströme (bis zu 0,3 A können wir immerhin entnehmen, das reicht auch für größere Bastelobjekte, u. a. für alle in diesem Buch beschriebenen Schaltungen). Außerdem ist das Gerät ausgangsseitig nicht kurzschlußfest. Wir müssen also aufpassen, daß wir beim Experimentieren nicht versehentlich die Ausgangsklemmen kurzschließen. Ein längerdauernder Kurzschluß am Ausgang (oder auch zu hohe Stroment-

nahme über längere Zeit) könnte die Transistoren T1 und T2 beschädigen (und T2 ist neben dem Netztransformator das kostspieligste Bauelement des Geräts!). Gegen kurzzeitige Überlastungen (wenige Sekunden) ist das Gerät in der hier gezeigten Schaltung gesichert, wie wir noch sehen werden. Die Ausgangsspannung ist mit Potentiometer P1 im Bereich 0...12 V einstellbar; an P1 – dem einzigen Bedienungsorgan des Netzanschlußgerätes – können wir eine Skale mit Zeigerknopf anbringen, die wir in Volt „eichen“ können. Dazu brauchen wir allerdings für kurze Zeit ein Voltmeter, das wir notfalls ausleihen können (vielleicht gestattet uns ein Physiklehrer, die Skale an P1 in der Schule mit einem der dort vorhandenen Voltmeter zu eichen). Die Funktionsweise der

Schaltung nach Abb. 226 brauchen wir hier nicht noch einmal zu beschreiben; sie ist der Schaltung nach Abb. 190b sehr ähnlich. Die Ausgangsspannung bleibt — solange wir nicht mehr als etwa 0,3 A Strom entnehmen — unabhängig von der Stromstärke immer auf dem an P 1 gewählten Wert. Sie ist nahezu brummfrei und genügt daher auch zum Speisen von empfindlichen NF-Verstärkern, Radioschaltungen und dergleichen. Für die gute Brummsiebung ist vor allem C 2 zuständig. Diesen Kondensator sollten wir im Hinblick auf die Kurzschlußfestigkeit des Gerätes dennoch nicht größer machen als in Abb. 226 angegeben. Wir können aber bedarfsweise C 3 vergrößern (bis etwa 5000 μ F). Das hat den Vorteil, daß unser Gerät dann zumindest kurzzeitig auch etwas höhere Stromspitzen als 0,3 A abgeben kann (dieser Fall kann z. B. bei NF-Lautsprecher-Verstärkern während einzelner Lautstärkespitzen auftreten). Für P 1 genügt jede handelsübliche Bauform, da die hier auftretende Belastung weit unter 0,1 W bleibt. Wer will, kann dafür also auch einen Schiebewiderstand (Flachbahnpotentiometer; mit dem in Abb. 226 angegebenen Wert in vielen Transistorgeräten üblich) verwenden. Dreh-Potentiometer lassen sich allerdings feinfühlicher einstellen. Als Transformator verwenden wir einen Modellbahn-Beleuchtungstransformator mit der dafür üblichen Ausgangsspannung von 16 V. Diese Transformatoren sind oftmals schon mit Kurzschlußsicherungen versehen. Doch wir verlassen uns auf diese „mitgekaufte“ Sicherungsfunktion lieber nicht. Denn die in Modellbahntrafos üblichen Sicherungen sprechen meistens erst bei höheren Strömen (über 0,3 A) und auch zu träge an. Sie schützen unsere Transistoren also nicht ausreichend. Die Schaltung in Abb. 226 ist für 16 V Transformatorspannung berechnet — davon sollten wir nicht abweichen!

Gegenüber der Prinzipschaltung (Abb. 190b) weist unsere Nachbauvorlage (Abb. 226) neben P 1 — dessen Funktion wir uns ja nun sehr leicht selbst erklären können (vgl. auch Seite 239) — noch zwei Besonderheiten auf. Einmal verwenden wir die zweistufige Transistorschaltung mit T 1, T 2. Hierbei hat T 1 nur den Zweck, eine Basisstromverstärkung für T 2 zu erreichen, damit wir von P 1 nur einen geringen Basisstrom (für T 1) entnehmen müssen. Das ist Voraussetzung, um für P 1 einen handelsüblichen gering belastbaren Einstellwiderstand verwenden zu können. Die Kombination T 1, T 2 können wir uns in dieser Schaltungsweise vereinfacht wie einen einzigen Transistor mit besonders großem Stromverstärkungsfaktor β vorstellen (tatsächlich multiplizieren sich hier die β -Werte von T 1 und T 2!). Deshalb genügt für 0,3 A Ausgangsstrom bereits ein Basisstrom für T 1, der noch weit unter 0,1 mA liegt. R 2 ist erforderlich, um den Einfluß der Kollektorrestströme in dieser Transistorkombination zu unterbinden (ohne R 2 könnte es geschehen, daß die Ausgangsspannung unerlaubt ansteigt, wenn wir keinen oder nur sehr geringen Strom entnehmen!). Die zweite Besonderheit ist Lampe La (nur den angegebenen Typ verwenden!). Sie stellt für uns die einfachste Form einer Kurzschlußsicherung dar. Wenn wir uns mit dem entnommenen Strom dem zulässigen Grenzwert von 0,3 A nähern, bemerken wir das an zunehmend hellerem Aufleuchten dieser Lampe. Solange sie also nicht heller als normal aufleuchtet, entnehmen wir dem Gerät noch nicht zuviel Strom. Bei geringer Stromentnahme glimmt La nur schwach oder leuchtet gar nicht mehr auf. Bei ausgangsseitigem Kurzschluß brennt die Lampe — wie eine Schmelzsicherung — durch. Wir werden sie mit ihrer Schraubfassung deshalb leicht auswechselbar an der Frontplatte des Gerätes anordnen. Diese Kurz-

schlußsicherung ist zwar technisch nicht ganz perfekt, aber sehr einfach. Und sie verhütet – wenn es doch einmal einen Kurzschluß gibt – immerhin das Schlimmste, nämlich den sofortigen Totalschaden von T 1 und T 2! Wir wollen uns außerdem beim Bedienen dieses Gerätes eines von vornherein fest angewöhnen: Vor Einschalten des nachgeschalteten Verbrauchers und auch vor Anschließen des Netzsteckers stellen wir P 1 stets ganz auf 0 (unterer Anschlag in Abb. 226), und erst wenn alles andere betriebsbereit und eingeschaltet ist, drehen wir *zuletzt* P 1 *langsam* bis zu der benötigten Betriebsspannung auf. Wir vermeiden dadurch zweierlei: Einmal kann es dann nicht vorkommen, daß unser am Netzgerät angeschlossener Verbraucher durch falsch eingestellten P 1 versehentlich zu hohe Spannung bekommt, zweitens bemerken wir beim langsamen Aufdrehen von P 1 auch rechtzeitig, ob etwa ein Kurzschluß am Ausgang (oder im Verbraucher) vorliegt, weil dann Lampe La schon bei geringem Öffnen von P 1 hell aufleuchtet – das ist ein Warnsignal für uns!

Transistor T 2 wird – je nach entnommener Stromstärke – ziemlich stark belastet und kann deshalb nach einiger Betriebszeit recht warm werden (heiß werden darf er jedoch nicht!). In T 2 können ungünstigstenfalls bis zu 10 W Leistung in Wärme umgesetzt werden. Deshalb brauchen wir hier einen entsprechend hochbelastbaren Transistor (noch sicherer in diesem Sinne wären statt der in Abb. 226 angegebenen Typen KU 611 oder KU 612 die höher belastbaren, aber leider auch teureren Typen KU 605, KU 606, 2N3055 und ähnliche). Alle hierfür in Betracht kommenden Transistortypen werden in der DDR nicht gefertigt, sondern im Rahmen der RGW-Vereinbarungen importiert; sie stehen daher im Handel selten als billige Bastelware zur Verfügung. Wir sollten hier

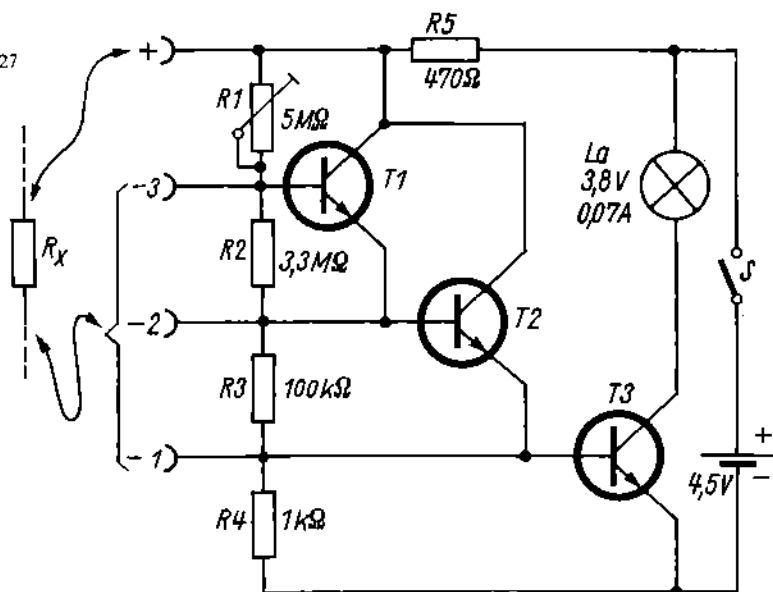
aber sowieso lieber keine Basteltransistoren, sondern die normalen Typen wegen ihrer höheren Zuverlässigkeit bevorzugen, denn Kurzschluß zwischen Kollektor-Emitter in T 1 oder T 2 (was bei Basteltransistoren doch einmal vorkommen kann) ergibt sofort eine maximale Ausgangsspannung, die sich mit P 1 nicht verringern läßt und erheblich über 12 V liegen kann. Angeschlossene Verbraucher würden also mitgeschädigt.

Wegen der in T 2 entstehenden Wärme muß dieser Transistor auf ein Kühlblech montiert werden (die entsprechenden Transistoren haben zu diesem Zweck flache, großflächige Gehäuseböden mit Schraublöchern). Wir verwenden dafür ein Aluminiumblech, das mindestens 140 mm × 100 mm groß und wenigstens 2 mm dick ist. Es kann zum besseren Montieren winkelförmig gebogen werden und sollte senkrecht so montiert werden, daß eine gute Lüftung erfolgt. Achtung – bei Leistungstransistoren dieser Art ist das Transistorgehäuse (und mit ihm das angeschraubte Kühlblech) gleichzeitig der Kollektoranschluß; Kühlblech also isoliert im Gerät befestigen! Besser auch T 1 vorsorglich kühlen. Hierfür verwenden wir einen der handelsüblichen, auf das Transistorgehäuse aufsteckbaren gefiederten Aluminium-Kühlsterne. Wer zusätzlich eine ständige Einschaltanzeige für das Netzgerät haben möchte, kann zu diesem Zweck ein Lämpchen (24 V 0,05 A) parallel zu C 1 anschließen.

Durchgangsprüfer mit Transistoren für Batteriebetrieb

Um auch Bauteile mit hohem Widerstand auf Durchgang prüfen zu können, ohne dazu hohe Spannungen zu benutzen, können wir uns die Verstärkereigenschaften von Transistoren zunutze machen. Abb. 227 zeigt die entsprechende

Abbildung 227



Schaltung. R_x symbolisiert das zu prüfende Bauteil. Wir schließen es über Prüfkabel zwischen Anschluß + und (je nach Bedarf) -1, -2 oder -3 an. Der von + über den Prüfling R_x fließende Strom wird je nach gewählter Anschlußbuchse ein- bis dreistufig verstärkt und bringt Lampe La zum Aufleuchten. Die ganze Einrichtung können wir zusammen mit Einschalter S und einer 4,5-V-Flachbatterie in einem geeigneten kleinen Gehäuse (z. B. Plast-Seifenschachtel!) montieren. Da die drei Prüfbuchsen unterschiedliche Empfindlichkeit haben, ist zusammen mit der Lampenhelligkeit eine grobe Abschätzung des Durchgangswiderstands von R_x möglich. Eingangsbuchse -3 hat die größte Empfindlichkeit (geeignet für Widerstandswerte bei R_x bis zu 10 M Ω und mehr!). Für die Transistoren können wir beliebige npn-Silizium-Typen (alle Silizium-Basteltransistoren, Miniplasttypen, auch SF 121...128, SF 131 und alle ähnlichen, jedoch keine Germaniumtypen!) verwenden. Wir brauchen sie nicht besonders auszusuchen, allerdings sollen die Transistoren keine unnormal hohen Kollektorrestströme ha-

ben, was bei Bastelware manchmal vorkommt. Das können wir aber leicht erkennen: Wenn R 1 abgelötet ist, darf die Lampe nicht glimmen – anderenfalls ist einer der Transistoren nicht in Ordnung. Es genügt dann manchmal schon, den nicht einwandfreien Transistor (meist wird es T 1 sein) mit T 3 zu vertauschen, wenn dieser einwandfrei ist. Bei T 3 stört nämlich ein geringfügig überhöhter Kollektorreststrom kaum noch. R 5 sorgt als Schutzwiderstand dafür, daß über unseren Prüfling bei R_x niemals mehr als höchstens 10 mA Strom fließen, so daß der Prüfling keinesfalls überlastet werden kann. R 1 stellen wir, wenn alles fertig ist, einmalig so ein, daß die Lampe La – die bei zu geringem R-1-Wert bereits ohne R_x leuchtet – gerade eben nicht mehr glimmt (im Dunklen kontrollieren!). Dann ergibt sich für alle Anschlußbuchsen die höchste Empfindlichkeit. Welche maximalen R_x -Werte wir mit La noch anzeigen können, hängt sehr stark von den Transistor-Exemplardaten ab. Wir können uns leicht einen ersten Überblick über die ungefähre Nachweisempfindlichkeit aller drei Prüfbuchsen verschaffen, indem wir bei R_x Widerstände

verschiedenster Werte anschließen und damit feststellen, welcher Anschluß bis zu welchem Rx-Wert noch ein Aufleuchten der Lampe ergibt. Über Anschluß -3 können wir also auch Isolationsprüfungen (auch bei Kondensatoren!) durchführen; bei Elkos wird Anschluß -3 sogar schon den Elko-Reststrom anzeigen (La leuchtet dann ständig), wenn er unnormal hoch ist. Wir können mit diesem Gerät auch die richtige Polung von Dioden ermitteln (bei einer Diode statt Rx leuchtet La auf, wenn die Diodenanode an Buchse + liegt) und Dioden auf Kurzschluß (La leuchtet in beiden Polungen) oder Unterbrechung (kein Aufleuchten in beiden Polungen) prüfen. Die Anschlüsse von Transistoren können wir ebenfalls so ausprobieren, wenn wir uns daran erinnern, daß ein Transistor als Kombination zweier Diodenstrecken (Basis-Kollektor und Basis-Emitter, vgl. dazu Abb. 139) aufgefaßt werden kann. Wir vermögen Transistoren jeder Art so auf Durchgang (innere Unterbrechung) und Kurzschlüsse zu überprüfen – über die Transistordaten und die Funktionsfähigkeit ist damit allerdings noch nichts ausgesagt. Immerhin genügt diese Methode, um nach einem Experimentierfehler schnell festzustellen, ob ein Transistor unbrauchbar geworden ist. Sicher ist uns schon aufgefallen, daß diese Schaltung nur eine Abwandlung bereits bekannter Schaltungen darstellt (vgl. Abb. 217) – sie läßt sich (mit Anschlüssen + und -3) also auch als Feuchtemelder und für ähnliche Signalzwecke mitverwenden. Einen Nachteil hat diese Schaltung beim Prüfen: Sie ist sogar über Anschluß -1 noch so empfindlich, daß wir niedrige Rx-Werte schlecht von totalem Kurzschluß unterscheiden können (La leuchtet beide Male voll hell auf). In solchen Fällen verzichten wir auf dieses Gerät und improvisieren dafür eine ganz normale einfache Lampenschaltung, wie wir sie aus

unseren Grundlagenversuchen (z. B. Abb. 4: Prüfling Rx an die Stelle des Schalters) schon kennen. Wer will, kann für diesen Zweck noch zwei weitere Anschlußsteckbuchsen parallel zu Emitter und Kollektor von T3 (Abb. 227) einbauen. Werden sie verbunden, dann ergibt sich der normale einfache Lampenstromkreis, wobei die Transistoren wirkungslos bleiben.

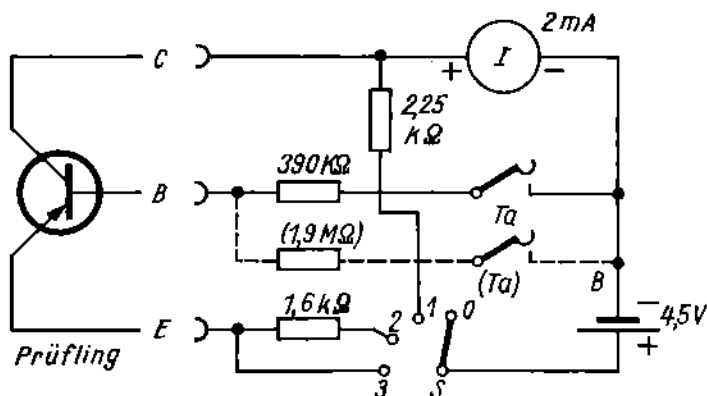
Ein einfaches Transistorprüfgerät

Abb. 228 zeigt die Schaltung eines einfachen Transistorprüfgerätes, dessen Bau sich lohnt, wenn wir oft mit Transistoren basteln. Dabei kann es nämlich leicht geschehen, daß ein Transistor überlastet wird. Dann müssen wir feststellen, ob er zu Schaden gekommen ist. Die hauptsächlichsten Schäden sind: Unterbrechung einer Zuleitung im Transistor (meist durch Abschmelzen der Kollektor- oder Emitter-Zuführung im Transistor) und durchgeschlagene oder beschädigte Kollektor-Sperrschicht. Der Transistor ist dann natürlich unbrauchbar. Diese Fehler können wir mit unserem Prüfgerät feststellen. Außerdem ist es oft wichtig zu wissen, welche Daten der betreffende Transistor ungefähr hat. Für manche Schaltungen werden Transistoren mit möglichst geringem Kollektorreststrom (I_{ceo}) oder hoher Stromverstärkung (β) gefordert.

Diese Werte können wir mit dem Prüfgerät für unsere Zwecke ausreichend genau messen.

Der zu prüfende Transistor wird in Abb. 228 bei B, E und C angeschlossen. Das Prüfgerät selbst besteht nur aus einem vierstufigen Schalter S, einer Drucktaste Ta (dafür eignet sich ein normaler Einbau-Klingelknopf), der Batterie B (wir benutzen eine Flachbatterie) und einem Milliampereometer mit 2 mA Vollausschlag des Zeigers. Dazu kom-

Abbildung 228



men noch drei Kleinwiderstände, deren in Abb. 228 angegebene Werte wir genau einhalten müssen. Den „krummen“ Wert von $2,25 \text{ k}\Omega$ setzen wir am besten aus mehreren Teilwiderständen mit handelsüblichen Werten zusammen (zum Beispiel Serienschaltung von $1 \text{ k}\Omega$ und 250Ω); auch für den Wert $390 \text{ k}\Omega$ können wir, wenn wir ihn nicht passend bekommen, mehrere Widerstände kombinieren (zum Beispiel $330 \text{ k}\Omega$ und $62 \text{ k}\Omega$ in Serie oder $470 \text{ k}\Omega$ und $2,2 \text{ M}\Omega$ parallel, siehe dazu die Formel auf Seite 40). Für alle Widerstände genügen schon $0,1\text{-Watt}$ -Typen.

Alle Teile bauen wir zusammen mit der Batterie in ein kleines Kästchen ein, das auf der Deckplatte T_a , S , I und die drei Anschlüsse für den Prüfling trägt. Zum Anschließen des Prüflings eignen sich gut Krokodilklemmen, die wir auf der Deckplatte flach befestigen und in die wir die Transistordrähte dann einklemmen. Das einzige kostspielige Einzelteil ist das Meßinstrument.

Wir können aber auch ein vorhandenes Vielfachinstrument, zum Beispiel einen Multiprüfer, benutzen. Es wird nicht fest eingebaut; wir sehen am Prüfgerät zwei Steckbuchsen an Stelle von I in Abb. 228 vor, an die wir das Instrument mit kurzen Verbindungsleitungen anstecken. Dann bleibt es auch noch für andere Zwecke benutzbar.

Mit diesem Prüfgerät können wir alle Ty-

pen von npn- und pnp-Kleintransistoren zwischen 25 mW und 4 W Belastbarkeit prüfen, praktisch also alle Typen, mit denen wir zu tun haben. Zur Prüfung von npn-Typen müssen Batterie und Instrument umgepolt werden. Wir können mit diesem Gerät Germanium- und Siliziumtransistoren gleichermaßen prüfen (in Abb. 228 ist als Beispiel ein Germanium-pnp-Typ angenommen). Bei Germaniumtypen erhalten wir ein um etwa 10 Prozent zu hohes Ergebnis für den β -Wert (das ist durch die einfache Schaltung bedingt). Wir können das leicht berücksichtigen, indem wir bei Germaniumtransistoren den gemessenen β -Wert mit $0,9$ multiplizieren.

Schalter S beschriften wir am besten bei 0 mit „Aus“, bei 1 mit „Batteriekontrolle“, bei 2 mit „Schlußprüfung“ und bei 3 mit „Messen“. Bevor wir einen Prüfling anschließen, muß S immer in Nullstellung („Aus“) stehen. Danach wird zunächst in Stellung 1 geschaltet. Der Instrumentzeiger muß dann gerade bis zum Ende der Skale ausschlagen (also 2 mA anzeigen), wenn die Batterie noch brauchbar ist. Diese Batteriekontrolle ist wichtig, weil die Meßwerte bei zu geringer Batteriespannung nicht stimmen würden. Wenn der Zeiger also in Stellung 1 das Skalenende nicht mehr erreicht, muß die Batterie erneuert werden. Der Stromverbrauch des Gerätes ist aber so gering, daß eine frische Batterie fast

ein Jahr lang hält, selbst wenn wir das Gerät oft benutzen.

Nach der Batteriekontrolle wird S auf Stellung 2 geschaltet. Jetzt liegt die Batteriespannung am Emitter und Kollektor des Transistors; die Basis bekommt zunächst noch keinen Strom. Der 1,6-k Ω -Widerstand dient nur als Schutzwiderstand für das Meßinstrument, falls der Transistor defekt ist und eine durchgeschlagene Sperrschicht hat. In diesem Fall besteht Durchgang zwischen Kollektor und Emitter, und die Stärke des fließenden Stromes wird nur vom 1,6-k Ω -Widerstand bestimmt. Der Zeiger des Instrumentes schlägt jetzt bis zum Skalenende aus oder sogar ein wenig darüber hinaus; daran erkennen wir den Fehler. Die Prüfung darf in diesem Falle nicht fortgesetzt werden (nicht auf Stellung 3 schalten, sonst wird das Instrument überlastet!) Bei einem einwandfreien Transistor fließt in Stellung 2 nur ein geringer Kollektorreststrom (vgl. Seite 163); der Zeiger darf daher nur wenig (höchstens bis knapp zur Skalenmitte!) ausschlagen. Um den Kollektorreststrom genau zu messen, schalten wir dann in Stellung 3 und können jetzt den Wert für I_{ceo} am Instrument ablesen. Bei Germaniumtransistoren der Leistungsklasse bis 400 mW muß er unter 1 mA liegen. Gute Germaniumtransistoren haben nur 0,1...0,3 mA Reststrom, geben also nur einen geringen Zeigerausschlag; bei Siliziumtypen muß er immer so gering sein, daß unser Instrument Null anzeigt. Wir müssen aber bei dieser Messung beachten, daß der Reststrom sehr temperaturabhängig ist; er steigt mit der Temperatur. Wir nehmen daher die Messung bei normaler Raumtemperatur (ungefähr 20° C) vor und fassen einen Germaniumtransistor vorher nicht mit den Fingern an, um ihn nicht zu erwärmen und dadurch zu hohen Reststrom zu messen. Zeigt ein Transistor in Stellung 3 keinerlei Strom an und kommt

auch beim Drücken der Taste Ta kein Strom zustande, so ist im Transistor eine Zuleitung unterbrochen, und der Transistor ist unbrauchbar.

Noch eine Besonderheit mancher Transistoren müssen wir kennen: Wenn wir beobachten, daß das Instrument in Stellung 2 oder 3 zunächst einen geringen, scheinbar normalen Reststrom anzeigt, der Strom aber nicht konstant ist (der Zeiger pendelt dann um geringe Beträge unruhig hin und her oder beginnt sogar langsam, aber unaufhaltsam anzusteigen), dann läßt das auf eine schon beschädigte Sperrschicht schließen. Meist ist dann das Gehäuse des Prüflings undicht geworden, und eingedrungene Feuchtigkeit hat den Transistorkristall angegriffen. Diese Transistoren rauschen meist auch sehr stark, falls wir sie in Empfängern oder Verstärkern verwenden. Wenn der Reststrom allmählich immer weiter ansteigt, müssen wir die Prüfung schleunigst beenden, um das Instrument nicht zu gefährden. Der Transistor ist dann nicht mehr verwendbar. Rauschende Transistoren, deren Reststrom pendelt, ohne anzusteigen, können wir höchstens noch für einfache Schaltungen verwenden, bei denen es nicht auf gute Verstärkung ankommt, zum Beispiel für Schalteranwendungen. Wenn die Reststromprüfung in Stellung 3 einwandfrei verlaufen ist, drücken wir — ebenfalls in Schalterstellung 3 — die Taste Ta. Dadurch bekommt die Basis einen Strom von 10 μ A (= 0,01 mA); dieser Wert ergibt sich nach dem Ohmschen Gesetz aus Batteriespannung abzüglich Basis-Schwellenspannung des Prüflings und dem 390-k Ω -Widerstand. Der Basisstrom führt zu einer Erhöhung des Kollektorstromes. Der Betrag dieser Erhöhung ist das Maß für die Stromverstärkung β des Prüflings. Erhöht sich beispielsweise der Kollektorstrom um 1 mA, so ist der Basisstrom 100fach verstärkt worden, denn

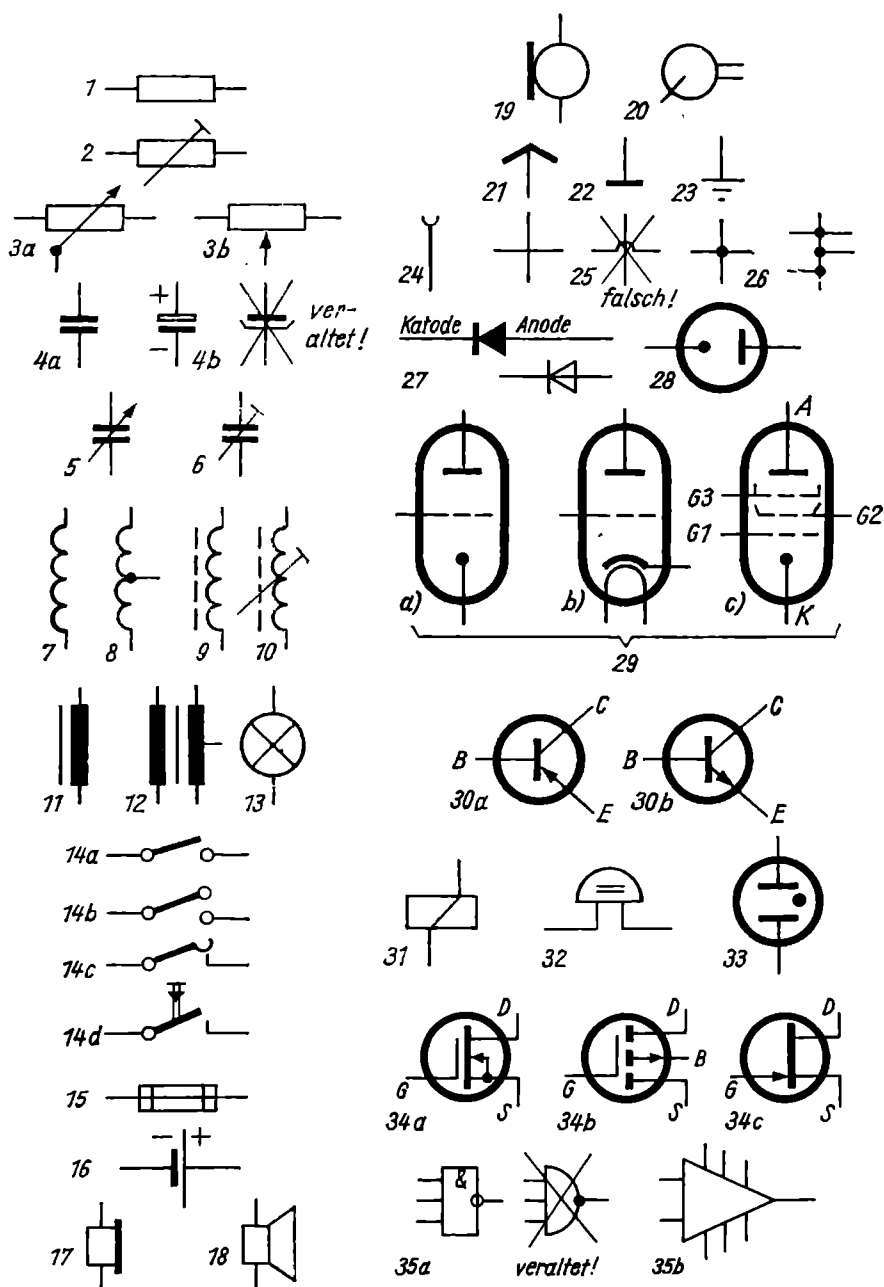
$10 \mu\text{A} \cdot 100 = 1000 \mu\text{A} = 1 \text{ mA}$. Eine Stromerhöhung um $0,2 \text{ mA}$ würde demnach ein β von 20, eine Erhöhung um $1,5 \text{ mA}$ ein β von 150 bedeuten. Wenn wir uns nur merken, daß jeweils $0,1 \text{ mA}$ Stromanstieg einem β -Wert von 10 entsprechen, dann können wir β unmittelbar vom Instrument ablesen. Dazu ziehen wir von dem bei gedrückter Taste angezeigten Strom den Wert des vorher (Ta losgelassen) abgelesenen Reststromes ab. Der Rest ergibt den Wert für β , wobei „Stromzunahme in mA mal $100 = \beta$ “ gilt. Ein Beispiel: Reststrom (Stellung 3, Ta offen) = $0,3 \text{ mA}$, Anzeige bei gedrückter Taste = $1,1 \text{ mA}$. Wir rechnen: $1,1 - 0,3 = 0,8 \text{ mA}$ Stromzunahme. $0,8 \cdot 100 = 80$. Der Transistor hat die Daten $I_{\text{ceo}} = 0,3 \text{ mA}$ und $\beta = 80$. Die ganze Messung ist also recht einfach. Mit unserem 2-mA -Instrument können wir bei Transistoren mit geringem Reststrom β -Werte bis knapp 200 messen. Höhere Werte kommen bei Germaniumtypen selten vor. Als ungefähre Durchschnittswerte für Germaniumtransistoren, die wir für Bastelzwecke verwenden, können wir (bei Kleintransistoren bis 400 mW Belastbarkeit) rechnen: I_{ceo} ungefähr $0,3 \dots 0,5 \text{ mA}$, β ungefähr $30 \dots 80$. Je geringer I_{ceo} und je höher β ist, desto wertvoller ist der Transistor. Weniger gute Exemplare haben einen Reststrom I_{ceo} zwischen $0,5 \dots 0,8 \text{ mA}$ (noch höhere Werte sind schon unnormal!) und ein β von 15 oder gar noch we-

niger. Sie sind oft nicht verwendbar. Die entsprechenden Werte für Germanium-Leistungstransistoren über 400 mA (etwa die $1 \dots 4\text{-W}$ -Typen GD 100, GD 160 u. ä.) sind im Durchschnitt: $I_{\text{ceo}} = 1 \dots 1,2 \text{ mA}$, $\beta = 12 \dots 30$. Wie bereits an früherer Stelle gesagt, können diese Daten innerhalb eines Typs ziemlich stark streuen, deshalb sind zwei Transistoren längst nicht als gleichwertig anzusehen, wenn sie die gleiche Typenbezeichnung tragen! Wer ein Instrument mit höherem Strommeßbereich (z. B. 3 mA) verwendet, kann entsprechend höhere β -Werte messen; allerdings wird dann das Ablesen geringer Reststromwerte schon schwierig. Umgekehrt kann man mit einem 1-mA -Instrument den Wert für I_{ceo} sehr genau ablesen, aber keine sehr hohen β -Werte messen. Ein 2-mA -Meßgerät ist die günstigste Lösung. Wenn wir vorzugsweise Siliziumtransistoren messen wollen (bei denen hohe β -Werte verhältnismäßig oft vorkommen), können wir zwei Meßbereiche vorsehen, indem wir zwei Basiswiderstände und zwei Tasten Ta verwenden. Mit $390 \text{ k}\Omega$ messen wir bis $\beta = 200$; mit $1,9 \text{ M}\Omega$ (dem fünffachen Wert) können wir bis $\beta = 1000$ messen. Der abgelesene β -Wert wird in diesem Fall (zweiter Bereich mit $1,9 \text{ M}\Omega$) mit 5 multipliziert.

Diese Ergänzung für den zweiten β -Meßbereich ist in Abb. 228 punktiert angedeutet.

ANHANG

Die wichtigsten Schaltsymbole der Elektronik und Rundfunktechnik



1. Widerstand allgemein, Wertangabe in Ohm (Ω), Kiloohm ($k\Omega$) oder Megaohm ($M\Omega$)
 $1 M\Omega = 1000 k\Omega = 1\,000\,000 \Omega$
2. Einstellbarer Widerstand nur für Abgleichzwecke. Nicht zur ständigen Bedienung (Trimmwiderstand)
3. Einstellbarer Widerstand zur ständigen Bedienung: Potentiometer (Spannungsteiler). Üblich sind beide Symbole (3a und 3b). Falls nur für Abgleichzwecke bestimmt (Trimpotentiometer), wird bei 3a die Pfeilspitze durch Querstrich ersetzt, wie in Symbol 2
4. a): Kondensator allgemein. Kapazitätsangabe in μF , nF, oder pF (Mikrofarad, Nanofarad, Pikofarad).
 $1\mu F = 1000 nF = 1\,000\,000 pF$
 b): Elektrolytkondensator (Elko). Vorzug: Hohe Kapazitätswerte auf kleinem Raum. Nachteil: Geringer ständiger Reststrom, nicht für reine Wechselspannung. Beim Anschluß auf richtige Polung achten! Polaritätsangabe kann entfallen. Durchkreuztes Schaltzeichen noch in älterer Literatur (unzulässig!)
5. Einstellbarer Kondensator (Drehkondensator, Drehko; Abb. 162 und dazugehöriger Text). Als Abstimm-drehko Rotor an Masse bzw. kaltes Schwingkreisende. Als Rückkopplungsdrehko Rotor nach Anode bzw. Kollektor. Werte von Drehkos bei $10 pF \dots 500 pF$
6. Einstellbarer Kondensator für Abgleichzwecke, nicht für ständige Bedienung (Trimmkondensator, Trimmer). Meist für Schraubenziehereinstellung ausgebildet und aus Keramik gefertigt. Werte: $3 \dots 100 pF$, selten bis $200 pF$
7. Spule allgemein, für Hochfrequenz (HF-Spule). Besonders Luftspule
8. Wie 7. mit Anzapfung (Abgriff). Zeichnerische Lage der Anzapfung nicht maßgebend für tatsächliches Windungszahl-Verhältnis
9. wie 7., aber mit HF-Eisenkern (Ferritkern)
10. wie 9., HF-Eisenkern für Abgleichzwecke verstellbar. Praktisch bei den meisten Spulenkernen der HF-Technik der Fall. Abgleichsymbol nur notwendig, wenn Spule tatsächlich zum Abgleich bestimmt ist
11. Spule mit Eisenkern und hoher Induktivität, für NF. Induktivitätsangaben in Henry (H), MilliHenry (mH); $1 H = 1000 mH$
12. Transformator (Trafo) mit Eisenkern und zwei Wicklungen, für NF-Anwendungen und Starkstrom. Rechte Wicklung hier angezapft. Die Industrie verwendet künftig statt 11. und 12. auch für NF die Darstellungen nach 7. und 8. ohne Unterscheidung in HF oder NF
13. Glühlampe allgemein. Nur für Lampen mit Glühfaden
14. a): Schalter allgemein, einpoliger Ausschalter
 b): einpoliger Umschalter
 c): Taster, Druckschalter. Kontaktgabe, solange gedrückt wird
 d): wie c. Dieses Symbol verwendet die Industrie
15. Sicherung. Speziell Feinsicherung (Radiosicherung)
16. Chemische Stromquelle allgemein. Soweit nichts anderes angegeben, ist Primärelement gemeint (ein oder mehrere Elemente), aber auch Sekundärelement (Akku) möglich. Polaritätsangabe kann entfallen. Angabe der Spannung erforderlich, wenn die Schaltung dimensioniert ist. Das Symbol bedeutet keinen bestimmten Spannungswert
17. Hörkapsel allgemein, Kopfhörer, Ohrhörer

18. Lautsprecher allgemein. Wird, soweit nichts anderes angegeben, als permanentdynamischer Lautsprecher verstanden
19. Mikrofon allgemein. Mikrofonart und Impedanz ohne zusätzliche Angabe nicht unterscheidbar
20. Tonabnehmer (für Schallplatten) allgemein. Alle Bauarten
21. Antenne allgemein (Rundfunktechnik). In älterer Literatur oftmals auch Steckerstift. Je nach Vorkommen leicht zu unterscheiden
22. Masse, Masseanschluß (Abb. 148). Bedeutet meist, aber nicht immer, Verbindung mit Metallchassis bzw. Gehäuse des Gerätes. Alle Massezeichen einer Schaltung sind untereinander verbunden zu denken
23. Erde, Erdverbindung, Erdanschluß allgemein
24. Steckbuchse allgemein. Symbol in Literatur nicht einheitlich
25. Leitungskreuzung. Die kreuzenden Leitungen haben keine Verbindung. Durchkreuzte Darstellung ist unzulässig
26. Leitungsverbindung. Verbindungsstellen werden durch Punkte gekennzeichnet. Unterschied zu 25.
27. Gleichrichter allgemein. Heute meist speziell für Halbleiterdioden benutzt. Elektronen-Durchlaßrichtung von Katode zu Anode, also entgegen der Pfeilspitze! Katode bei Halbleiterdioden meist farbig gekennzeichnet. Bei Selenplatten: Katode am Federkontaktring. Beide dargestellten Symbole sind gleichbedeutend
28. Vakuumgleichrichter (Röhrendiode; Abb. 116, Seite 131), Elektronendurchlaßrichtung von Katode zu Anode. Katode Punkt, Anode Strich
29. Vakuumröhre (Rundfunkröhre)
 - a): Triode ohne besondere Angabe der Heizungsart (Wenn Heizungsart ohne Bedeutung, auch für direkt geheizte Röhren!)
 - b): wie a) mit Angabe der Heizung
 - c): Mehrgitterröhre, hier: Pentode. Buchstaben können entfallen. Gitter werden gezählt von Katode zu Anode
30. Transistor. Basis B. Kollektor C, Emitter E. Buchstaben können entfallen
 - a): pnp-Typ
 - b): npn-Typ
31. Kraftmagnet (Elektromagnet) allgemein. Beispiel: Relaiswicklung
32. Wecker allgemein. Angabe der Stromart = oder $\sim$. Hier Gleichstromwecker entsprechend Klingel in Abb. 44
33. Glimmlampe. Punkt deutet Gasfüllung an. Allgemein auch Gasentladungsröhre. Bei gasgefüllten Spezialröhren wird Gasfüllung mit Punkt auch in Symbolen nach Abb. 28 und 29 angegeben
34. Feldeffekt-Transistor
 - a); b): MOSFET-Arten
 - c): SFETDrain D, Source S, Gate G, Bulk (Substrat) B. Buchstaben können entfallen
35. Schaltsymbole für Integrierte Schaltkreise (IS)
 - a): Digitalschaltkreise (Beispiel)
 - b): AnalogschaltkreiseAnzahl und Funktion der Anschlüsse je nach Typ und Anwendungszweck sehr unterschiedlich

Empfehlenswerte Bücher

Wir haben viele wichtige Zusammenhänge kennengelernt, aber auch vieles weglassen müssen oder zum besseren Verständnis vereinfacht.

Manche Frage wird noch unbeantwortet sein, und neue Fragen werden auftauchen, je eingehender wir uns mit der Elektronik beschäftigen. Mit dem erworbenen Grundwissen vermögen wir auch andere Bücher zu lesen, die das eine oder andere Sachgebiet gründlicher behandeln. Wir können uns nun allmählich an größere Bauanleitungen wagen.

Hier sind einige Bücher zusammengestellt, die dieses Buch ergänzen. Damit wir uns in diesen Büchern besser zurechtfinden, ist für jeden Titel der Inhalt in Stichworten angegeben, so daß sich jeder das Gewünschte herausuchen kann.

1. Ladislav Smrž „Elektrotechnik – leicht gemacht“ (Der Kinderbuchverlag Berlin). Elektrotechnische Grundlagen. Viele Experimente und Bastelaufgaben. Besonders Erläuterung derjenigen elektrotechnischen Zusammenhänge, die für uns zunächst noch weniger Bedeutung haben und daher in diesem Buch weggelassen mußten. Geeignet zur Vertiefung der hier im Teil I erworbenen Kenntnisse.
2. Karl-Heinz Schubert „Das große Radiobastelbuch“ (Militärverlag der DDR, Berlin; 5. Auflage 1980). Ausschließlich Bastelpraxis für Anfänger und Fortgeschrittene. Sehr ausführliche Hinweise zu allen mechanischen Arbeitsgängen, zum Selbstbau von Einzelteilen (u. a. Spulen und Trafos), Konstruktionshinweise. Umfangreiche Schaltungssammlung für Geräte aller Art (Empfänger, Meß- und Prüfgeräte, Verstärker, Spezialgeräte aller Art),

sowohl Röhrentechnik als auch Transistortechnik und Schaltungstechnik (analog). Tabellensammlung für den Praktiker. Dieses Buch schließt als praktische Anleitung gut an das vorliegende Buch an. Schaltungsfundgrube für fast alle Gelegenheiten der Radio- und Verstärkerbastelei.

3. Hagen Jakubaschk „Das große Elektronikbastelbuch“ (Militärverlag der DDR, Berlin, 5., erweiterte Auflage). Für alle, die sich für das weite Gebiet der Elektronik interessieren. Einführende Grundlagen und spezielle Bauelemente der Elektronik. Die derzeit umfassendste Elektronik-Schaltungssammlung für Bastler (rund 200 Schaltungen aus allen Anwendungsbereichen der Elektronik) mit praktischen Anwendungsbeispielen für alle Gelegenheiten und Bereiche (ausgenommen Rundfunk- und Verstärkertechnik). Geeignet sowohl für Anfänger als auch für Fortgeschrittene
4. Hagen Jakubaschk „Amateurontechnik“ (Militärverlag der DDR, Berlin; 4. Auflage 1983) Speziell geeignet für Bastler und auch Gerätebesitzer ohne Bastelinteressen, die mit ihren Geräten vielseitig arbeiten wollen. Alle mit Magnetontechnik, Bandgeräten und Verstärkern, Anpassungs- und Leitungsfragen der NF-Technik zusammenhängenden Dinge werden hier zusammenfassend behandelt. Für alle Leser, die sich nicht für Elektronik und auch nicht für Funktechnik (HF-Technik) interessieren, sondern sich auf Tonaufnahme, Tonwiedergabe und Elektroakustik „spezialisieren“ wollen, schließt dieses Buch gut an „Radio- und Elektronikbasteln – leicht gemacht“ an. Es enthält Hinweise

für Umgang mit Mikrofonen, Aufnahmepraxis, Stereophonie und zahlreiche Spezialgebiete der Elektroakustik sowie viele Bauanleitungen für die dazu notwendigen Geräte, sowohl mit analogen Schaltkreisen als auch mit Transistoren

5. Klaus Schlenzig „Amateurtechnologie – von der Schaltung zum Gerät“ (Militärverlag der DDR, Berlin; 2. Auflage 1976 Berlin). Universeller Ratgeber zu allen Konstruktions- und Gehäusefragen, Leiterplattenherstellung, Löt- und Montagehinweise, Fragen zu Entwurf und Konzeption moderner Gerätegestaltung, Bausteintechnik usw., mit zahlreichen Schaltbeispielen. Dieses Buch eignet sich vor allem für den handwerklich Interessierten und erschließt dem Amateur die moderne Technologie. Bastler-Standardwerk zum Umsetzen einer Schaltungsvorlage in das fertige Gerät
6. Hagen Jakubaschk „Amateur-Laborbuch – von der Idee zur Schaltung“ (Militärverlag der DDR, Berlin 1980). Leitfaden für Amateur-Konstrukteure, die Freude am Entwickeln eigener Schaltungen haben. Das Buch hört dort auf, wo Bastelbücher wie die unter 1. bis 5. genannten und ähnliche beginnen: bei der nachbaufertigen Schaltung. Es zeigt, wie man von der ersten Idee oder Aufgabenstellung zu einer selbstentwickelten, endgültigen Schaltung kommt. Für Bastler, die nicht nachbauen, sondern selbst knobeln wollen. An dieses Buch schließt inhaltlich direkt das unter 5. genannte Buch „Amateurtechnologie“ an. Beide sind gut geeignet als Ergänzungsbücher zu allen hier genannten und ähnlichen Veröffentlichungen (aber keine Grundlageneinführung).

Vor allem für Amateure, die nicht nur ab und zu basteln, sondern sich intensiv betätigen wollen

7. „Original-Bauplan“-Reihe (Militärverlag der DDR, Berlin). Diese Bauplanreihe umfaßt bisher fast 50 Baupläne (jährlich etwa drei Neuerscheinungen); vorzugsweise Objekte für weniger geübte Amateure und Anfänger, aber auch Fundgrube für Fortgeschrittene. Jeder Bauplan behandelt zu einem zentralen Thema mehrere Schaltungsvarianten. Besonderes Merkmal: Zu allen Schaltungen werden Leiterplatten-Vorlagen mit angegeben, teilweise sind dafür Abreibefolien mit den vollständigen Leitungsmustern für die Bauplanobjekte im Handel. Das Verzeichnis aller erschienenen Baupläne kann uns jeder Buchhändler oder Bibliothekar vorlegen. Die Baupläne berücksichtigen Transistortechnik und Schaltkreistechnik (Rundfunk- und NF-Technik, Digitaltechnik, allgemeine Elektronikanwendungen aller Art) nach dem jeweils aktuellsten Stand
8. „Amateurreihe electronica“ (vormals – bis Band 79 – Reihe „Der praktische Funkamateur“) (Militärverlag der DDR, Berlin). Diese Reihe umfaßt inzwischen fast 200 Bände (jährlich 10–12 Neuerscheinungen und Nachauflagen) zu ausgewählten Themen der Elektronik und Funktechnik. Großenteils für fortgeschrittene Amateure bestimmt, aber auch für Anfänger geeignet. Thematik: HF- und NF-Technik, Digital- und Analogtechnik, Transistoren und Schaltkreise sowie zu bestimmten vielseitig anwendbaren Bauelementen oder ausgewählten Sachgebieten und Einzelobjekten. Die Bände 50 und 100 dieser Reihe

sind Stichwort- und Sammelbände mit Themenübersichten (Registerbände) bis Nr. 100. Das vollständige Titelverzeichnis können wir beim Buchhändler oder in jeder Bibliothek einsehen

9. Reihe „Der junge Funker“ (Militärverlag der DDR, Berlin). Parallelreihe zu der unter 8. genannten, aber vorzugsweise für Anfänger bestimmt. Grundlagen, Einführungen, Formelsammlungen und einfache Bauanleitungen, vor allem Funktechnik. Jährlich mehrere Neuerscheinungen. Auch hier können wir die umfangreiche Titelaufstellung in Buchhandlungen oder Bibliotheken einsehen. Übrigens können die unter 7. bis 9. genannten Reihen auch beim Buchhändler zum ständigen Bezug abonniert werden! Wegen des günstigen Einzelpreises sehr lohnend für Amateure, die ständig auf dem laufenden sein wollen
10. Hagen Jakubaschk „Modellbahnelektronik“ (transpress VEB Verlag für Verkehrswesen Berlin, 1980). Transistorschaltungen speziell für elektronische Steuerungen von Modelleisenbahnen aller Art. Alles zu diesem Thema — vom einfachsten Fahrtregler bis zur raffinierten vorbildgetreuen Blockstreckenautomatik. Spezialisierte Schaltungssammlung
11. Hagen Jakubaschk „Elektronikbasteln für Foto und Film“ (VEB Fotokinoverlag, Leipzig 1982). Spezialisierte Schaltungssammlung (Transistoren und Schaltkreise) für alle Anwendungen im Zusammenhang mit Foto- und Filmtechnik, vorzugsweise für Fotoamateure und Schmalfilmer (und Elektronikbastler, die diesen spezialisierten Amateuren helfen wollen). Alles von den einfachsten Anwendungen (Selbstausslöser, Fernauslöser, Belichtungsuhr) bis zu komplizierten Objekten (Ton-Film-Synchronisatoren, Zeitraffergeräte). Ebenso wie das unter 10. genannte Buch gut geeignet als spezialisierte Ergänzung zu allgemeinen Schaltungssammlungen wie 3. und ähnliche. Keine Grundlagendarstellung, informativer Überblick über die zahlreichen Anwendungsbereiche der Elektronik im Foto- und Film-Bereich.
12. Hagen Jakubaschk „Das große Schaltkreisbastelbuch“ (Militärverlag der DDR, Berlin; 2., erweiterte Auflage 1983). Alles über digitale Schaltkreise (MOS-IS und TTL-IS sowie ab 2. Auflage CMOS-IS); Einführung in die Schaltungstechnik für fortgeschrittene Amateure; umfangreiche Schaltungssammlung als Parallelbuch zu dem unter 3. genannten (das nur Transistortechnik und Einzelbauelemente, jedoch keine Schaltkreise enthält). Nur Digitaltechnik; umfangreiche Objektsammlung zu allen Schaltkreisanwendungen, von einfachsten Objekten bis zu Digitaluhren und digitalen Zähl- und Meßgeräten. Rund 200 nachbaufähige Schaltbeispiele
13. Zeitschrift „FUNKAMATEUR — Praktische Elektronik für alle“, erscheint monatlich im Militärverlag der DDR, Berlin. Aktuelle Informationsquelle für alle Amateure und Bastler, die ständig auf dem laufenden sein wollen. Diese für Amateure aller Bildungsstufen bestimmte Fachzeitschrift enthält für Anfänger, Fortgeschrittene und Spezialisten zahlreiches Schaltungsmaterial, Bauanleitungen, aktuelle Informationen zur Funktechnik, Elektronik,

Nachrichtentechnik, Datenverarbeitung und über verwandte Gebiete. Offizielle GST-Informationszeitschrift für Amateurfunk. Über Postzeitungsvertrieb abonnierbar; für aktive Amateure und Bastler kaum zu entbehren, da stets auf dem neuesten Stand der Technik

Ein Rat zum Schluß: Leider ist es selten möglich, so viele Bücher zu drucken, wie der Buchhandel verkaufen könnte. Also wird es vorkommen, daß ein Buch ge-

rade dann, wenn wir es besonders dringend brauchen, im Handel vergriffen ist. In diesem Fall besteht für alle hier genannten (und viele andere) Bücher und Zeitschriften immer die Möglichkeit, sie in der nächstgelegenen Stadt- oder Kreisbibliothek auszuleihen. In diesen Bibliotheken sind auch vollständige Verzeichnisse über alle einschlägigen Bücher und Broschüren zugänglich. Erfahrene Bibliothekare beraten uns beim Sichten und Auswählen gern.

INHALTSVERZEICHNIS

Vorwort 5

TEIL I

Wir gehen den Dingen auf den Grund 7

Die Wärmewirkung des elektrischen Stromes 7

Die chemischen Wirkungen 9

Die magnetische Wirkung 11

Was ist elektrischer Strom? 16

Spannung — Stromstärke — Widerstand 29

Die Spannungsverteilung 29

Die Stromverteilung 32

Wir kombinieren die Serien- und die Parallelschaltung 33

Das Ohmsche Gesetz 34

Der Spannungsteiler 38

Leistung und Arbeit 42

Chemische Stromquellen — Elemente und Batterie 46

Primärelemente 46

Sekundärelemente (Akkumulatoren) 52

Elektromagnetismus 54

Die Spule 54

Wir bauen eine elektrische Klingel 59

Das Relais — ein elektromagnetischer Schalter 61

Das Kompaßgalvanometer — ein Hilfsmittel für uns 64

Meßinstrumente 66

Das Weicheiseninstrument 66

Das Drehspulinstrument 67

Voltmeter und Amperemeter 69

Die Induktion 71

Magnetische Induktion 71

Elektromagnetische Induktion 72

Selbstinduktion 73

Die Zusammenschaltung von Spulen 76

Das Prinzip des Transformators 79

Von Wellen und Frequenzen 81

Wechselstrom und Wechselspannung 81

Der Transformator 89

Der induktive Scheinwiderstand 91

Der Kondensator (Der kapazitive Scheinwiderstand) 95

Drahtlose Energieübertragung 105

Drahtlose Wellen 109

Die Wellenausbreitung 112

Von Mikrofonen und Lautsprechern 115

Schallwandler 115

Der Kopfhörer 116

Das Reissche Telefon 118

Der Lautsprecher 120

Mikrofone 124

Rundfunkröhren (Elektronenröhren) 129

Die Vakuumdiode 129

Das Steuergitter 132

Mehrgitterröhren 144

Transistoren und andere Halbleiter 146

Halbleiterdioden 146

Transistoren 149

Integrierte Schaltkreise 176

TEIL II

Aus vielen Teilen wird ein Ganzes 181

Wir lesen Schaltungen 181

„Elektrische Weichen“ 184

Der Schwingkreis 186

Ein Sender entsteht 191

Die Rückkopplung 192

Die Modulation 198

So arbeitet ein Empfänger 203

Die Demodulation 203

Die Abstimmung 205

Das Audion 206

Mehrkreisempfänger 211

Der Superhetempfänger 212

Die Überlagerung 213

Der Niederfrequenzverstärker 222

Der Netzteil 231

Kleine Einzelteilkunde 239

Widerstände und Potentiometer 240

Kondensatoren 242

Ultrakurzwellen-Rundfunk (UKW) 244

Transistoren in der Elektronik 252

Transistoren als Schalter 256

Transistoren als Schwingungserzeuger (Oszillatoren) 265

TEIL III

Wir wollen zeigen, was wir gelernt haben
(Schaltungen zum Nachbauen) 278

Allgemeine Hinweise 278

Schaltungen für Radiobastler 281

Einfacher Detektorempfänger mit einer Diode 281

Detektorempfänger mit einer Transistor-NF-Stufe 282

Universelles Transistor-Audion 283

Audion mit MOSFET 288

Universeller Transistor-NF-Verstärker 291

Elektronikschaltungen 295

Blinklichtgeber 295

Lichtschranke und Dämmerungsschalter 297

Feuchtemelder 300

Ein Universal-Signalbaustein 301

Anwendung: Morseverbindung 303

Anwendung: Feuchtemelder 304

Anwendung: Wasserstand-
melder 305

Die Elektronenorgel 306

Die elektrische Notentafel 309

*Hilfsgeräte für Radio- und Elektronik-
bastler* 310

Einfaches Netzanschlußgerät 310

Einstellbares Netzanschlußgerät 310

Durchgangsprüfer mit Transistoren für
Batteriebetrieb 313

Ein einfaches Transistorprüfgerät 315

Anhang 319

Die wichtigsten Schaltsymbole der
Elektronik und Rundfunktechnik 319

Empfehlenswerte Bücher 322

Diese Textfassung entstand auf der Basis des in sechs Auflagen erschienenen Buches „Radiobasteln – leicht gemacht“ von Hagen Jakubaschk

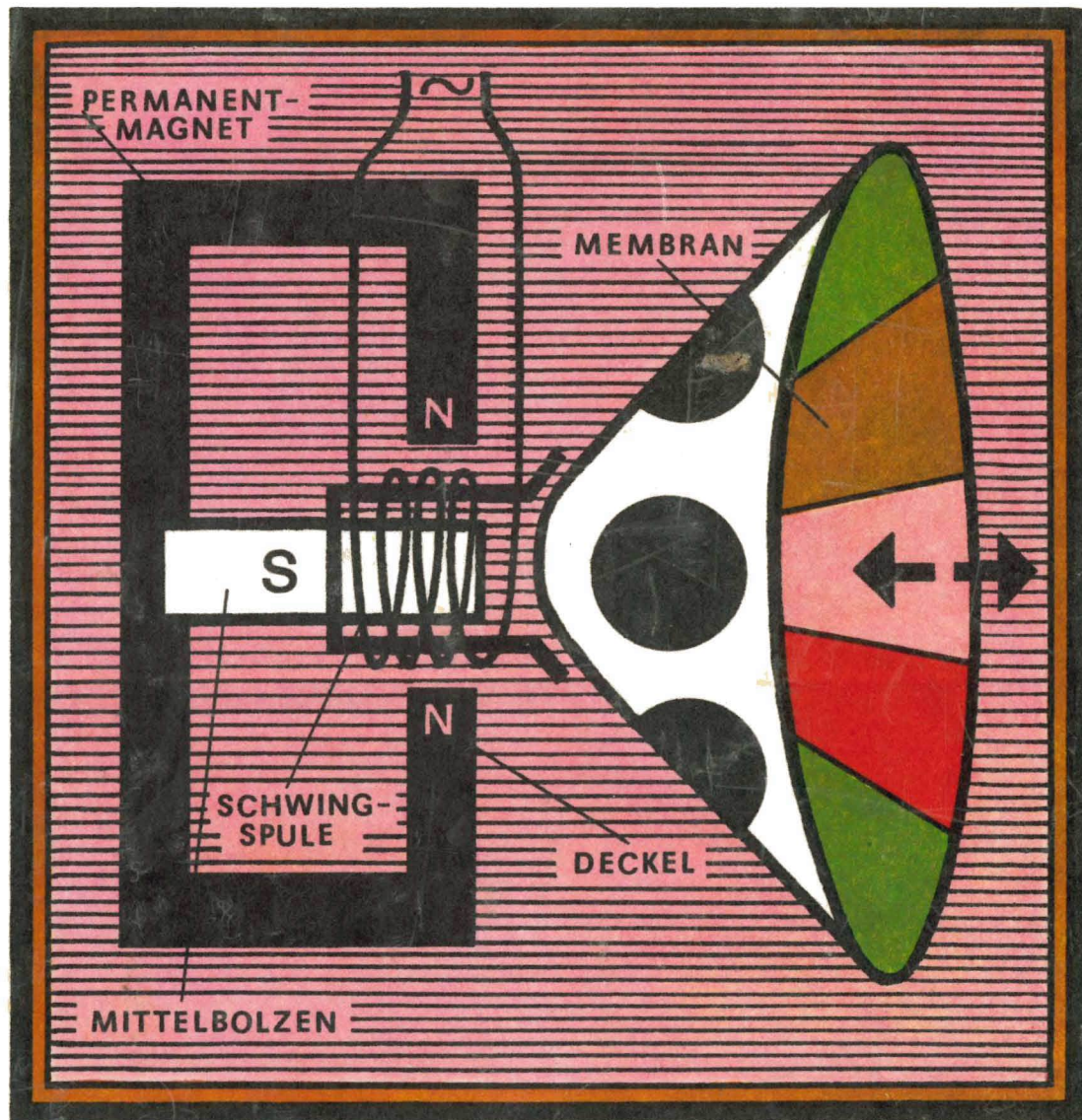


1. Auflage 1983
© DER KINDERBUCHVERLAG BERLIN –
DDR 1983
Lizenz-Nr. 304-270/111/83-(15)
Reproduktion: Grafischer Großbetrieb
Sachsendruck Plauen
Satz, Druck und buchbinderische
Verarbeitung: Karl-Marx-Werk Pößneck V15/30
LSV 7890
Für Leser von 13 Jahren an
Bestell-Nr. 631 285 1
DDR 14,80 M



WIR GEHEN DEN DINGEN AUF DEN GRUND · Spannung — Stromstärke — Widerstand · Leistung und Arbeit · Elemente und Batterie · Elektromagnetismus · Die Induktion · Von Wellen und Frequenzen · Von Mikrofonen und Lautsprechern · Rundfunkröhren · Transistoren und andere Halbleiter · Integrierte Schaltkreise · AUS VIELEN TEILEN WIRD EIN GANZES · Ein Sender entsteht · So arbeitet ein Empfänger · Ultrakurzwellen · Transistoren in der Elektronik · WIR WOLLEN ZEIGEN, WAS WIR GELERNT HABEN

So arbeitet ein Empfänger · Ultrakurzwellen · Transistoren in der Elektronik · WIR WOLLEN ZEIGEN, WAS WIR GELERNT HABEN



DER KINDERBUCHVERLAG BERLIN