

FUNK BASTLER

FACHBLATT DES DEUTSCHEN FUNKTECHNISCHEN VERBANDES E. V.

Kritisches über Endröhre und Lautsprecher

Von
Dr. F. Conrad.

Während ein großer Teil der Rundfunkteilnehmer, besonders der Funkfreunde, die Verbesserung der Kunstschaltungen fordert, um Fernempfang mit geringsten Empfangsmitteln zu verwirklichen, muß man andererseits mit Bedauern feststellen, daß im Grunde genommen nur sehr wenige Rundfunkhörer den Genuß einer guten Wiedergabe des Ortsenders im Lautsprecher kennen, obwohl diese technisch sehr wohl durchführbar ist. Es würde hier zu weit führen, alle Gründe für solche Mißerfolge zu erörtern, denn die Ursache einer verzerrten, klirrenden oder lautschwachen Wiedergabe der Sendung schließt sämtliche Fehler, Verzerrungen, Störungen usw. in sich, die vom Beginn der Übertragung an entstanden sind. Beschränken wir uns auf die Betrachtung der Empfangsanordnung, so ist zu fordern, daß alle Teile aufeinander abgestimmt sind. Es müssen sowohl die elektrischen Daten des Lautsprechers in gewisser Beziehung zu denen der Verstärkeröhren stehen, wobei wieder deren Betriebsspannungen gewisse Bedingungen erfüllen müssen. Es ist z. B. falsch, sich die Aufgabe stellen zu wollen, unter allen Umständen mit 100 Volt Anodenspannung auskommen zu müssen; das hängt vollkommen von der verlangten Endleistung ab.

Es sind besonders zwei Organe auf der Empfangsseite, Endröhre und Lautsprecher, deren Bedeutung man zwar erkannt hat, die aber praktisch meist nicht richtig gegeneinander und gegen die übrigen Teile der Anordnung abgeglichen sind, so daß eine an sich vollkommene Sendung nicht naturgetreu wiedergegeben wird.

Zwar mag es paradox klingen, daß man den Bau einer Empfangs- und Verstärkeranordnung, die für die Rundfunkwiedergabe durch den Lautsprecher bestimmt ist, nicht allein nach der zur Verfügung stehenden Anfangsenergie bemessen darf, sondern vielmehr nach der Endröhre, die man verwenden will. Dieses wieder hängt ab von der Zahl der Lautsprecher, die betrieben werden sollen, und damit kommen wir endlich zu der eigentlich primärsten Frage, nach dem Raum, seiner Größe, seinem Flächeninhalt und seinen sonstigen akustischen Eigenschaften, in dem die Sendung wiedergegeben werden soll. In der umgekehrten Richtung also, in dem die Übertragung selbst verläuft, muß die Bemessung der Verstärker- und Empfangsorgane vor sich gehen, beginnend mit dem Raum für die Wiedergabe und endend mit dem Audion und der Empfangsantenne.

Ein jeder weiß, daß es nicht zu den dankbarsten Aufgaben gehört, eine Lautsprechervorführung vorzubereiten, wenn auf eine wirklich naturgetreue Wiedergabe Wert gelegt wird. Schon die akustischen Verhältnisse des Wiedergaberaumes lassen sich bei der Vorbereitung schlecht verwirklichen, wenn die Rundfunksendung einer größeren Zuhörerschaft zu Gehör gebracht werden soll. Aber sehen wir einmal von einer bis ins einzelne gehenden Berücksichtigung aller mitwirkenden Faktoren ab, so bleibt doch die Notwendigkeit bestehen, sich über die Bedeutung des Wiedergaberaumes eine richtige Vorstellung zu machen. Ein Lautsprecher ge-

ringer akustischer Leistungsfähigkeit kann ebensowenig einen großen Raum füllen, wie eine kleine Endröhre eine große elektrische Leistung abzugeben vermag. Es besteht also die engste Beziehung zwischen der Größe der Endröhre und der des Wiedergaberaumes. Natürlich ist es schwer, diese Beziehung zahlenmäßig auszudrücken, doch läßt sich immerhin eine gewisse Faustregel angeben. Bekanntlich lassen sich der Endröhre je nach der Größe des Verbrauchswiderstandes verschieden große Wechselstromleistungen entnehmen. Die maximal abgebbare Leistung wird dann erreicht, wenn der Verbrauchswiderstand die Größe und Phase des inneren Röhrenwiderstandes annimmt und die Kennlinie vollkommen ausgeregt wird. Die Gleichheit des Ver-

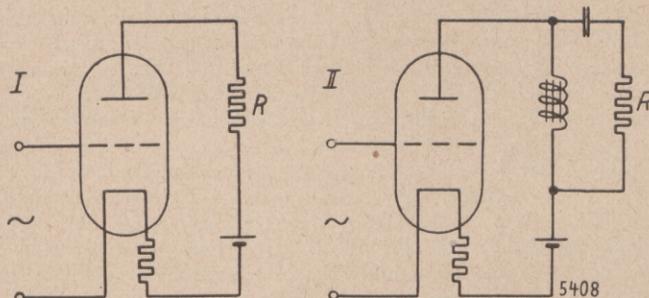


Abb. 1.

brauchs- und des inneren Röhrenwiderstandes ist erforderlich für den Fall, daß dieser im Anodenkreise liegt, wie dies beim Lautsprecherbetrieb meist der Fall ist. Es läßt sich nun eine Beziehung aufstellen zwischen der maximal abgebbaren Wechselstromleistung der Endröhre und dem Flächeninhalt eines Raumes mit normalen Höhenverhältnissen, in dem durch einen mit der Endröhre betriebenen Lautsprecher die Wiedergabe mit genügender Lautstärke erfolgen soll.

Für ein mittleres Zimmer von 20 qm muß man etwa mit einer Endröhre von 50 Milliwatt mindestens rechnen. Das würde, wie sich aus den von Radt¹⁾ angestellten Berechnungen ergibt, bei einer Anodenbatteriespannung von 100 Volt einem Anodenruhestrom von 4 mA bei einem Verbrauchswiderstand von 6250 Ω entsprechen, unter der Voraussetzung, daß die Röhre vollständig im Negativen arbeitet und der Gitterstrom bei 0 Volt Vorspannung einsetzt. Dieselbe Endleistung von 50 Milliwatt erhielte man übrigens, falls man bei 160 Volt Anodenspannung einen Ruhestrom von 2,5 mA erhält, wobei der Verbrauchswiderstand 16 000 Ω betragen müßte²⁾.

Diese eben genannte Leistung müßte quadratisch zum Flächeninhalt des Wiedergaberaumes gesteigert werden, so

¹⁾ Radt: Über Maximalleistungen von Verstärkeröhren, ENT Heft 1 1926.

²⁾ Errechnung der Zahlenwerte folgt aus den von Radt gegebenen Ableitungen.

daß beispielsweise ein Raum von 100 qm eine Endröhre von etwa 1 Watt und ein solcher von 260 qm eine Endröhre von 4 Watt maximaler Leistungsabgabe benötigt. Diese genannten Werte gelten natürlich nur ganz angenähert und nur unter der Bedingung, daß in den Wiedergaberräumen ab-

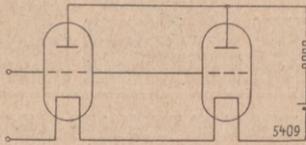


Abb. 2.

solute Ruhe herrscht. Bekanntlich ist aber ein gewisser „Störspiegel“ immer vorhanden. Hierunter ist das akustische Zusammenwirken von Geräuschen aller Art zu verstehen, die im Wiedergaberaum auftreten, so daß die Töne erst von einer gewissen Lautstärke an sich von dem allgemeinen Geräusch abheben. Der Störspiegel liegt z. B. in einem Caféhaus viel höher als in einem Wohnzimmer und erfordert hier von vornherein viel höhere Endleistungen als dort; diese müssen daher oft um ein Vielfaches größer sein als die vorher genannten.

Der Lautsprecher wird indessen nur dann die genügende Tonfülle erreichen, wenn er der Endröhre angepaßt ist. Die elektrischen Daten des Lautsprechers bleiben aber meist unbeachtet, und man findet häufig Lautsprecher mit hochohmigem System in Verbindung mit Endröhren geringen inneren Widerstandes.

Was fordert nun die Anpassung zwischen Endröhre und Lautsprecher? Wir werden in diesem Zusammenhang auf den sehr eingehenden Aufsatz von Römhild³⁾ Bezug nehmen müssen. Um aus einer Endröhre Wechselstromleistung zu entnehmen, kann man den Verbraucher (Lautsprecher) in zweierlei Art schalten, die durch I und II (Abb. 1) gekennzeichnet sind. In Schaltung I liegt der Lautsprecher direkt im Anodenkreise und wird vom Ruhestrom durchflossen. Dies ist die übliche Anordnung. In Schaltung II liegt dem Lautsprecher eine Drossel geringen Ohmschen Widerstandes und hoher Induktivität parallel, deren Scheinwiderstand gegenüber dem des Lautsprechers groß sein muß. Hierbei fließt der Ruhestrom nur durch die Drossel, der Wechselstrom nur durch den Lautsprecher. Letzteres erreicht man übrigens vollkommen dadurch, daß man einen großen Kondensator in Reihe mit dem Lautsprecher einfügt. Die beiden Anordnungen unterscheiden sich auch dadurch voneinander, daß der Verbraucher (Lautsprecher), der zunächst als rein Ohmscher Widerstand gedacht sei, in beiden Fällen verschieden große Endleistungen aufzunehmen vermag, und zwar ist diese Maximalleistung im Falle II genau doppelt so groß als im Fall I.

Drückt man die Maximalleistung durch die Anodenbatteriespannung V und den inneren Röhrenwiderstand R aus, so erhält man in beiden Fällen:

$$L_I = \frac{V^2}{32 R_i}$$

$$L_{II} = \frac{V^2}{16 R_i}$$

und der Verbrauchswiderstand wird:

$$R_I = R_i$$

$$R_{II} = 2 R_i$$

In Schaltung I muß also der Lautsprecherwiderstand dem inneren Röhrenwiderstand angeglichen werden; in Schaltung II muß er doppelt so groß gemacht werden, um die günstigste Leistungsentnahme zu gewährleisten.

Bekanntlich kann man die Endleistung auch dadurch steigern, daß man mehrere Röhren einander parallel schaltet wie in Abb. 2, wobei die Endleistungen sich addieren. Demnach werden zwei parallel geschaltete Röhren in Schaltung I

durch eine einzige Röhre desselben Typs in Schaltung II ersetzt, falls der Verbrauchswiderstand jedesmal eine geeignete Größe erhält ($\frac{1}{2} R_i$ und $2 R_i$). Man wird demnach unter gewissen Umständen die Schaltung II der Schaltung I vorziehen.

Wie ändert sich nun die abgegebene Leistung mit dem Verbrauchswiderstand? Hierzu betrachten wir die Kurve in Abb. 3. Hier ist in Abhängigkeit vom Verbrauchswiderstand, der in Einheiten des inneren Widerstandes gemessen ist, die an ihn abgegebene Leistung aufgetragen. Wie aus der Abbildung ersichtlich, ist die Anpassung äußerst flach, d. h. der Verbrauchswiderstand kann größeren Schwankungen unterliegen, ohne daß sich die abgegebene Leistung stark verändert. Beispielweise müßte er sich schon um eine Größenordnung verändern, damit die Leistung auf den dritten Teil sinkt. Wir ziehen hieraus den wichtigen Schluß, daß, um eine genügend große Leistung dem Lautsprecher zuzuführen, in erster Linie die elektrischen Daten der Endröhre maßgebend sind. Die Anpassung selbst ist für die Leistungsabgabe von geringerer Bedeutung und beeinflusst mehr andere Eigenschaften wie wir später sehen werden.

Die Gleichungen 1 lassen übrigens die große Bedeutung der Anodenbatteriespannung hervortreten, mit deren Quadrat die Leistung der Endröhre steigt. Bei gegebener Batteriespannung kann die Endleistung nur durch Verringerung des inneren Röhrenwiderstandes gesteigert werden. Die Frage der günstigsten Anpassung wird dadurch ganz erheblich kompliziert, daß der Scheinwiderstand des Lautsprechers eine Phase besitzt und frequenzabhängig ist. In dem vorerwähnten Aufsatz von E. Römhild sind diese Verhältnisse berücksichtigt und rechnerisch an Zahlenbeispielen verfolgt. Der Verfasser kommt dabei zu dem Ergebnis, daß für eine „verzerrungsfreie“ Lautsprecherwiedergabe entweder Röhren mit hohem inneren Widerstand oder Systeme mit hohem Ohmschen Widerstand verwendet werden müssen. Eine verzerrungsfreie Rundfunkwiedergabe durch den Lautsprecher ist nun keineswegs dadurch gekennzeichnet, daß bei gleicher effektiver Wechselspannung für alle Frequenzen am Gitter der Endröhre die Leistungskomponenten der durch den Lautsprecher gehenden Wechselströme ebenfalls frequenzunabhängig sind, sondern nur dadurch, daß die Schalldruckamplituden vor dem Sendemikrophon den entsprechenden Druckamplituden hinter dem Lautsprecher genau proportional sind. Es würde zu weit führen, diesen Zusammenhang, der in gewisser Hinsicht noch der experimentellen Klärung bedarf, bis ins einzelne zu verfolgen. Man wird dabei aber bald feststellen müssen, daß die einfache Rundfunkwiedergabe im Lautsprecher doch ein sehr verwickeltes Problem darstellt,

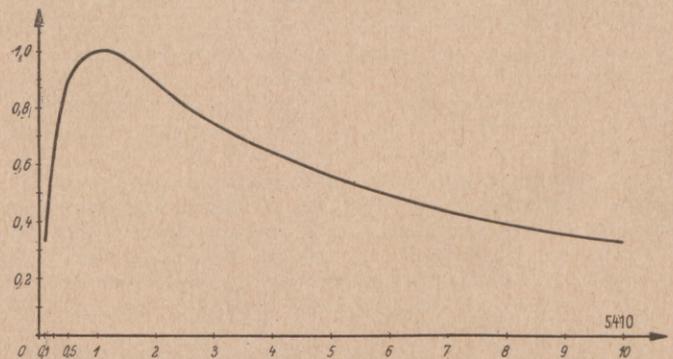


Abb. 3.

das man nicht durch alleinige Betrachtung der Leistungsübertragung zwischen Endröhre und Lautsprecher lösen kann.

Aber bleiben wir bei der Betrachtung dieser Vorgänge noch einen Augenblick stehen. Wenn der Ohmsche Widerstand R_w der Systemspule des Lautsprechers sowie deren Induktivität L festliegt, so ist der absolute Betrag des Scheinwiderstandes hiermit nur gegeben für den Fall, daß die Systembetätigung gewaltsam verhindert wird. Im nor-

³⁾ Römhild: Die Lautsprecherröhre, „Funk-Bastler“ Heft 2, 1927.

malen Betrieb jedoch verzehrt die mechanische Bewegung des Systems Energie, die sich durch Erhöhung der Wirkkomponente des Widerstandes bemerkbar macht. Demnach darf man nicht sowohl die Abhängigkeit der Joulschen Wirkkomponente des Wechselstromes von der Frequenz betrachten, sondern nur den Teil, der durch den Antrieb des Systems und die Umsetzung elektrischer in akustische Energie hervorgebracht wird. Der andere Teil der Wirkkomponente entsteht durch die Umwandlung der elektrischen Leistung in Wärme und hat für die akustische Energie selbst keinerlei Bedeutung. Demnach kann der absolute Betrag des Scheinwiderstandes des Lautsprechers formelmäßig folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$|R| = \sqrt{(R_w + R_b)^2 + \omega L_b^2}$$

Hierin bedeutet R_b die Erhöhung, die die Wirkkomponente im betriebsmäßigen Zustande erfährt. L_b ist die betriebsmäßige Induktivität. Die Größe von R_b und L_b sowie ihr Frequenzgang kann nur durch Messung gefunden werden. Man ersieht aus obiger Gleichung, daß der Ohmsche Widerstand des Lautsprechers nur einen Ballast bedeutet. Er sollte so klein wie technisch nur irgend möglich gehalten werden und soll nur dazu dienen, einen gewissen Ausgleich in den verschiedenen Tonlagen herbeizuführen, z. B. hohe Frequenzen zu bevorzugen oder zu unterdrücken. Im allgemeinen werden beim elektromagnetischen System durch Verringerung des Ohmschen Lautsprecherwiderstandes höhere Tonlagen begünstigt werden.

Welche Anforderungen müssen nun an den Lautsprecher selbst gestellt werden? Die Entwicklung ist noch zu sehr im Fluß, um schon jetzt ein Urteil fällen zu können, welches Antriebssystem und welcher Schallstrahler praktisch der beste ist. Eins aber ist wichtig: Man hat bis vor kurzer Zeit fast ausnahmslos Trichterlautsprecher in Verbindung mit Übertragerverstärkern verwandt, die höhere Frequenzen bevorzugen und in gewissen Fällen infolge nicht geradlinigen Verlaufs der Magnetisierungskurven Verzerrungen hervorbringen. Ganz unwillkürlich versuchte man auf der Sendeseite diesen bekannten Mängeln der üblichen Empfangsanordnungen dadurch Rechnung zu tragen, daß man die tiefen Töne beim Modulierungsprozeß stärker betonte. Inzwischen ist es aber der Technik gelungen, trichterlose Lautsprecher zu schaffen, deren Frequenzabhängigkeit in dem vorher angeedeuteten Sinne gering ist. Unter diesen Umständen kann sehr leicht der Lautsprecher mit „frequenzunabhängiger“ Tonskala eine Frequenzabhängigkeit vortäuschen, die in Wirklichkeit nicht besteht.

Jeder Lautsprecher verträgt nur eine gewisse elektrische Beanspruchung. Zu große elektrische Leistungen führen zu Klirrgeräuschen und Tonverzerrungen; man muß in diesem Falle zwei oder mehrere Lautsprecher benutzen und diese parallel oder in Serie bzw. in Gruppen zusammenschalten. Deren Aufstellung im Raum ist durchaus von den akustischen Besonderheiten abhängig und muß in jedem einzelnen Fall ausprobiert werden. Bei richtiger Verteilung im Wiedergaberaum lassen sich sehr günstige Wirkungen durch Hervorbringen räumlicher Klangeffekte erzielen. Man wird auch gut tun, nicht ein und denselben Lautsprechertyp, sondern deren verschiedene gleichzeitig einzuschalten, wobei sich erfahrungsgemäß die beiderseitigen Fehler bis zu einem gewissen Grade kompensieren. Es kommt im allgemeinen nur selten vor, daß ein Lautsprecher elektrisch zu stark beansprucht wird. Die allermeisten Klirrscheinungen rühren vielmehr von der Übersteuerung der Endröhre oder der Vorrohre her. Die Endröhre aber wird deshalb so oft übersteuert, weil auf dem Markt sehr wenige leistungsfähige Endröhrentypen vorhanden sind, weil man ferner über die Mindestansprüche, die an die Endröhre zu stellen sind, keine rechte Vorstellung hat, und die Endröhre darum meist zu klein wählt. Der Versuch, unter diesen Umständen die Lautstärke zu vergrößern, führt unfehlbar zur Übersteuerung. Eine Endröhre, die größte Amplitudenschwankungen der aufgedrückten Schwingungen bildgetreu wiedergeben

soll, bedeutet für einen Lautsprecher ungefähr dasselbe wie ein großer Generator für ein Netz mit stark schwankender Stromentnahme. Dieser muß bekanntlich den größten vorkommenden Anforderungen gewachsen sein und nicht nur der Durchschnittsleistung, genau wie die Endröhre auch die größten Amplituden bildgetreu wiedergeben muß und darum am besten überzudimensionieren ist. Dieser Gesichtspunkt findet leider vielfach nicht die nötige Beachtung und ist die Ursache vielleicht der meisten Klangverzerrungen, die durch die Empfangsseite hervorgebracht werden. Eine Besprechung der vorhandenen Endröhrentypen soll einer späteren Mitteilung vorbehalten sein.

Selbsttätige Erdung bei Gewittergefahr.

Die vagabundierende atmosphärische Elektrizität bietet eine stetige Gefahr für den Funkempfänger, und um die zerstörende Wirkung dieser elektrischen Einflüsse unschädlich zu machen, ist es erforderlich, möglichst früh Vorkehrungsmaßregeln zu treffen, um durch Erdung die Gefahr abzuwenden. Ein sehr empfindliches Mittel zum frühzeitigen Erkennen derartiger elektrischer Atmosphärenvorgänge ist nun in der Hochantenne selbst gegeben. Bei elektrischer Ladung der Atmosphäre wird auch die Hochantenne aufgeladen, etwa wie die eine Belegung eines Kondensators, von dem die andere durch die Erde dargestellt wird, und nimmt eine oft beträchtliche Spannung gegen Erde an. Bei einem herannahenden Gewitter finden derartige Aufladungen z. B. schon statt, bevor mit den Augen und Ohren etwas wahrzunehmen ist.

Abbildungen 1 und 2 zeigen nun, wie die auftretenden Spannungen dazu benutzt werden, durch ein Signal die nahende Gefahr zu verkünden.

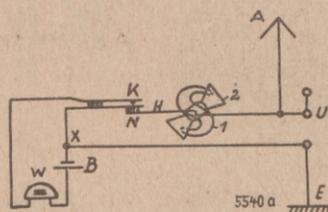


Abb. 1.

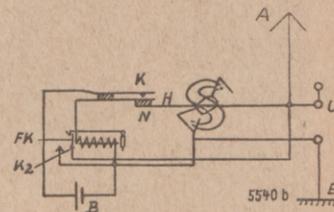


Abb. 2.

Zwischen Antenne und Erde ist eine Art statischer Spannungsmesser eingebaut. Er ist etwa so gebaut wie ein Drehkondensator mit zwei festen Belegungen und einer leicht beweglichen. Die bewegliche Platte ist nach Art eines lateinischen S gebildet (1), das sich beiderseitig in jeweils zwei gegenüberstehende Kreissektoren (2) hineindreht. Der bewegliche Teil ist isoliert gegen Erde angeordnet und mit der Antenne verbunden, während der feste Satz an Erde gelegt ist. Ladet sich jetzt die Antenne auf, so wird auf Grund statischer Momente der bewegliche in den festen Teil hineingesogen. Das so entstehende Drehmoment wird dazu benutzt, um mit Hilfe eines Hebels H und einer daran befestigten und verstellbaren Nase N aus Isolierstoff den Kontakt K zu schließen, wodurch über den Kontakt K—Batterie B—Wecker W ein Stromkreis geschlossen wird, der den Gleichstromwecker ertönen läßt. Nach ertönen dieses Warnungssignals muß die Antenne erdet werden. Hierbei fließt die dem Instrument aufgedrückte Spannung zur Erde ab, der Hebel H kehrt in seine Ruhestellung zurück und öffnet Kontakt K, die Klingel kommt zur Ruhe. Der Stromkreis des Weckers ist zur Sicherung gegen Spannungsüberschlag geerdet.

Mit einer kleinen Abänderung ist mit derselben Anordnung auch eine automatische Erdung von Hochantennen zu erzielen. An Stelle des Weckers W tritt ein Fallklappenrelais, das beim Schließen des Kontaktes K erregt wird und die Fallklappe FK freigibt, die nun ihrerseits die Antenne über K erdet. Der Vorgang verläuft nun analog wie vorher. Schaltungstechnisch läßt sich auch hier sehr einfach eine Weckvorrichtung anbringen.

Da eine derartige Apparatur leicht selbst anzufertigen ist, dürfte sich hier für manchen Amateur ein dankbares Forschungsfeld ergeben; doch ist Vorsicht am Platze, da die auftretenden Spannungen oft mehrere tausend Volt betragen.

O. Topf.

Ein einfacher Ultra-Kurzwellensender

Von

stud. ing. S. Hoerner, München.

Sendeversuche, insonderheit solche auf ultrakurzen Wellen, vermitteln gegenüber Empfangsversuchen ganz neuartige Anschauungen und Einblicke; sie sind nicht nur sehr lehrreich, sondern auch verhältnismäßig einfach anzustellen. Gerade ultrakurze Wellen sind mit geringsten Mitteln zu erzeugen, und ihre Ausbreitung und ihr Verhalten im Raum ist experimentell innerhalb des Laboratoriums oder in der Bastelstube zu verfolgen.

Die ersten und verblüffendsten Sendeerfolge erreicht man sehr schnell und einfach. Mit zwei normalen Empfangsröhren, RE 89 oder anderen, und ein Paar Drähten baut man in zehn Minuten einen Sender zusammen, den

schönsten Versuche machen. In der Abb. 5 rechts hinten erkennt man ein ganz einfaches Anschlußgerät dazu.

Wie die Abb. 1 zeigt, werden die Röhren von den Drähten vollkommen frei mittels des Klemmbrettes getragen; die Zuleitungen sind ganz einfach um die Röhrenstecker ein paarmal herumgewickelt. Der Gitterkreis (innen) ist gegen den Anodenkreis durch normalen Rüscheschlauch isoliert. Für einfache Versuche, ohne angekoppelte Antenne, kann die Kopplung überhaupt viel loser sein, ohne daß die Schwingungen abreißen. Batteriezuleitungen können beliebig lang sein; die Schaltung läßt infolge ihres symmetrischen Aufbaues keine Hochfrequenz in die Zuleitungen.

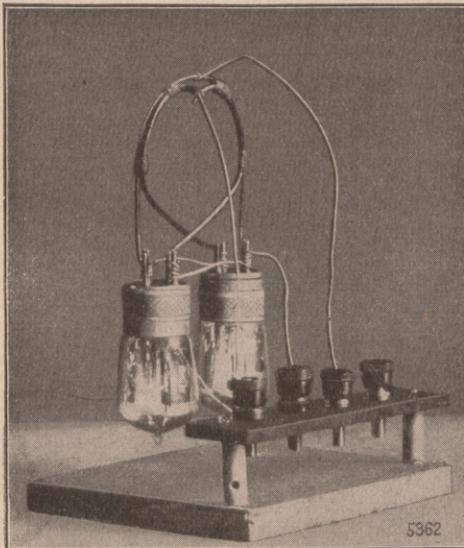


Abb. 1.

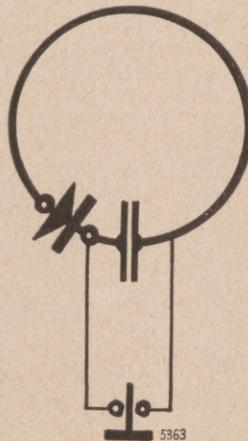


Abb. 2.

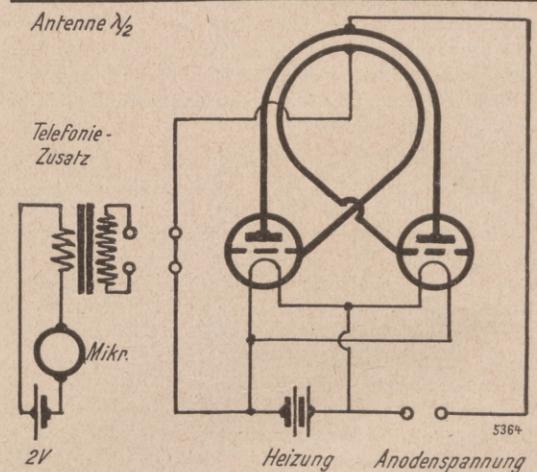


Abb. 3.

man mit den Empfängerbatterien betreibt (Abb. 1). In weiteren fünf Minuten ist der dazu passende Empfänger aus Detektor, Kopfhörer und einem Drahtbügel gebaut (Abb. 5, rechts vorn). Die Schaltung des Empfängers zeigt Abb. 2.

Der Sender arbeitet in der bekannten Mesny-Gegentaktschaltung (Abb. 3) auf etwa 2 m Wellenlänge. Die Kapazität der Röhren bildet in unserm Falle die Kapazität des Schwingungskreises, seine Frequenz ändert man nur durch Verändern des Drahtbügels. Den Empfänger stimmt man durch grobes Verändern des Drahtbügels ungefähr ab. Bei Detektorempfang ist das nicht kritisch, wenn auch nicht zu vernachlässigen. Das Einsetzen der Schwingungen erkennt man auf verschiedene Weise: Schaltet man ein Telefon in die Anodenleitung, so erkennt man es genau wie beim normalen Rückkopplungsaudion am Knacken und Rauschen. Hat man ein Milliampereometer zur Verfügung (Meßbereich 20—50 mA), so zeigt das plötzliche Zurückgehen des Anodenstromes das Einsetzen der Schwingungen an. Benutzt man die Lichtleitung als Stromquelle für den Anodenkreis, wobei die Schwingungen durch die Netzgeräusche moduliert werden, oder benutzt man dazu einen Summer, so bringt man seinen Empfänger auf 20 cm in die Nähe des Senders und hört leicht, bereits drahtlos, die erzeugte Schwingung. Auf fünf und mehr Meter kann man dann noch ohne jegliche Antenne empfangen, vorausgesetzt, daß der Detektor empfindlich genug eingestellt ist. Allein mit der Modulation der Netzgeräusche lassen sich schon die

Eine sonst häufig benutzte Hochfrequenz-Blockierung durch Drosseln, etwa 10 Windungen in den Zuleitungsdrähten kurz vor den Röhren, erwies sich als überflüssig.

Im Prinzip derselbe Sender ist der in Abb. 4 und 5 dargestellte. Seinen mechanischen Aufbau zeigt Abb. 6. Wie beim ersten sind Heizwiderstand, Drehkondensator, Buchsen u. dgl. fortgelassen. Die Antenne besteht aus drei ineinandergesteckten 6 mm starken Messinggardenstangen und ist in der Länge ($\frac{1}{2}$ Wellenlänge) veränderlich. Das mittlere Stück ist mit Aceton in der Bohrung eines Trolitstückes eingeklebt; Röhren und Antenne werden von einer Säule getragen, die aus zwei Trolitleisten zusammengeklebt ist. Die Antenne läuft in einer Aussparung, das Trolitstück, das die „Gardenstange“ hält, ist über die Säule geschoben und wird von einer Stellschraube in der notwendigen Höhe festgehalten. Dadurch ist der Abstand der Antenne von der Spule zwischen 1 und 10 cm und damit die Kopplung veränderlich. Der Säulenfuß ist aus Messingblech zusammengelötet und in Abb. 6 skizziert. Die Drahtbügel der Schwingkreise gehen durch Bohrungen der Säule und sind ebenfalls eingeklebt. Die Heiz- und Gitterleitungen liegen in eingesägten Rillen der Säule. Die Zuleitungen der Schwingkreise laufen auf kürzestem Wege und sind angelötet. Verzichtet man auf Röhrenauswechslung, so kann man auch die Röhrenstecker verlöten und erreicht dadurch geringere Kapazitäten. Das Klemmbrett ruht auf den Hartgummitellen zweier alter Bananenstecker, durch die von oben zwei Holzschrauben in das Grundbrett gehen.

Zu dauernden Versuchen benutzt man zweckmäßig ein einfaches Netzanschlußgerät, wie es in Abb. 5 rechts hinten zu sehen ist.

Als Empfänger benutzt man den oben beschriebenen Detektorapparat, gekoppelt an einen frei ausgespannten

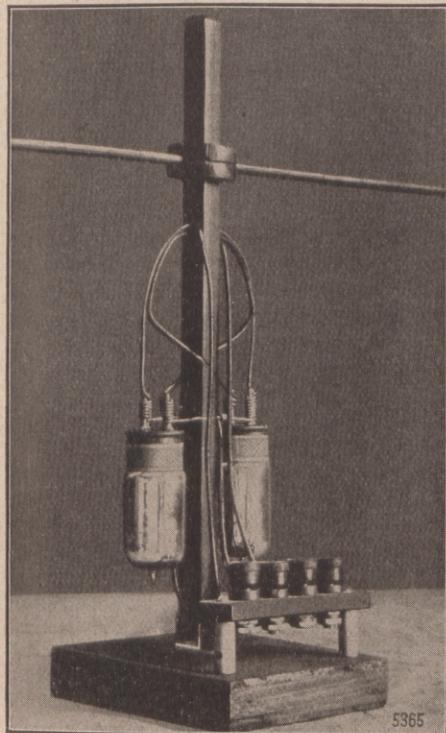


Abb. 4.

Antennendraht von der gleichen Länge wie die Sendeantenne. Der Verfasser hat zur Zeit einen Detektorempfänger im Bau, wie ihn Abb. 7 skizziert zeigt. Er würde ein passendes Gegenstück zum Sender bilden.

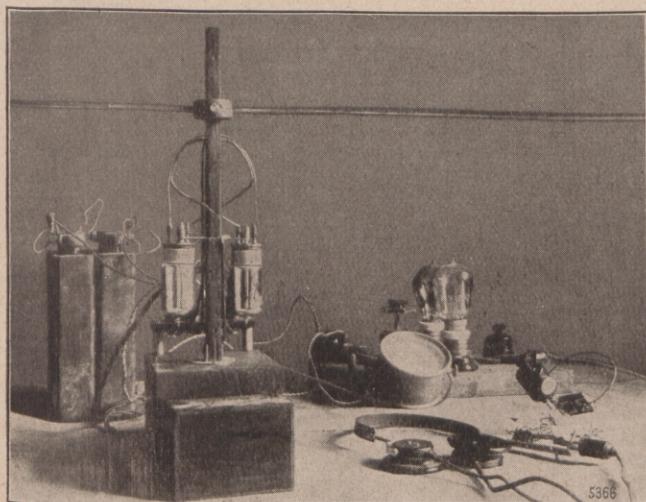


Abb. 5.

Für eine Wellenlänge von 2 m beträgt der Durchmesser des Schwingungskreises ungefähr 8 cm. Die Länge der Antenne beträgt immer die halbe Wellenlänge, also ungefähr 1 m. Die Antenne läßt sich sehr genau auf den Schwingungskreis abstimmen. Die Resonanz erkennt man am

starken Zurückgehen des Anodenstromes oder am gänzlichen Aussetzen der Schwingungen, wenn bei fester Koppelung die Antenne zuviel Energie aufnimmt. Die Antennenlänge läßt sich auf 2 cm genau bestimmen; die Wellenlänge des in Abb. 4 und 5 dargestellten Gerätes beträgt ziemlich

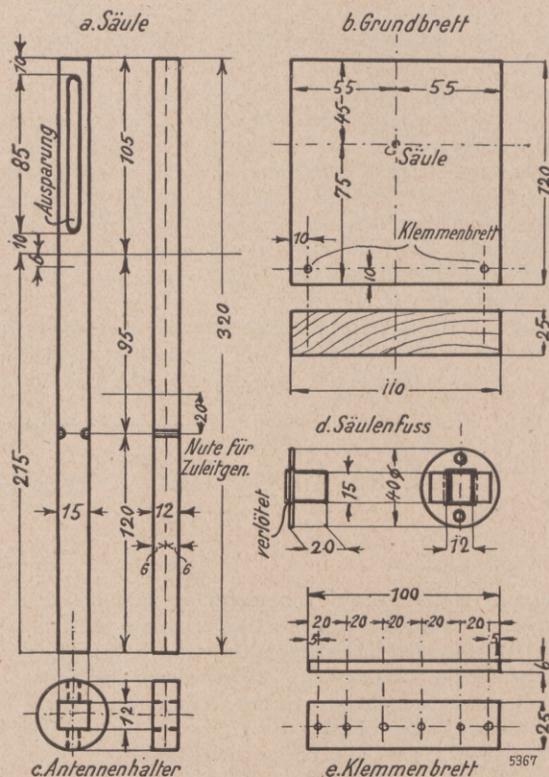


Abb. 6.

genau, nach dieser Methode gemessen, 1,92 m. Ein Durchmesser des Selbstinduktionsbügels von 12 cm ergibt eine Wellenlänge von etwa 3 m.

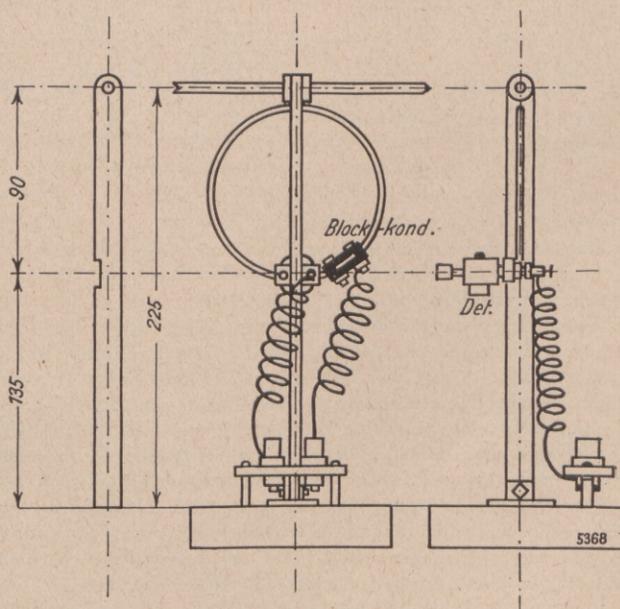


Abb. 7.

Auf andere Art und Weise bestimmt man die Wellenlänge folgendermaßen: Man spannt einen etwa 10 m langen Draht horizontal so aus, daß das eine Ende am Senderkreis in rund 2 cm Entfernung vorbeiläuft. Man überzeugt sich, daß Schwingungen vorhanden sind, und fährt mit dem

Erfahrungen mit dem Tropadyne-Empfänger

Von

Dr. Erich Weithofer, München.

Das stetig wachsende Interesse für Überlagerungsschaltungen und die Schwierigkeiten, die manche Funkfreunde damit haben, berechtigen dazu, immer wieder Erfahrungen mit diesem Empfänger mitzuteilen. Leider ist dieser beste Empfängertyp in den weiteren Bastlerkreisen Deutschlands noch recht selten und bisweilen in wenig hochwertigen Exemplaren anzutreffen. Hauptgrund hierfür dürften wohl in erster Linie die übertriebenen Vorstellungen von den Schwierigkeiten seines Baues und seiner Bedienung sein. Im folgenden soll nun ein kleiner Empfänger dieser Art besprochen werden, der das Endergebnis 2½ jähriger praktischer Versuche darstellt und mit seiner Leistung wohl die Grenze des heute überhaupt Möglichen erreicht; dabei ist der Aufwand an Zeit, Geld und Arbeit nicht größer als bei einem anderen Hochleistungsgerät. Da an dieser Stelle schon wiederholt Tropadyne-Empfänger beschrieben¹⁾ wurden, erübrigt es sich, auf die schalttechnischen und theoretischen Grundlagen einzugehen; vielmehr möchte ich allen Funk-

die Ortswelle heran gestatten. Auch noch höhere Selektivität läßt sich erreichen, doch leidet dann allmählich (wegen der fehlenden Seitenbänder) die Qualität des Empfanges; auch wird die Einstellung und Bedienung des Gerätes nicht mehr ganz einfach. Hier sei bemerkt, daß in sehr großer Nähe des Senders oder bei den neuen 10 und 20 kW-Sendern allerdings auch die Selektivität eines Tropadyne zuschanden werden kann. Die Transformatorspulen des Zwischenfrequenztransformators wirken dann selbst wie kleine Rahmenantennen, und der Ortssender schlägt dauernd durch. Hier könnte nur gänzliches Auskleiden des Empfängerkastens mit geerdeter Metallfolie oder aber Verwendung von besonders gewickelten Spulen noch Abhilfe schaffen.

Rahmenantenne. Ein Hochleistungsgerät muß ebenso unabhängig sein von jeder festen Antennenanlage wie von einer Erdung; der verwendete Rahmen muß handlich, klein und leicht transportabel sein. Mein Tropadyne arbeitet mit einem solchen von 53 cm Seitenlänge und

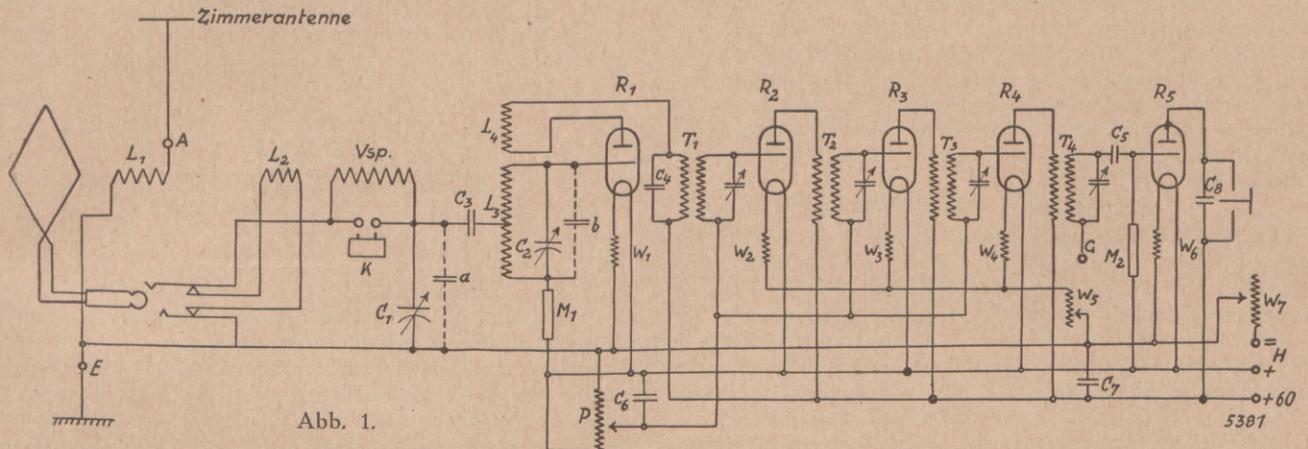


Abb. 1.

freunden, denen es nicht so sehr um das Ausprobieren einer bestimmten, sie interessierenden Schaltung zu tun ist, sondern um den Bau eines Gerätes, mit dem sie unabhängig von äußeren Bedingungen auch tatsächlich überall und jederzeit hören können, die wichtigsten Richtlinien und Erfahrungen mitteilen.

Vorerst die Hauptgesichtspunkte, nach denen der Aufbau meines kleinen, kaum einen halben Meter langen Fünfrohrenempfängers erfolgt ist, und die Forderungen, die er erfüllen muß und erfüllt.

Maximale Reichweite. Darunter ist die Möglichkeit verstanden, alle Sender in brauchbarer Lautstärke hereinzubringen, deren Strahlungsenergie sich überhaupt über den Spiegel der jeweiligen atmosphärischen Störungen erhebt. Praktisch bedeutet das für den Tropadyne in Deutschland den Empfang aller europäischen Sendestationen von etwa 1 kW aufwärts mit Rahmen im Kopfhörer. Als Rekordleistung möchte ich erwähnen, daß es mir im vergangenen Sommer einmal kurz vor Mitternacht gelungen ist, ohne Rahmen, also mit den Spulen des Gerätes allein, den Rundfunksender ea7 Madrid in guter Kopfhörerstärke hereinzubekommen.

Maximale Selektivität. So nenne ich die Fähigkeit, zwei Wellen von 10 000 Schwingungen Differenz pro Sekunde mühelos und ohne jede gegenseitige Störung zu trennen. Damit im Zusammenhang steht auch die Ausschaltung des Ortssenders. Der gut abgegliche Empfänger muß ohne Schwierigkeit Fernempfang bis etwa 3 v. H. an

15 Windungen, als Flachspule gewickelt. Von der Verwendung einer Hochantenne rate ich ganz entschieden ab. Sie bringt zwar größere Lautstärken, doch auch starke Luftstörungen. Zimmerantennen sind bei guter Anlage verwendbar, es fehlt ihnen jedoch die sehr angenehme Richtwirkung des Rahmens.

Reiner, unverzerrter Empfang. Dieser wird, abgesehen von der kleinen Rahmenantenne, die in erster Linie die atmosphärischen Störungen auf ein Minimum reduziert, vor allem durch das Fehlen einer Niederfrequenzstufe, durch das Fehlen einer freien Rückkopplung und durch das Arbeiten mit verhältnismäßig kleinen Frequenzen erzielt (große Zwischenfrequenzwelle). Für den Betrieb eines Lautsprechers wird allerdings eine Stufe Niederfrequenz nicht zu umgehen sein, deren schalttechnische Ausführung jedoch dem Bastler überlassen bleiben mag.

Die Einfachheit der Bedienung ist wohl kaum mehr zu überbieten. Außer den Empfangs- und Überlagerungskreisen, die auf die gewünschte Welle jeweils abgestimmt werden müssen, ist nur das Potentiometer und vielleicht noch die gemeinsame Heizung für die drei ersten Zwischenfrequenzröhren (W_5) ein wenig nachzustellen. Der Empfänger ist fest eichbar und die beiden Drehkondensatoren können so aufeinander abgestimmt werden, daß sie ungefähr den gleichen Skalengrad anzeigen. Versuche, diese beiden Drehkondensatoren hinter einem Drehknopf irgendwie mechanisch zu koppeln, sind bisher alle gescheitert.

Aufbau und Kostenpunkt. Über beide herrschen in weitesten Kreisen erschreckende Ansichten. Gewiß, für

¹⁾ Vgl. „Funk-Bastler“ 1926; Heft 10, S. 113; Heft 23, S. 271; Heft 40, S. 385; 1927: Heft 5, S. 72.

den ersten Anfänger ist eine Überlagerungsschaltung nichts; aber wer ein „richtiggehendes“, sauber gearbeitetes Mehrrohrgerät einwandfrei fertiggebracht hat, wer sich einen Dreiröhren-Leithäuser-Reinartz oder gar eine Reflexschaltung zutraut (und deren kann man genug in Laboratorien und Bastelstuben finden), der kann unter sachkundiger Führung und Leitung sicher auch einen Tropadyne erbauen. Freilich, eines muß der Tropadyne-Bastler vor allem mitbringen: viel, recht viel Geduld. Zusammengebaut ist die Schaltung an Hand eines gutes Bauplanes sehr schnell, jedoch die Abstimmung erfordert etwas Mühe und Geduld. Die Freude am Empfänger ist aber gesichert, wenn alle Tücken und Schwierigkeiten überwunden sind, denn man besitzt ein Gerät, das das Höchste leistet. Die Unkosten belaufen sich unter Verwendung allerbesten Materials — und zu dem muß allerdings dringend geraten werden — für den kleinen fünfstufigen Tropadyne einschließlich Röhren auf etwa 150 M.; die Niederfrequenzstufe kostet etwa 25 M. mehr. Das ist allerdings viel Geld; jedoch mancher „Reflexbastler“ hat im Laufe der Zeit größere Summen aufwenden müssen für einen Bruchteil des Erfolges, den er mit einem Tropadyne gehabt hätte. Übrigens kann der Aufbau auch stufenweise, gewissermaßen in Raten, bis zum richtigen „ausgewachsenen“ Exemplar erfolgen.

Mit Ausnahme weniger Gewittertage konnte ich den ganzen vergangenen Sommer hindurch so ziemlich unbeschränkt mit meinem Gerät arbeiten. Natürlich machte sich die Juliatmosphäre schon bemerkbar, doch wurde das Kochen und Prasseln nie so stark, daß der Empfang aller englischen und spanischen Stationen ausblieb. Somit erreicht man mit dieser Schaltung auch eine Unabhängigkeit von der Jahreszeit.

Der Aufbau des Tropadyne.

Es sollen hier, wie schon gesagt, keine Baupläne, die bis auf den letzten Millimeter jedes Maß, jede Schraube und jedes Stückchen Draht genauest vorschreiben, wohl aber allgemeine Ratschläge und Anleitungen gegeben werden, die dem Bastler möglichst viel Lehrgeld ersparen und ihn von vornherein auf die Hauptfehlerquellen und auf die Punkte aufmerksam machen sollen, auf die es besonders ankommt.

Das Schaltbild (Abb. 1) ist das Original von Fitch mit einigen kleinen Änderungen, die nichts prinzipiell Neues, doch ein paar recht gut bewährte Kunstgriffe enthalten. Vorerst die elektrischen Daten, wie ich sie am günstigsten gefunden habe:

$L_1 = 8$ Windungen (0,8 mm Durchmesser); $L_2 = 48$ Windungen (0,5 mm Durchmesser); $L_3 = 48$ Windungen (0,5 mm Durchmesser) bzw. etwa 200 Windungen (0,4 mm Durchmesser) für lange Wellen; $L_4 = 32$ Windungen (0,5 mm Durchmesser) bzw. etwa 75 Windungen (0,3 mm Durchmesser) für lange Wellen; VSp etwa 150 Windungen (0,5 mm Durchmesser); für alle Spulen Kupferdraht zweimal Baumwolle umspinnen. $M_1 = 0,3$ Megohm; $M_2 = 1$ bis 2 Megohm; $C_1 = 500$ cm (evtl. mit Feineinstellung); $C_2 = 500$ cm mit Feineinstellung (a, b 300 cm); $C_3, C_4 = 500$ cm; $C_5 = 250$ cm; $C_6 = \frac{1}{2}$ bis 1 μF ; $C_7 = 2 \mu F$; $C_8 = 4000$ cm; T_1 primär = 300 Windungen, sekundär = zweimal 550 Windungen; T_2, T_3, T_4 primär = 500 Windungen, sekundär = zweimal 550 Windungen (0,2 mm Durchmesser, zweimal Seide); $W_1, W_6 = 50$ Ohm; $W_2, W_3, W_4 = 30$ Ohm; $W_5, W_7 = 20$ Ohm; $P = 1000$ Ohm. Mit diesen Größen wird ein Wellenbereich von 240 bis 600 m und etwa 600 bis 2000 m bestrichen, ohne Verwendung der kleinen Parallelblockkondensatoren a und b.

Die Spulen L_1 und L_2 , die natürlich ganz fortbleiben können, sobald man auf eine Zimmerantenne ein für allemal verzichten will, sind aus Gründen der Raumersparnis einfache Ledionspulen, auf einen gemeinsamen Körper (5 cm Durchmesser) aufgesteckt; ihre Entfernung voneinander beträgt etwa 3 cm. Auch die Verlängerungsspule VSp, die am besten auswechselbar in einem Stecksockel sitzt, ist

eine kapazitätsarme Wabenspule oder dgl. Die beste Windungszahl wird durch Versuche gefunden. Die Spule bleibt dauernd im Kasten sitzen und wird für den Rundfunkwellenbereich einfach mit dem Kurzschlußstecker kurzgeschlossen. Da dieser Stecker (ebenso wie die Schwingspule L_3/L_4) im Innern des Kastens angebracht ist, muß der Deckel beim Übergang von niederen zu höheren Wellen geöffnet werden. Das ist ein Nachteil, der in Kauf genommen werden mußte. Die komplizierte Umschaltung der beiden Schwingungskreise von außen (etwa durch Knebelschalter) brachte mit ihren umständlichen Leitungsführungen gerade an den ungünstigsten Stellen so viele anderweitige Nachteile und elektrische Verluste, daß ich gänzlich davon abgekommen bin. Auch die Anbringung der Spulen außerhalb des Kastens bringt nur andere Schwächen für die vermiedenen und ist alles andere als schön. Schließlich kommt das Wechseln des Wellenbereiches, das mit zwei Griffen zu erledigen ist, nicht so oft vor, daß man diese kleine Unannehmlichkeit nicht hinnehmen könnte.

Das Spulensystem L_3, L_4 erfordert viel Sorgfalt. Auf eine Preßspanrolle von 7 cm Durchmesser und 9 cm Länge werden die 48 Windungen und in einem Abstand von etwa 1 cm die übrigen 32 Windungen aufgebracht; letztere befinden sich auf der einmontierten Spule unten. Kein Paraffin! Kein Lack! Die Spule für den höheren Wellenbereich mit 200 bzw. 75 Windungen ist etwa 13 cm lang; die 200 Windungen werden dabei nach Seibt doppellagig gewickelt (Abb. 2).

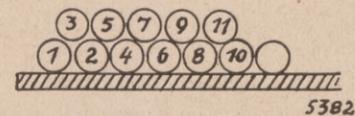


Abb. 2.

Die Mittelanzapfung von L_3 muß genau zwischen 24. und 25. bzw. zwischen 100. und 101. Windung liegen. Ein Fehler von einer halben Windung vereitelte mir wochenlang jeden Empfang. Die Spulen sind mit zwei Hartgummischeiben geschlossen; diese tragen die Anschlußbuchsen, oben zwei, unten drei, zu denen die Drahtenden im Innern geführt sind. Die Spule wird ähnlich einer Röhre auf einen Sockel mit drei Steckzapfen aufgesteckt, die Verbindung mit den beiden oberen Buchsen wird durch kurze flexible Litzen und Stecker hergestellt. Diese Art der Spulen hat sich weitaus am besten bewährt. Vor allem sei dringend gewarnt vor freitragenden Wicklungen an dieser Stelle; die geringste Verbiegung der Drähte ändert die elektrischen Daten und verschiebt dadurch die Mittelanzapfung; auch ein Eichen des Empfängers ist dann unmöglich.

Für die beiden Kondensatoren C_1 und C_2 ist das Beste eben gut genug. C_2 muß unbedingt mit Feineinstellung versehen sein. Es ist angenehm, wenn beide Kondensatoren die gleiche Größe haben, weil das Einstellen einer Station dadurch wesentlich erleichtert wird. Beiden Drehkondensatoren kann man je einen kleinen Block (a und b) von etwa 300 cm parallel schalten. Es ist bekannt, daß beim Ausdrehen (Verkleinern) von C_2 die Schwingungen an einem bestimmten Punkte abreißen oder kräftiges Pfeifen einsetzt; dieser Punkt schwankt je nach dem Aufbau und der verwendeten ersten Röhre, liegt aber in der Regel an der Grenze zwischen mittlerem und unterem Drittel. Doch auch schon ein gutes Stück vorher wird der Empfang meist wenig schön, spitz und dünn. Praktisch zur Verwendung kommt also eigentlich nur etwa die obere Hälfte der ganzen Kondensatorkapazität. Da ist es ein naheliegender Gedanke, den unteren Teil als Block parallel zu schalten. Man gewinnt dadurch noch den weiteren Vorteil, daß sich die Stationen, die erst auf den oberen 50 oder 60 Teilstrichen der Skala zusammengedrängt lagen, nun auf die ganzen 100 Skalenteile verschieben. Außerdem läßt sich durch Entfernen oder Auswechseln der Blocks der Wellenbereich

noch weiter variieren. Dagegen geht bei Verwendung von Parallelkondensatoren die gerade Eichlinie natürlich verloren.

Die Frage, ob Nierenplatten- oder Frequenzkondensatoren verwendet werden sollen, entscheide ich stets zugunsten der Nierenplatten. Solange es immer noch üblich ist, mit Wellenlängen statt mit Frequenzen zu rechnen, ist die gerade Eich„kurve“ ein großer Vorteil; die mechanische Einstellung jedenfalls bietet im Bereiche über 200 m keine technischen Schwierigkeiten. Die Feineinstellvorrichtung sollte nur an der Achse des ganzen Drehteiles angreifen, also keine einzelnen Drehplatten aufweisen. Mechanismen mit Zahnradübersetzung sind mir unsympathisch; sie haben oder bekommen fast immer mehr oder minder toten Gang. Technisch einwandfrei ausgeführte Friktionsübersetzungen sind die besten.

empfehlen, es läßt sich sonst das lästige mechanische Mitschwingen der Röhren bei jeder Gelegenheit kaum vermeiden. Ein Anklopfen am Tisch, ein kräftiger Schritt im Zimmer, das Einschnappen der Tür, ja sogar ein auf der Straße vorbeifahrendes Lastauto kann lautes metallisches Klingen im Hörer auslösen.

Die Heizwiderstände liegen mit Ausnahme von W_5 und W_7 , alle im Innern des Gerätes und werden bei Inbetriebnahme ein für allemal fest eingestellt. Besonders die Widerstände W_2 , W_3 , W_4 halte ich da aus vorerwähnten Gründen für sehr wichtig. Theoretisch sind sie unnötig, wenn R_2 , R_3 und R_4 absolut gleich arbeiten. W_5 sollte von außen zu bedienen sein, weil ein Nachstellen bei Veränderung des Potentiometers oft recht erwünscht ist. Der Heizwiderstand einer etwaigen Lautsprecherröhre bleibt ebenfalls ganz im Innern des Empfängers; außerdem wird hier der

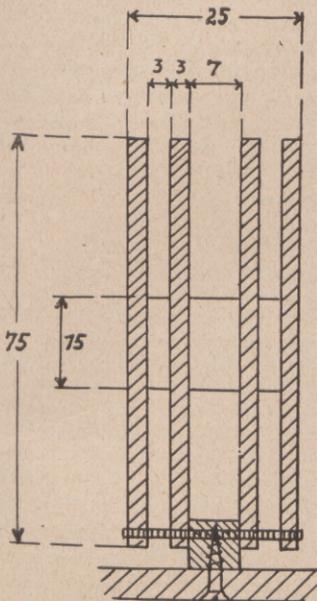


Abb. 3.

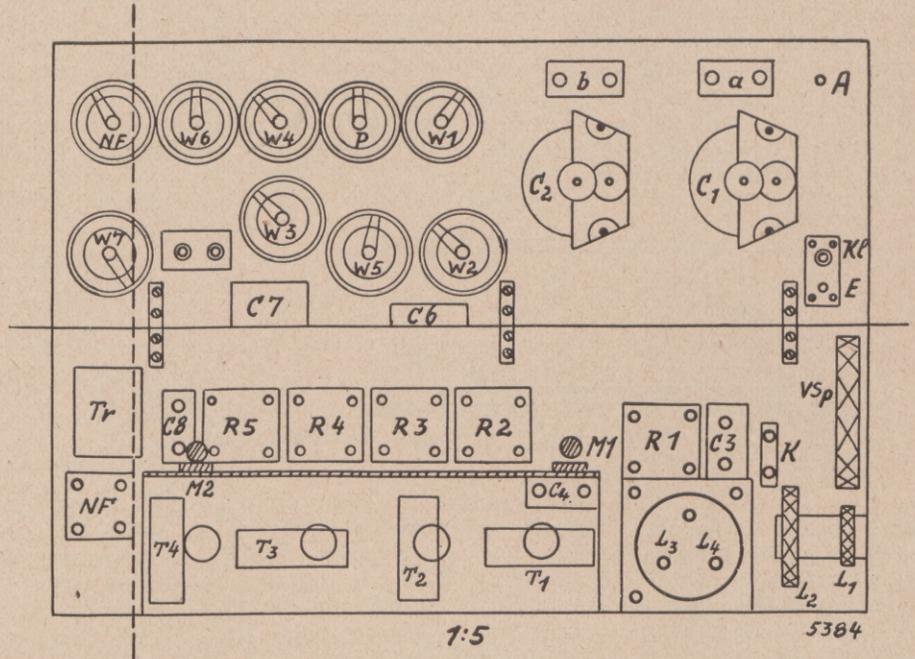


Abb. 4.

Der Ableitewiderstand M_1 sollte die Größe von 0,5 Megohm nicht überschreiten; ob er besser an die Plus- oder Minus-Heizleitung angeschlossen wird, muß ausprobiert werden.

Nun die Röhren! Sie müssen mit ganz besonderer Sorgfalt ausgewählt werden. Für R_1 werden immer besondere Oszillatortröhren empfohlen. Bei mir hat Valvo Oscillotron jedoch gänzlich versagt, obwohl diese Röhre von anderer Seite sehr gelobt wird. Auch RE 144 leistete nicht das, was ich von ihr erwartet hatte. Am besten eignete sich RE 064, Ökonom H und Niggl NA 420. Die Heizung ist recht kritisch und sollte so gering wie möglich gehalten werden. Die drei nun folgenden R_2 , R_3 , R_4 müssen hoch-evakuierte, harte Röhren mit kleinem Durchgriff sein, die bei gleicher Potentiometerstellung zu schwingen beginnen. Glücklicherweise, wer in der Lage ist, sich aus einer größeren Anzahl solche aussuchen zu können; meist wird man dazu keine Gelegenheit haben. Einige Firmen bringen bereits ausgesuchte Röhren speziell für diesen Zweck in den Handel oder besorgen diese Arbeit auf Wunsch ohne Preiszuschlag. Ich habe mit bestem Erfolge an dieser Stelle Ökonom H und RE 064 verwendet. Übrigens läßt sich die Abgleichung bis zu einem gewissen Grade auch durch Regulierung der Heizwiderstände W_2 , W_3 , W_4 erreichen. Die Gleichrichterröhre R_5 stellt keine so großen Anforderungen mehr. Jede gute, nicht zu harte, leicht schwingende Röhre ist geeignet.

Die Röhrensockel werden am besten abgedefert gewählt. Besonders für R_1 und R_5 ist diese Maßnahme dringend zu

Stromkreis noch in der Steckerklinke unterbrochen, so daß die Röhre erst beim Einstecken des Stöpsels aufleuchtet.

Die Zwischenfrequenztransformatoren T_1 bis T_4 sind mit ihren Kondensatoren das Herz der ganzen Schaltung. Sie werden mit den aufgeführten Windungszahlen auf Hartgummi- oder paraffinierte Holzspulen gewickelt, deren Maße in Millimetern aus Abb. 3 ersichtlich sind. In die Mitte kommt die Primärwicklung, zu beiden Seiten je eine Hälfte der Sekundärwicklung, 0,2 mm doppelt Seide umspinnen. Wem keine Spulmaschine zur Verfügung steht, dem kann ich das Selbstwickeln nicht raten. Es ist eine unglaublich stumpfsinnige Arbeit, man sollte die aufgewendete Geduld lieber auf das Einstellen nachher verwenden. Jede Werkstätte für Elektrotechnik oder Feinmechanik besorgt das Aufspulen in wenigen Minuten besser und sauberer als die geschickteste Hand.

Als Abstimmkondensatoren habe ich Quetschkondensatoren (etwa 300 cm) benutzt. Sie haben sich, da sie Luft als Dielektrikum benutzen, recht gut bewährt, nur muß man beim Einkauf sehr darauf achten, daß man solche mit gut passenden Drehspindeln bekommt.

Die Spulen werden mit zueinander senkrechten Wickel-ebenen angeordnet in einem Hartgummikästchen untergebracht; der Deckel trägt die Kondensatoren, die Vorderseite die Klemmschrauben für die Röhrenanschlüsse und fürs Potentiometer.

Das Abgleichen der Zwischenfrequenzkreise geht nun ganz systematisch vor sich. Erst wird der Kopfhörer an

Stelle der Primärspule von T_1 eingeschaltet. Da wir jetzt ein einfaches Schwingaudion vor uns haben, wird das Heranholen des Ortssenders keine Schwierigkeiten bereiten. Sollte kein Sender in der Nähe sein, nimmt man Hochantenne oder einen kräftigen Wellenmesser. Auch kann man C_2 ganz ausdrehen und auf den dabei entstehenden lauten Pfeifton einstellen. Bei einer bestimmten Stellung von C_2 und C_1 hört man mit einem leisen Knacken die Schwingungen einsetzen. Der Sender wird auf größte Lautstärke eingestellt, wobei die Heizung bis knapp vor die Stelle zurückgedreht wird, an der plötzlich eine deutliche Abnahme der Lautstärke eintritt. Nun kann man sicher sein, daß die erste Stufe arbeitet. Die Schaltung wird wieder in Ordnung gebracht und der Hörer statt der Primärspule von T_2 in die Anodenleitung der zweiten Röhre eingeschaltet; außerdem muß hier noch in die Gitterzuführung ein provisorischer Gitterblock mit Ableitwiderstand wie bei R_5 eingelegt werden, um Gleichrichtung zu erzielen. Sorgsam achte man darauf, daß die eben eingestellten Schaltungsmittel der ersten Stufe dabei nicht verändert werden. W_5 steht auf einem mittleren Wert und wird vorerst nicht angerührt. Es gilt nun, den ersten Abstimmkondensator (T_1), den Heizwiderstand (W_2) und das Potentiometer solange vorsichtig zu verändern, bis lautester und reinster Empfang erzielt ist. Besondere Sorgfalt lassen wir dabei

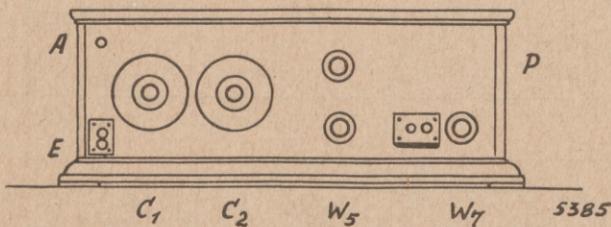


Abb. 5.

dem Abstimmkondensator angedeihen und vergessen nicht, auch C_2 wieder mit der Feineinstellung zu korrigieren. In gleicher Weise wird der Reihe nach R_3 und R_4 angeschlossen, jedesmal der Gitterblock gewechselt und die vorherliegenden Abstimmkondensatoren ganz wenig und vorsichtig nachgestellt. Wichtig ist, daß bei Abgleichung von R_3 und R_4 am Potentiometer nicht mehr gerührt werden darf, da sonst wieder die für R_2 gefundene günstigste Stellung verlorengeht. Wir müssen vielmehr den besten Arbeitspunkt hier ausschließlich durch Regulierung der Heizwiderstände W_3 und W_4 zu erreichen suchen. Sind alle fünf Röhren auf diese Art glücklich angeschlossen, geht man für alle Fälle zum Rahmenempfang über und versucht nun einen entfernten Sender durch gleichzeitiges Drehen von C_1 und C_2 zu erreichen. Dabei werden immer und immer wieder die Siebkreiskondensatoren vorsichtig nachgestellt, auch wohl die Heizwiderstände W_2 , W_3 und W_4 nochmals überprüft. Diese letzte feine und mühsame Abstimmarbeit muß nun ganz dem Geschmack und der Geduld des einzelnen überlassen bleiben. Von ihr hängt der große Erfolg ab, sie darf nicht eher eingestellt werden, bis nicht die eingangs erwähnten Forderungen restlos erfüllt sind. Man wird jeden Tag neue, bessere Einstellungen finden und oft nach Wochen noch Überraschungen erleben.

Nicht vergessen sei, hier auch an die günstigste Anoden- und Gitterspannung zu erinnern, die ausprobiert werden muß. In meinem Empfänger z. B. arbeitet die R_5 (Ökonom H) weitaus am besten, wenn die Gitterklemme G ganz freibleibt.

Zum Schlusse sei noch ein Bauplan im Maßstabe 1:5 wiedergegeben (Abb. 4); alle Größen können ohne weiteres auf ihm abgesteckt werden. Ich habe gleich die Raumverteilung für einen Lautsprecherbetrieb gezeichnet; wer, wie ich, darauf verzichten kann, sägt das Brett schon links an der gestrichelten Linie ab. Es ist natürlich zweckmäßig, sich erst die Einzelteile zu verschaffen und danach die end-

gültigen Maße zu berechnen. Für Vorderwand und Boden ist trockenes Sperrholz weitaus das beste. Hartgummi ist teuer, wird mit der Zeit unansehnlich und bietet keine besonderen Vorteile. Im Gegenteil ist das Befestigen der vielen Heizwiderstände an einer Hartgummi- oder Trolitplatte recht unbequem. Die Klinken sind an kleinen Hartgummitäfelchen angebracht und kommen mit Holz nicht in Berührung. Die Antennenbuchse A ist ebenfalls isoliert.

Da die Vorderseite wohl stets irgendwie gebeizt oder mattiert werden wird, sei daran erinnert, daß immer beide Seiten eines Brettes ganz gleich behandelt werden müssen, um ein Verformen und Verziehen (auch bei Sperrholz) zu vermeiden. Wird z. B. das Bodenbrett mattiert, sollte auch die Unterseite mattiert werden. Will man die Innenseite nicht färben, so soll entsprechend der Wasserbeize außen gewöhnliches Wasser innen angewendet werden.

So zeigt sich denn der fertige Empfänger wie Abb. 5. Er muß bei richtiger Abgleichung völlig frei sein von jeder Handkapazität. Ein Abschirmen der Kondensatoren C_1 und C_2 ist nicht nötig, wenn das Kondensatorgestell aus Metall gefertigt ist und mit der Minus-Heizleitung in metallischer Verbindung steht. Im Hörer herrscht Totenstille zwischen zwei Stationen. Kein Pfeifen oder Heulen, höchstens ein ganz leises Rauschen, wie wenn man eine große Muschel ans Ohr hält, darf zu hören sein.

Der „Jensen-Superhet“.

Den Ausführungen von Cai Wendelboe Jensen in Heft 14 des „Funk“ kann ich mich nicht anschließen. Sein Gerät ist letzten Endes nichts anderes als ein Hochfrequenzverstärker mit zwei Hochfrequenzstufen und einem Audion, und es ist nicht einzusehen, wozu eigentlich der Überlagerer notwendig ist. Daß ein Apparat mit zwei Stufen Hochfrequenz guten Fernempfang auch an Rahmenantenne ergibt, ist bekannt, besonders, wenn man noch eine Rückkopplung anwendet. Allerdings ist es notwendig, wenn man im Bereich der Rundfunkwellen bleibt, die Röhren zu neutralisieren. Da dies gar nicht weiter schwierig ist, liegt eigentlich kein Grund vor, nur um diese Neutralisierung zu sparen, eine Transponierung vorzunehmen und eine Röhre mehr zu verwenden. Auch die Selektivität muß natürlich geringer sein als bei einem üblichen Tertiärempfänger.

Der Vorteil des Transponierungsempfängers liegt darin, daß man eben nicht nur bis zu zwei Stufen Hochfrequenzverstärkung gehen kann, sondern in Form der Zwischenfrequenz auf vier Stufen kommt. Selbstverständlich wird die Lautstärke erheblich höher, wenn man nahe am Schwingpunkt arbeitet, aber dies ist keineswegs notwendig, um gute Ergebnisse zu erzielen. Im Gegenteil, es ist ein Vorteil, ohne Rückkopplung und ohne die damit verbundene Verzerrung auszukommen, und dafür zwei Röhren mehr zu verwenden.

Daß vielfach die Überlagerungsempfänger nicht so viel leisten, wie sie nach der Anzahl der verwandten Röhren eigentlich leisten sollten, ist allerdings eine bekannte Tatsache, diese hat aber ihren Grund meist in einer falschen Konstruktion. Beseitigt man nämlich die Schwingneigung allein durch das Potentiometer, d. h. man gibt so viel positive Gittervorspannung, daß das Schwingen aufhört, so gelangt man meist in den Bereich des oberen Knicks der Kennlinie, wo die Steilheit bereits viel geringer ist als im geraden Teil. Hierdurch muß natürlich auch die Verstärkung sinken. Das einfachste Mittel, wieder in den geraden und damit steilsten Teil der Charakteristik zu kommen, ist, die Anodenspannung herabzusetzen und damit die Kennlinie weiter nach rechts zu verschieben. Meist wird die Anodenspannung für den Zwischenfrequenzteil viel zu hoch gewählt. Ein weiteres Mittel ist, die Zwischenfrequenzröhren genau so wie im Bereich der Rundfunkwellen zu neutralisieren. Die geringen Kosten für die drei Kondensatoren fallen bei einem Überlagerungsempfänger im Vergleich zu den sonstigen kaum ins Gewicht, und da die Zwischenfrequenz stets die gleiche bleibt, macht auch die Neutralisation bedeutend geringere Schwierigkeiten als beim gewöhnlichen Neutrodyne-Empfänger, wo sie über den ganzen Wellenbereich bestehen bleiben soll. Dann kann man die vierfache Hochfrequenzverstärkung auch wirklich ausnutzen und erhält doch bessere Erfolge als mit der Jensen-Schaltung.

Dr. Curt Borchardt.

Überlagerung und Modulation

Von
F. Weichart.

Wenn wir einen ungedämpften Sender empfangen wollen, dann müssen wir die hochfrequenten Schwingungen irgendwie hörbar machen; am einfachsten und elegantesten geschieht das, indem wir uns am Empfangsorte eine Hilfschwingung erzeugen, deren Frequenz sich nur um einen geringen Betrag von der Frequenz der ankommenden Schwingungen unterscheidet, und diese beiden Schwingungen sich „überlagern“, d. h. zusammensetzen lassen. Jeder Funkfreund kennt diesen Vorgang und benutzt ihn täglich. Ein solcher „Überlagerungsempfang“ oder „Schwebungsempfang“ ist jedoch nur nötig, wenn es sich um die Aufnahme ungedämpfter Sender handelt. Gedämpfte Sender lassen sich, wie bekannt, ohne weiteres mit einem Detektorapparat oder einem Audion ohne Rückkopplung empfangen. Telefonesender sind dabei gedämpften Sendern gleich zu achten, da die Amplitude der von ihnen ausgesandten Schwingungen nicht konstant ist, sondern sich im Rhythmus der Sprache oder Musik ändert. Derartige

wieder eine sinusförmige Schwingung, und zwar mit der Amplitude $a \cdot \sqrt{2}$, die der Phase nach genau zwischen den beiden erzeugenden Schwingungen liegt (Phasendifferenz 45°) (Abb. 3):

$$\left. \begin{aligned} J_1 &= a \cdot \sin(\omega t) \\ J_2 &= a \cdot \sin(\omega t + 90^\circ) \end{aligned} \right\} \varphi = 90^\circ$$

$$J = J_1 + J_2 = a \cdot [\sin(\omega t) + \sin(\omega t + 90^\circ)] \quad (3)$$

$$= 2a \cdot \sin\left(\frac{2\omega t + 90^\circ}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{-90^\circ}{2}\right) = a \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega t + 45^\circ).$$

Für eine beliebige Phasendifferenz φ erhalten wir

$$\left. \begin{aligned} J_1 &= a \cdot \sin(\omega t) \\ J_2 &= a \cdot \sin(\omega t + \varphi) \end{aligned} \right\} \varphi = \text{beliebig}$$

$$J = J_1 + J_2 = a \cdot [\sin(\omega t) + \sin(\omega t + \varphi)] \quad (4)$$

$$= 2a \cdot \cos(\varphi/2) \cdot \sin(\omega t + \varphi/2).$$

Auch diese Gleichung stellt wieder eine Sinuskurve dar, deren Amplitude $2a \cdot \cos(\varphi/2)$ und deren Phasendifferenz gegen die erste Schwingung $\varphi/2$ beträgt; und auch hier liegt

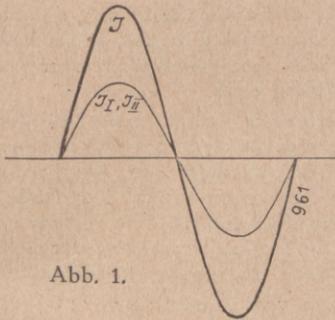


Abb. 1.

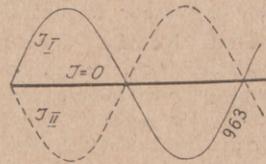


Abb. 2.

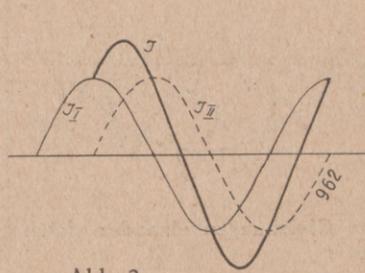


Abb. 3.

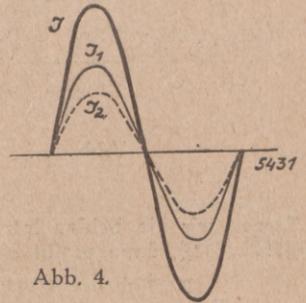


Abb. 4.

Schwingungen bezeichnen wir als „modulierte Schwingungen“, den Vorgang, der diese Amplitudenänderungen zustande bringt, als **Modulation**. Die Begriffe „Überlagerung“ und „Modulation“ gehören also zum täglichen Brot eines jeden Funkfreundes.

Wenn die Vorgänge, von denen hier die Rede ist, im Prinzip auch sehr einfach und leicht zu verstehen sind, so lohnt es sich doch, ihnen einmal etwas genauer auf den Grund zu gehen und dabei auch einfache mathematische Überlegungen nicht zu scheuen.

Zunächst sei einmal untersucht, in welcher Weise sich zwei Schwingungen gleicher Frequenz und gleicher Amplitude zusammensetzen¹⁾. Schon eine einfache Überlegung zeigt, daß es hier auf die Phasendifferenz ankommt, die die beiden Schwingungen gegeneinander haben. Haben beide Schwingungen Sinusform und die Amplitude a , dann zeigt uns die graphische Zusammensetzung der beiden Schwingungen (Abb. 1), daß sich als Resultierende wieder eine sinusförmige Schwingung von der Amplitude $2a$ ergibt, wenn die Phasendifferenz zwischen den beiden Schwingungen 0° beträgt. Mathematisch ergibt sich

$$\left. \begin{aligned} J_1 &= a \cdot \sin(\omega t) \\ J_2 &= a \cdot \sin(\omega t) \end{aligned} \right\} \varphi = 0$$

$$J = J_1 + J_2 = 2a \cdot \sin(\omega t). \quad (1)$$

Ist dagegen die Phasendifferenz 180° , dann erkennt man ohne weiteres, daß sich die beiden Schwingungen zu Null zusammensetzen, sich also gegenseitig aufheben (Abb. 2):

$$\left. \begin{aligned} J_1 &= a \cdot \sin(\omega t) \\ J_2 &= a \cdot \sin(\omega t + 180^\circ) = -a \cdot \sin(\omega t) \end{aligned} \right\} \varphi = 180^\circ$$

$$J = J_1 + J_2 = a \cdot [\sin(\omega t) - \sin(\omega t)] = 0. \quad (2)$$

Bei einer Phasendifferenz von 90° dagegen erhalten wir

die erzeugte Schwingung der Phase nach wieder genau in der Mitte zwischen den beiden erzeugenden Schwingungen.

Diese Betrachtungen sind von der Höhe der Frequenz ganz unabhängig; sie gelten also ebensogut für niederfrequente wie für hochfrequente Schwingungen.

Jetzt sei untersucht, wie sich zwei Schwingungen gleicher Frequenz, aber ungleicher Amplitude (a und b) zusammensetzen; auch in diesem Falle wird

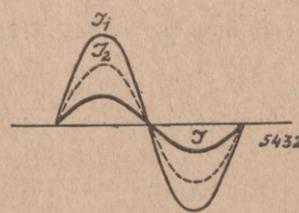


Abb. 5.

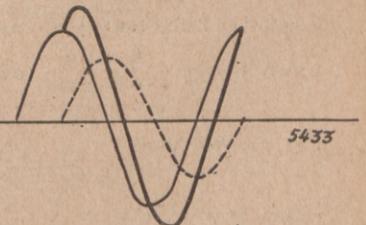


Abb. 6.

die Phasendifferenz, die zwischen den beiden Schwingungen besteht, eine ausschlaggebende Rolle spielen. Ist sie Null, dann erhalten wir eine Sinuskurve mit der Amplitude $(a+b)$. Das zeigt uns sowohl die graphische Konstruktion (Abb. 4), als auch die mathematische Behandlung:

$$\left. \begin{aligned} J_1 &= a \cdot \sin(\omega t) \\ J_2 &= b \cdot \sin(\omega t) \end{aligned} \right\} \varphi = 0^\circ$$

$$J = J_1 + J_2 = (a + b) \cdot \sin(\omega t). \quad (5)$$

Bei einer Phasendifferenz von 180° erhalten wir dagegen eine Sinuskurve (Abb. 5) mit der Amplitude $(a-b)$:

$$\left. \begin{aligned} J_1 &= a \cdot \sin(\omega t) \\ J_2 &= b \cdot \sin(\omega t + 180^\circ) = -b \cdot \sin(\omega t) \end{aligned} \right\} \varphi = 180^\circ$$

$$J = J_1 + J_2 = (a - b) \cdot \sin(\omega t). \quad (6)$$

¹⁾ Siehe Funk-Taschenbuch, Teil IV, S. 113 ff.

Beträgt dagegen die Phasendifferenz 90° , dann erhalten wir wieder eine Sinuskurve (Abb. 6), die der Phase nach zwischen den beiden erzeugenden Schwingungen liegt:

$$\left. \begin{aligned} J_1 &= a \cdot \sin(\omega t) \\ J_2 &= b \cdot \sin(\omega t + 90^\circ) = b \cdot \cos(\omega t) \end{aligned} \right\} \varphi = 90^\circ$$

$$J = J_1 + J_2 = a \cdot \sin(\omega t) + b \cdot \cos(\omega t) \quad (7)$$

Bei einer beliebigen Phasendifferenz φ erhalten wir

$$\left. \begin{aligned} J_1 &= a \cdot \sin(\omega t) \\ J_2 &= b \cdot \sin(\omega t + \varphi) \end{aligned} \right\} \varphi = \text{beliebig}$$

$$J = J_1 + J_2 = a \cdot \sin(\omega t) + b \cdot \sin(\omega t + \varphi)$$

$$= a \cdot \sin(\omega t) + b \cdot \sin(\omega t) \cdot \cos \varphi + b \cdot \cos(\omega t) \cdot \sin \varphi$$

$$J = \underbrace{(a + b \cdot \cos \varphi)}_p \cdot \sin(\omega t) + \underbrace{(b \cdot \sin \varphi)}_q \cdot \cos(\omega t) \quad (8)$$

$$J = \frac{p}{p} \cdot \sin(\omega t) + \frac{q}{q} \cdot \cos(\omega t) \quad (9)$$

In den beiden letzten Fällen [Gl. (7) und (9)] treten Gleichungen auf von der Form

$$J = p \cdot \sin(\omega t) + q \cdot \cos(\omega t) \quad (10)$$

Auch diese stellen Sinuskurven vor, wie hier gezeigt werden soll: Die Resultierende möge etwa die Gleichung haben

$$J = c \cdot \sin(\omega t + \psi) \quad (11)$$

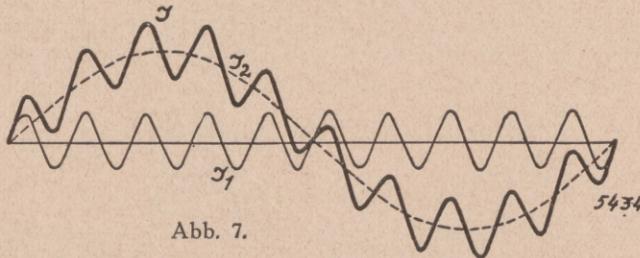


Abb. 7.

Setzen wir die beiden letzten Gleichungen einander gleich [(10) = (11)], dann ergibt sich

$$p \cdot \sin(\omega t) + q \cdot \cos(\omega t) = c \cdot \sin(\omega t + \psi) \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \text{Für } \omega t = 0 & \text{ ergibt sich hieraus } q = c \cdot \sin \psi, \\ \text{für } \omega t = 90^\circ & \text{ " " " " } p = c \cdot \cos \psi. \end{aligned} \quad (13)$$

und hieraus

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{q}{p} \quad (14)$$

$$\text{und} \quad c^2 = p^2 + q^2 \quad (15)$$

(da $\sin^2 \psi + \cos^2 \psi = 1$). Es ist also

$$J = \sqrt{p^2 + q^2} \cdot \sin(\omega t + \psi) \quad (16)$$

wobei ψ sich aus der Gleichung $\operatorname{tg} \psi = \frac{q}{p}$ ergibt. In unserem Falle [Gl. (8)] wird also

$$J = \sqrt{a^2 + 2ab \cdot \cos \varphi + b^2 \cdot \cos^2 \varphi + b^2 \cdot \sin^2 \varphi} \cdot \sin(\omega t + \psi) \quad (17)$$

wobei $\operatorname{tg} \psi = \frac{b \cdot \sin \varphi}{a + b \cdot \cos \varphi}$ oder

$$J = \sqrt{a^2 + 2ab \cdot \cos \varphi + b^2} \cdot \sin(\omega t + \psi) \quad (18)$$

Für $\varphi = 90^\circ$ wird

$$J = \sqrt{a^2 + b^2} \cdot \sin(\omega t + \psi) \quad (19)$$

wobei $\operatorname{tg} \psi = \frac{b}{a}$.

Die Gleichung

$$J = \sqrt{a^2 + 2ab \cdot \cos \varphi + b^2} \cdot \sin(\omega t + \psi), \quad \operatorname{tg} \psi = \frac{b \cdot \sin \varphi}{a + b \cdot \cos \varphi}$$

ist die umfassendste, die universellste. Sie enthält alle bisher behandelten Fälle in sich:

Für $\varphi =$	für beliebiges b	für $b = a$
0° wird	$J = (a + b) \cdot \sin(\omega t)$	$J = 2a \cdot \sin(\omega t)$
0° „	$J = \sqrt{a^2 + b^2} \cdot \sin(\omega t + \psi^2)$	$J = a \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega t + 45^\circ)$
180° „	$J = (a - b) \cdot \sin(\omega t)$	$J = 0$
beliebig wird	$J = \sqrt{a^2 + 2ab \cdot \cos \varphi + b^2} \cdot \sin(\omega t + \psi) \left\{ \begin{aligned} J &= a \cdot \sqrt{2(1 + \cos \varphi)} \cdot \sin(\omega t + \varphi/2) \\ J &= 2a \cdot \cos(\varphi/2) \cdot \sin(\omega t + \varphi/2) \end{aligned} \right.$	

2) Hierbei ist $\operatorname{tg} \psi = \frac{b}{a}$ 3) Hierbei ist $\operatorname{tg} \psi = \frac{b \cdot \sin \varphi}{a + b \cdot \cos \varphi}$

Alle diese Betrachtungen gelten, da sie von der Höhe der Frequenz unabhängig sind, sowohl für niederfrequente als auch für hochfrequente Schwingungen.

Bisher wurde die Zusammensetzung von zwei Schwingungen gleicher Frequenz behandelt; wir können eine solche Zusammensetzung auch ohne weiteres als eine „Überlagerung“ bezeichnen. Wenn wir in der Funktechnik von „Überlagerung“ sprechen, dann meinen wir allerdings gewöhnlich etwas anderes, nämlich die Zusammensetzung von zwei Schwingungen ungleicher Frequenz, die im folgenden erörtert werden soll.

Von einer Phasendifferenz im bisher gebrauchten Sinne können wir hier nicht mehr sprechen, da sich die beiden Schwingungen, die sich zu einer Resultierenden zusammensetzen, von Periode zu Periode gegeneinander verschieben. Zu irgendeinem Zeitpunkt wird stets der Fall eintreten, daß beide Schwingungen gleichzeitig und gleichsinnig die Nulllinie schneiden. In diesem Augenblick besteht zwischen den beiden Schwingungen die Phasendifferenz Null. Wir können also unsere Betrachtungen stets in diesem Augenblick beginnen, d. h. wir können stets annehmen, daß zur Zeit $t = 0$ beide Schwingungen den Wert Null haben und zu positiven Werten ansteigen. Bei der mathematischen Behandlung brauchen wir auf die Höhe der Frequenz keine Rücksicht zu nehmen. Rein konstruktiv erkennen wir jedoch, daß sich ein recht bemerkenswerter Unterschied ergibt, je nachdem ob die beiden erzeugenden Schwingungen von gleicher oder von ungleicher Größenanordnung sind.

Sind beide Frequenzen von ungleicher Größenordnung, dann trägt die niederperiodige Schwingung gewissermaßen die höherperiodige; die Amplitudenkurve der niederfrequenten Schwingung wird zur Nulllinie für die hochfrequente Schwingung (Abb. 7). Ein solcher Fall liegt beispielsweise bei einem Wechselstrom vor, der außer der Grundschwingung auch noch Oberschwingungen enthält.

Sind die beiden Frequenzen von gleicher Größenordnung, dann liegen die Verhältnisse im Prinzip genau ebenso; sie äußern sich nur in etwas anderer Form. Die Amplitude der resultierenden Schwingung ändert sich hier periodisch; wir erhalten eine Schwingung mittlerer Frequenz mit periodisch veränderter Amplitude: es treten sogenannte „Schwebungen“ auf. Das ist es, was wir unter „Überlagerung“ im engeren Sinne verstehen.

Haben die beiden erzeugenden Schwingungen die Amplituden a und b , dann schwankt die Amplitude der resultierenden Schwingung zwischen den Werten $(a + b)$ und $(a - b)$. Sind sie beide gleich groß, d. h. ist $b = a$, dann ändert sich die Amplitude der resultierenden Schwingung zwischen den Werten $2a$ und 0 .

Wir können die Sache aber auch von einer anderen Seite her betrachten. Wir wollen einmal annehmen, daß uns die Entstehungsgeschichte der resultierenden Schwingung gar nicht bekannt ist. Dann haben wir eine Schwingung vor uns, deren Amplitude sich periodisch ändert. Eine solche Schwingung nennen wir eine „modulierte Schwingung“.

Die mathematische Behandlung wird sogleich zeigen, wie das gemeint ist. Auch hier wollen wir von den einfachen Fällen zu komplizierteren fortschreiten.

Gegeben seien zwei Frequenzen, ω_1 und ω_2 , von zunächst gleicher Amplitude a (Abb. 8):

$$\begin{aligned} J_1 &= a \cdot \sin(\omega_1 \cdot t) \\ J_2 &= a \cdot \sin(\omega_2 \cdot t). \end{aligned}$$

Dann wird

$$J = J_1 + J_2 = a \cdot [\sin(\omega_1 \cdot t) + \sin(\omega_2 \cdot t)] \quad (20)$$

$$= 2 \cdot a \cdot \sin\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \cdot t\right) \cdot \cos\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} \cdot t\right) \quad (21)$$

Diese Gleichung können wir folgendermaßen erläutern: Es entsteht eine Schwingung J von einer mittleren Frequenz

4) Siehe Funk-Taschenbuch, Teil VII, S. 87 ff.

$\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}\right)$, deren Amplitude sich mit der Frequenz $\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2}\right)$ ändert. Also

$$J = \left[2a \cdot \cos \left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} \cdot t \right) \right] \cdot \sin \left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \cdot t \right). \quad (22)$$

Hierbei erkennen wir: Sind ω_1 und ω_2 von der gleichen Größenordnung, dann wird die Differenz $\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2}\right)$ von einer geringeren Größenordnung sein als die Summe $\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}\right)$.

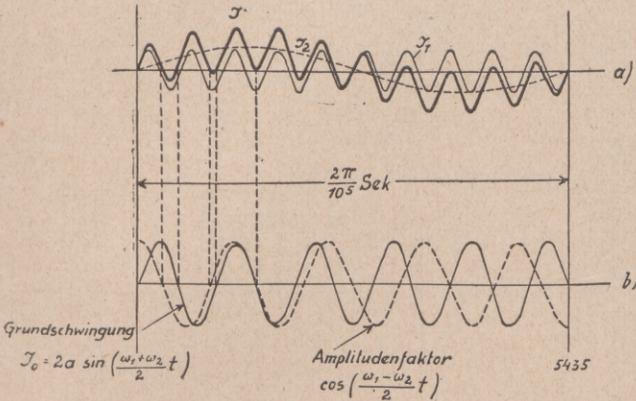


Abb. 8.

Sind dagegen ω_1 und ω_2 von ungleicher Größenordnung, dann werden die beiden Werte $\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2}\right)$ und $\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}\right)$ von der gleichen Größenordnung sein.

Ein Zahlenbeispiel möge das verdeutlichen: Es sei $\omega_2 = 0,98 \cdot \omega_1$. Dann wird $\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2}\right) = 0,01 \cdot \omega_1$ und $\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}\right) = 0,99 \cdot \omega_1$. Im andern Falle sei $\omega_2 = 0,1 \cdot \omega_1$. Dann wird $\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2}\right) = 0,45 \cdot \omega_1$ und $\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}\right) = 0,55 \cdot \omega_1$. Im ersten Fall wird $J = [2a \cdot \cos(0,01 \cdot \omega_1 \cdot t)] \cdot \sin(0,99 \cdot \omega_1 \cdot t)$, im zweiten Fall $J = [2a \cdot \cos(0,45 \cdot \omega_1 \cdot t)] \cdot \sin(0,55 \cdot \omega_1 \cdot t)$.

Ist z. B. $\omega_1 = 10^6$, dann wird im ersten Fall: $J = [2a \cdot \cos(10\,000 \cdot t)] \cdot \sin(990\,000 \cdot t)$; im zweiten Fall: $J = [2a \cdot \cos(450\,000 \cdot t)] \cdot \sin(550\,000 \cdot t)$.

Im ersten Fall kommen 99 hochfrequente Schwingungen auf eine niederfrequente Amplitude, im zweiten Fall hat bereits eine volle Amplitudenänderung stattgefunden, wenn die höherperiodige Schwingung $\frac{55}{45} = \frac{11}{9}$ volle Schwingungen ausgeführt hat. Daraus erklären sich die sehr erheblich anderen Formen in den beiden Fällen.

Der erste Fall (φ_1 und φ_2 von gleicher Größenordnung) ist in Abb. 9 dargestellt. Allerdings ist hierbei nicht $\omega_2 = 0,98 \cdot \omega_1$, sondern $\omega_2 = 0,8 \cdot \omega_1$ gewählt worden. Wir erkennen hier ohne weiteres, daß die resultierende Schwingung eine mittlere Frequenz $\left[\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}\right)\right]$ besitzt. Weiter sehen wir, in welcher Weise sich die Amplitude dieser Schwingung zeitlich verändert; die Cosinuslinie $\left|\cos\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} \cdot t\right)\right|$ wird hier einfach die Begrenzungskurve für die resultierende Schwingung. Da, wo der Cosinus das Vorzeichen wechselt, wird die resultierende Kurve umgeklappt. Bei genauem Studium der Abb. 9 erkennen wir daher auch, daß die resultierende Kurve während einer Schwebung nicht etwa, wie es zuerst scheint, fünf, sondern nur $4\frac{1}{2}$ Schwingungen ausführt.

Der zweite Fall (ω_1 und ω_2 von ungleicher Größenordnung; $\omega_2 = 0,1 \cdot \omega_1$) ist in Abb. 8 dargestellt. Hier sehen wir auf den ersten Blick, daß die resultierende Kurve (in Abb. 8a) sich aus zwei Schwingungen zusammensetzt. Es scheint uns jedoch unverständlich, daß diese Kurve auch gleichzeitig eine Sinusschwingung mit periodisch veränderter Amplitude darstellen soll. Und doch ist es so: in Abb. 8b stellt die ausgezogene Kurve diese Sinusschwingung dar; die gestrichelte Kurve bedeutet den Amplitudenfaktor. Ein Vergleich der beiden Abbildungen (8a und 8b) zeigt uns, daß unsere mathematische Herleitung in der Tat richtig ist. Die resultierende Schwingung wird natürlich jedesmal zu Null, wenn die Grundschwingung durch Null hindurchgeht, und ebenso, wenn der Amplitudenfaktor den Wert Null hat.

Wir stellen also fest: Sind ω_1 und ω_2 von der gleichen Größenordnung, dann erscheint uns die Resultierende als eine Sinusschwingung mit periodisch veränderter Amplitude; wir sehen nicht ohne weiteres, daß es sich hierbei um die Zusammensetzung zweier Sinusschwingungen handelt. Sind dagegen ω_1 und ω_2 von ungleicher Größenordnung, dann erscheint uns die Resultierende ohne weiteres als Zusammensetzung zweier Sinusschwingungen; wir erkennen nicht ohne weiteres, daß sie sich als Sinuskurve mit periodisch veränderter Amplitude darstellen läßt.

Sind nun die Amplituden der beiden Einzelschwingungen nicht gleich (Abb. 7), ist also

$$J_1 = a \cdot \sin(\omega_1 \cdot t) \text{ und } J_2 = b \cdot \sin(\omega_2 \cdot t),$$

dann wird

$$J = J_1 + J_2 = a \cdot \sin(\omega_1 \cdot t) + b \cdot \sin(\omega_2 \cdot t). \quad (23)$$

Nun sei $a = b + d$, wobei d auch negative Werte haben kann. Dann wird

$$J = b \cdot \sin(\omega_1 \cdot t) + d \cdot \sin(\omega_1 \cdot t) + b \cdot \sin(\omega_2 \cdot t) \\ J = b \cdot [\sin(\omega_1 \cdot t) + \sin(\omega_2 \cdot t)] + d \cdot \sin(\omega_1 \cdot t) \quad (24)$$

$$J = \left\{ 2 \cdot b \cdot \sin\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \cdot t\right) \cdot \cos\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} \cdot t\right) \right\} + d \cdot \sin(\omega_1 \cdot t)$$

$$J = \left\{ 2b \cdot \cos\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} \cdot t\right) \right\} \cdot \sin\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \cdot t\right) + d \cdot \sin(\omega_1 \cdot t). \quad (25)$$

Wir sehen also: Von der Schwingung $J_1 = a \cdot \sin(\omega_1 \cdot t)$ bleibt ein Teil [nämlich der Teil $d \cdot \sin(\omega_1 \cdot t)$] unverändert. Der andere Teil setzt sich mit der zweiten Schwingung [$J_2 = b \cdot \sin(\omega_2 \cdot t)$] zu einer mittleren Frequenz $\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}\right)$

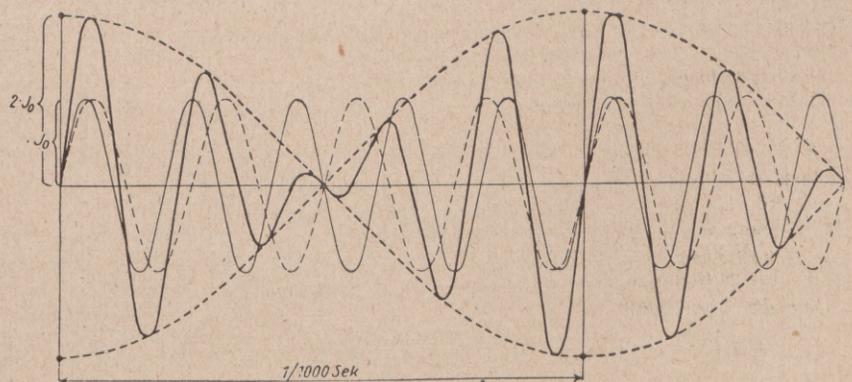


Abb. 9.

zusammen, deren Amplitude sich mit der Frequenz $\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2}\right)$ ändert.

Über die Größenordnung der einzelnen Frequenzen gilt hier dasselbe wie eben erörtert.

Es sei z. B. $\omega_2 = 0,98 \cdot \omega_1$. Dann wird

$$J = [2b \cdot \cos(0,01 \cdot \omega_1 \cdot t) \cdot \sin(0,99 \cdot \omega_1 \cdot t)] + d \cdot \sin(\omega_1 \cdot t).$$

Ist dagegen $\omega_2 = 0,1 \cdot \omega_1$, dann wird

$$J = [2b \cdot \cos(0,45 \cdot \omega_1 \cdot t) \cdot \sin(0,55 \cdot \omega_1 \cdot t)] + d \cdot \sin(\omega_1 \cdot t).$$

Ist z. B. $\omega_1 = 10^6$, dann wird im ersten Fall:
 $J = [2b \cdot \cos(10\,000 \cdot t) \cdot \sin(990\,000 \cdot t)] + d \cdot \sin(10^6 \cdot t)$,
 im zweiten Fall:

$J = [2b \cdot \cos(450\,000 \cdot t) \cdot \sin(550\,000 \cdot t)] + d \cdot \sin(10^6 \cdot t)$.
 Im ersten Fall haben wir also durch die Zusammensetzung der beiden Schwingungen von der Frequenz 1 000 000 und 980 000 eine Schwingung von der Frequenz 10^6 und außerdem eine solche von der Frequenz 990 000, deren Amplitude sich mit der Frequenz 10 000 ändert, erhalten; im zweiten Fall ergeben die beiden Schwingungen von der Frequenz 1 000 000 und 100 000 eine Schwingung von der Frequenz 10^6 und außerdem eine solche von der Frequenz 550 000, deren Amplitude sich mit der Frequenz 450 000 ändert (siehe Abb. 7 und 8 b).

Ist $a = b$ und demzufolge $d = 0$, dann erhalten wir durch die Zusammensetzung der beiden Schwingungen von der Frequenz 1 000 000 und 980 000 lediglich eine Schwingung von der Frequenz 990 000 (Mittelwert), deren Amplitude sich mit der Frequenz 10 000 ändert, wie vorhin gezeigt (Abb. 9).

Die allgemeinste Gleichung ist somit
 $J = \left\{ 2b \cdot \cos\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} \cdot t\right) \right\} \cdot \sin\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \cdot t\right) + d \cdot \sin(\omega_1 \cdot t)$. (25)

Falls $b > a$ ist, wird d negativ. Im allgemeinen wird es dann allerdings vorteilhafter sein, $b = a + g$ zu setzen, wodurch sich dann ergibt

$$J = \left\{ 2a \cdot \cos\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} \cdot t\right) \right\} \cdot \sin\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \cdot t\right) + g \cdot \sin(\omega_2 \cdot t)$$
. (26)

Einen solchen Fall haben wir in der Abb. 7 vor uns; wir erkennen ohne weiteres, daß wir diesen Kurvenzug aus der Abb. 8 a dadurch erhalten, daß wir zu ihm noch eine Sinusschwingung von der Frequenz ω_2 und der Amplitude $g = (b - a)$ gleichphasig mit ω_2 addieren.

Zusammengefaßt: Zwei Schwingungen von verschiedener Frequenz, aber gleicher Amplitude ergeben eine resultierende Schwingung, deren Frequenz gegeben ist durch den arithmetischen Mittelwert der beiden Einzelschwingungen ω_1 und ω_2 , und deren Amplitude sich mit der Frequenz $\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2}\right)$ ändert.

Sind die Amplituden der beiden Einzelschwingungen nicht gleich groß, dann enthält die Resultierende außer der eben genannten Schwingung mit periodisch veränderter Amplitude noch eine Komponente, die sich als eine Schwingung von der Frequenz ω_1 oder ω_2 und von gleichbleibender Amplitude darstellt.

Eine Schwingung mit periodisch veränderter Amplitude nennen wir eine „modulierte Schwingung“. Von Modulation im engeren Sinne pflegen wir dann zu sprechen, wenn ω_1 und ω_2 von ungleicher Größenordnung sind.

Die Umkehrung dieses Satzes lautet:
 Haben wir eine Schwingung von der Frequenz $F = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$, deren Amplitude sich mit der Frequenz $f = \frac{\omega_1 - \omega_2}{2}$

ändert, d. h. also eine „modulierte Schwingung“, dann können wir uns diese erzeugt denken durch zwei Schwingungen von gleicher und gleichbleibender Amplitude mit den Frequenzen $(F + f)$ und $(F - f)$, zu der sich u. U. noch eine Schwingung von der Frequenz F hinzugesellt⁵⁾.

Aus der Gleichung
 $J = \left\{ 2a \cdot \cos\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} \cdot t\right) \right\} \cdot \sin\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \cdot t\right)$ (22)

ersehen wir, daß die Amplitude sich zwischen den Werten $\pm 2a$ und Null ändert. Eine solche Schwingung wollen wir als „durchmoduliert“ bezeichnen. Ändert sich die Amplitude dagegen nur zwischen einem Maximal- und Minimalwert, dann wird die Gleichung offenbar die Form haben

$$J = A \cdot \sin\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \cdot t\right) + 2a \cdot \cos\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} \cdot t\right) \cdot \sin\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \cdot t\right)$$

 oder $J = \left\{ A + 2a \cdot \cos\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} \cdot t\right) \right\} \cdot \sin\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \cdot t\right)$.

⁵⁾ Siehe auch Funk-Taschenbuch, Teil VII, S. 125 ff.

Das heißt: Eine nicht durchmodulierte Schwingung von der Frequenz F können wir uns entstanden denken aus einer Schwingung von der Frequenz F von konstanter Amplitude und aus zwei Schwingungen von gleichgroßer und gleichbleibender Amplitude mit den Frequenzen $(F + f)$ und $(F - f)$.

Wir gewinnen hierbei auch die Möglichkeit, die Stärke des Modulationsgrades mathematisch zu definieren. Wenn $2a = A$ ist, wollen wir von einer 100 prozentigen Modulation sprechen. Daraus folgt, daß wir eine x -prozentige Modulation vor uns haben, wenn

$$a = \frac{A}{2} \cdot \frac{x}{100} \text{ oder } x = 200 \cdot \frac{a}{A} \text{ ist.}$$

Eine solche modulierte Schwingung ist es, die ein Telephoniesender ausstrahlt. Die Schwingung

$$A \cdot \sin\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \cdot t\right) = A \cdot \sin(F \cdot t)$$

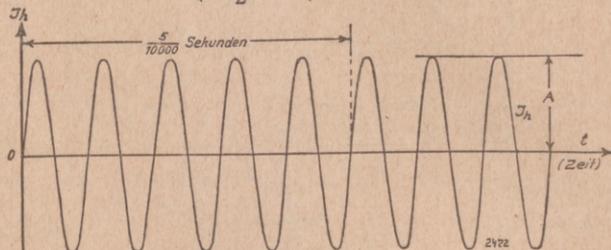


Abb. 10 a.

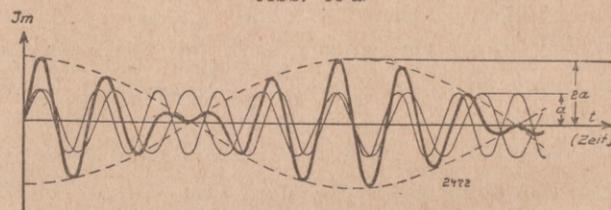


Abb. 10 b.

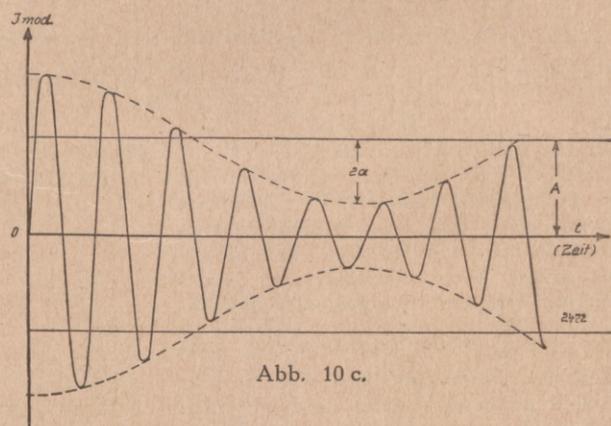


Abb. 10 c.

bezeichnen wir dabei als Trägerwelle. Beiderseits dieser Trägerwelle liegen die beiden gleich großen Seitenwellen $F - f = \omega_2$ und $F + f = \omega_1$. Die Analyse einer solchen Schwingung ist in der Abb. 10 dargestellt⁶⁾.

Die Ableitung, die wir hier gegeben haben, gilt natürlich nur für den Fall, daß die Trägerwelle nur mit einer einzigen Frequenz (mit einem einzigen Ton) moduliert wird. Handelt es sich um eine Modulation durch Tonkombinationen, also durch Klänge oder Sprache, dann sind eine Unmenge modulierender Frequenzen vorhanden, deren Zahl und Größe sich obendrein fortwährend ändert. Eine graphische Darstellung ist dann nicht mehr gut möglich. An Stelle der beiden Seitenwellen treten dann zwei symmetrische Seitenbänder von Schwingungen auf, deren Breite um so größer ist, je größer der Frequenzbereich ist, den die zur Modulation benutzten Klänge umfassen.

⁶⁾ Näheres darüber siehe Funk-Taschenbuch, Teil VII, S. 125 ff.

KRITISCHES LABORATORIUM

Besprechungen von Einzelteilen erfolgen kostenlos und ohne jede Verbindlichkeit für den Einsender; jedem Hersteller steht es frei, zwei Stück seiner Erzeugnisse zur Prüfung einzusenden, die in jedem Falle Eigentum der Schriftleitung bleiben, auch wenn eine Besprechung auf Wunsch des Einsenders unterbleibt. Den Prüfungsstücken ist möglichst ein Druckstock oder eine klischerfähige Abbildung sowie die Angabe des Ladenpreises beizufügen. Eine Gewähr, daß eine Besprechung in bestimmter Länge oder in einem bestimmten Heft erscheint, wird in keinem Falle übernommen.

Rectron-Gleichrichterröhren

Hersteller: Rectron G.m.b.H., Berlin S 59, Kottbusser Damm 70/71. Ladenpreis: R 22 14 M.; R 44 11 M.

Gleichrichter kommen für den Funkbastler hauptsächlich in Frage zum Laden von Akkumulatoren und zum Betrieb von Netzanschlußgeräten aus dem Wechselstromnetz. Will man sich einen solchen Gleichrichter beschaffen, dann muß man sich zunächst für ein bestimmtes System ent-

Außer dem geringen Spannungsabfall besitzen die gasgefüllten Röhren noch den Vorteil, verhältnismäßig sehr große Ströme zu liefern. So kann beispielsweise die R 22 bis zu 0,5 Amp, die R 44 sogar bis zu 1,5 Amp hergeben. Bisher hat die deutsche Industrie derartige Röhren für den Funkbastler noch nicht hergestellt. Es ist daher erfreulich, daß wir hier auch deutsche Röhren auf den Markt gebracht sehen; sonst wurden derartige Röhren nur von der Glühlampenfabrik Philips (Holland) geliefert.

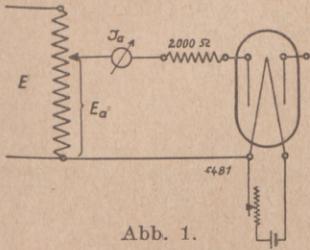


Abb. 1.

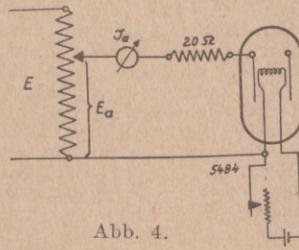


Abb. 4.

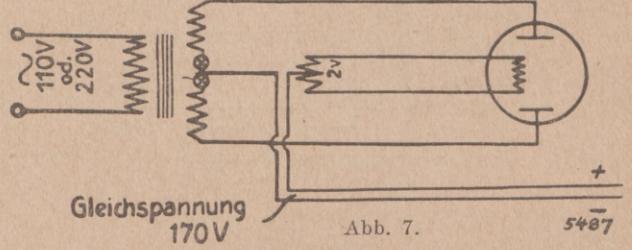


Abb. 7.

scheiden. In Frage kommen rotierende Umformer, Pendelgleichrichter, elektrolytische, thermische Gleichrichter und schließlich Röhren, und zwar Hochvakuumröhren, Glimmröhren oder gasgefüllte Röhren mit Glühkathode. Zu der zuletzt genannten Klasse gehören die hier zu besprechenden Rectron-Röhren. Sie haben den Hochvakuumröhren gegenüber den Vorteil eines sehr geringen inneren Spannungsabfalles.

Die Rectron-Röhren unterscheiden sich äußerlich kaum von gewöhnlichen Verstärkerröhren; sie haben einen völlig ver-

R 22. Die Röhre R 22 benötigt eine Heizspannung von 2 Volt und eine Heizstromstärke von 2,1 Amp, also eine Heizleistung von 4,2 Watt. Um ein Bild über die Arbeitsweise der Röhre zu gewinnen, wurde zunächst eine Gleichstromcharakteristik nach der in Abb. 1 dargestellten Schaltung aufgenommen. Hierzu sei bemerkt, daß man die Aufnahme einer Charakteristik bei einer gasgefüllten Röhre nicht in der gleichen Weise bewerkstelligen kann wie bei einer Hochvakuumröhre. Bei geringen Anodenspannungen ist die Röhre für Strom undurchlässig; bei einer bestimmten Spannung setzt aber Stoßionisation ein, und dann sinkt der Widerstand der Röhre auf einen ganz geringen Betrag herab, so daß sie praktisch einen Kurzschluß darstellt. Man muß daher stets in Serie mit einer solchen Röhre einen geeigneten Widerstand schalten, den wir im vorliegenden Falle zu 2000 Ohm gewählt hatten. Unter diesen Voraussetzungen ergaben sich die in Abb. 2 dargestellten Kennlinien. Wir

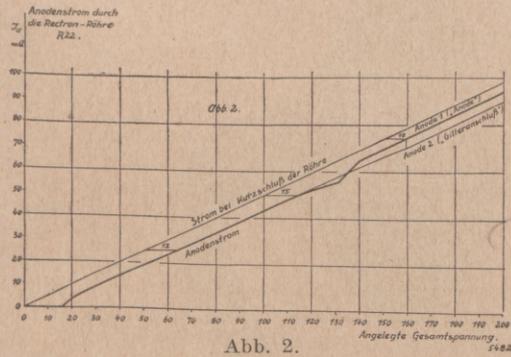


Abb. 2.

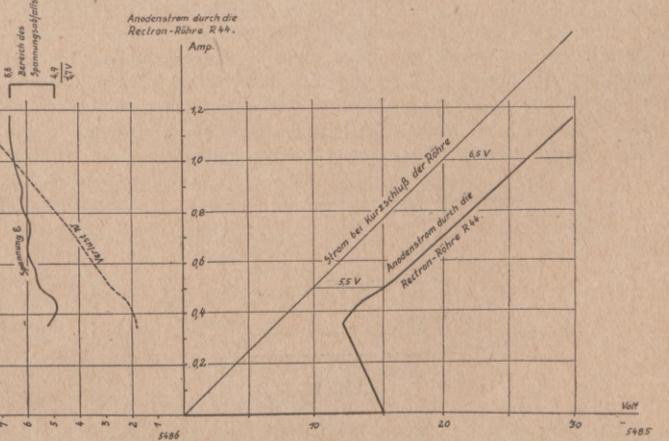


Abb. 6.

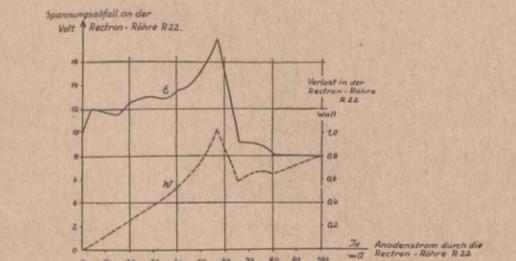


Abb. 3.

spiegelten Glaskolben sind mit einem Europasockel (aus Isoliermaterial) ausgerüstet. Der Stecker, der sonst den Gitteranschluß darstellt, führt hier zu der zweiten Anode, denn die Röhren sind als Doppelweg-Gleichrichter ausgebildet. Ihre Höhe beträgt (einschl. Stecker) 11 bis 12 cm, der Durchmesser des Glaskolbens 4 cm. Der Heizfaden ist in Form einer Spirale ausgeführt und anscheinend mit Oxyd bestrichen. Die Füllung der Röhren besteht anscheinend aus Argon; etwas Genaueres darüber läßt sich jedoch nicht aussagen, da die Farbe des Leuchtens sehr stark von der Reinheit des Gases abhängt.

sehen, daß die Zündspannung, d. h. die Spannung, bei der die Stoßionisation einsetzt, bei ungefähr 16 Volt liegt. Von da ab bleibt der Spannungsabfall an der Röhre bei wachsender Anodenspannung ziemlich konstant; er bewegt sich zwischen 8 und 17 Volt (Abb. 3). Die Verlustleistung in der Röhre schwankt dementsprechend bei Anodenstromstärken von 0 bis 100 mA zwischen 0 und 1 Watt (Abb. 3).

R 44. Die Röhre R 44 benötigt eine Heizspannung von 1,8 Volt und einen Heizstrom von 3,7 Amp, also eine Heizleistung von 6,7 Watt. Die Gleichstromcharakteristik wurde in der grundsätzlich gleichen Schaltung aufgenommen, ledi-

lich mit dem Unterschiede, daß hier ein Widerstand von 20 Ohm vorgeschaltet wurde (Abb. 4). Hierbei ergab sich die in Abb. 5 dargestellte Kennlinie. Wir sehen, daß die Zündspannung auch hier ungefähr 15 bis 16 Volt beträgt. Der Spannungsabfall ist jedoch bei dieser Röhre geringer; er lag bei Anodenströmen von 0,35 bis 1,2 Amp zwischen den Werten 4,9 und 6,6 Volt. Die Verlustleistung in der Röhre lag dementsprechend bei Anodenströmen von 0 bis 1,2 Amp zwischen 0 und 8 Watt. Die zuletzt genannte Verlustleistung ist schon ziemlich hoch; die Röhre muß daher eine nicht unbeträchtliche Wärmemenge an ihre Umgebung abgeben und wird dementsprechend auch ziemlich warm. Bei derart hohen Anodenströmen leuchtet der Glaskolben in intensiv hellblauem Lichte.

Die Schaltung der R 22 bzw. der R 44 wird am besten so ausgeführt, wie die Firma angibt (Abb. 7 und 8). Zunächst

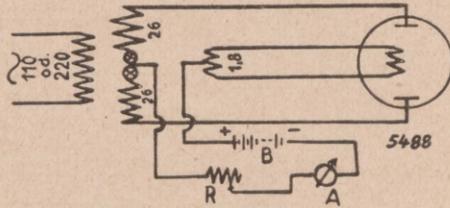


Abb. 8.

ist ein Transformator notwendig, dessen Sekundärwicklung einen Mittelabgriff besitzt; außerdem muß er für die Heizung der Glühkathode noch eine besondere Wicklung tragen. Die beiden Kreise mit dem Kreuz stellen Vorschaltwiderstände dar, die den Strom begrenzen und einen Kurzschluß über die Röhre unmöglich machen sollen. In Abb. 7 sollen hierfür zwei Metallfadenlampen von je 50 Watt für je 60 Volt Spannung benutzt werden. Bei der R 44, die im allgemeinen zur Ladung von Akkumulatoren Verwendung finden wird, wird man an Stelle der Glühlampen lieber Eisen-Wasserstoffwiderstände nehmen, die die Stromstärke auf 1,3 oder 1,4 Amp begrenzen. Verwendet man die R 22 zur Speisung eines Netzanschlußgerätes, dann kann die erzeugte Anodenspannung unter Umständen größer sein als der Effektivwert der halben Sekundärspannungen, die der Transformator liefert. Beträgt diese beispielsweise 125 Volt, der Scheitelwert dementsprechend 177 Volt, dann kann man eine Gleichspannung bis zu 170 Volt erhalten, wenn man die Ausgleichkondensatoren und die evtl. auch verwendeten Drosseln genügend reichlich dimensioniert (ungefähr 8 µF). Handelt es sich nur um die Ladung von Akkumulatoren, dann kann man auf einen Ausgleichkondensator verzichten. Die Gleichspannung, die man in diesem Falle erhält, ist etwas kleiner als die halbe Sekundärspannung des Transformators.

Die Verwendung eines Transformators ist immer zu empfehlen, da in diesem Falle der Verbraucher von dem Strom

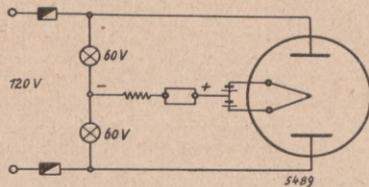


Abb. 9.

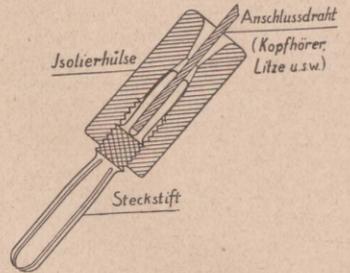
liefernden Netz völlig getrennt ist. Es ist jedoch auch möglich, ganz ohne Transformator auszukommen. Eine derartige Schaltung ist in Abb. 9 dargestellt. Wir können sie allerdings nur sehr erfahrenen Bastlern empfehlen, da hier vor allen Dingen genau darauf geachtet werden muß, welcher Pol des Netzes geerdet ist. Bei unvorsichtiger Behandlung können leicht Kurzschlüsse erzeugt werden. Die Heizung des Glühfadens ist in der Abb. 9 durch eine Batterie angedeutet; im allgemeinen wird man jedoch den Heizstrom ebenfalls dem Netz entnehmen; man braucht allerdings hierzu nur einen ganz kleinen Transformator von 5 bis 10 Watt Leistung.

Wir können diese Röhren allen Bastlern empfehlen; sie werden zu einer Unmenge lehrreicher Versuche anregen und sich in vielen Fällen als nützlich erweisen. Vor allem deswegen, da sie keine Wartung verlangen, sobald die Schaltungsanordnung erst einmal betriebsfertig aufgebaut ist.

Radio-Stecker „Eins-Zwei“.

Hersteller: Richard Hirschmann, Eblingen am Neckar. Ladenpreis: 0,15 M.

Ein neues Steckermodell, das man als „Patentstecker“ bezeichnen könnte. Durch Einschrauben des vorn in vier Segmente gespaltenen Steckers, der hinten in eine Art zweiteiliges Futter ausläuft, in der Galalithhülse wird der eingeschobene Anschlußdraht festgeklemmt. Die Anwendung gestaltet sich folgendermaßen: Man schraubt den Stecker ein wenig heraus, führt von hinten den Anschlußdraht ein und schraubt den Stecker wieder fest hinein; dabei wird der Draht eingeklemmt und der Anschluß ist fertig. In der vorliegenden Form (siehe Abbildung) wird der Stecker vielen willkommen sein und viele Freunde finden.



Lautsprecher „Carmen“, Modell G.

Hersteller: E. Heilmann, Berlin NW 40, Alsenstraße 6 a. Ladenpreis: 35 M.

Der genannte Lautsprecher ist ein Trichterlautsprecher von 66 cm Höhe. Auf einen schwarzen Holzfuß von 16 cm Durchmesser ist eine Tonführung aus Blech (mit schwarzem Kristalllack lackiert) angesetzt. Mit dieser ist dann die Schallöffnung verbunden, die ebenfalls aus Blech besteht (glänzend lackiert)



und einen größten Durchmesser von 36 cm besitzt. Als System ist eine Grawor-Lautsprecherdose verwendet, die zwei in Serie geschaltete Spulen von je 1000 Ohm besitzt. Sie enthält einen kräftigen permanenten Magneten und lamellierte Polschuhe. Die Einstellung des Systems erfolgt von unten. Die Membran ist ziemlich dick (0,35 mm); sie besitzt einen Durchmesser von 87 mm.

Die Prüfung am Empfänger ergab, daß der Lautsprecher eine verhältnismäßig sehr große Lautstärke liefert. Auch die Klangwirkung muß als gut bezeichnet werden. Funkfreunden, die sich einen Trichterlautsprecher zulegen wollen, können wir daher das Fabrikat „Carmen“ empfehlen.