

# CQ

## MITTEILUNGEN DES DEUTSCHEN AMATEUR-SENDE- UND EMPFANGS-DIENSTES v.

SEPT./OKT.

(DASD e.V.)

HEFT 9/10



HERAUSGEBER: DEUTSCHER AMATEUR-SENDE- UND EMPFANGSDIENST e.V.

ANSCHRIFT: BERLIN-DAHLEM, CECILIENALLEE 4, FERNRUF 891166

DIE BEILAGE „CQ“ ERSCHEINT MONATLICH / GESONDERT DURCH DEN DASD e.V. BEZOGEN VIERTELJÄHRLICH 3,— RM

### Siebenröhren-Super mit Quarzfilter

Von ALBRECHT THIEL

Jeder dürfte mit großem Interesse alle Veröffentlichungen über die Entwicklung des modernen Amateur-Supers verfolgt und eingehend studiert haben, die in letzter Zeit namentlich von HANS RÜCKERT an dieser Stelle erfolgen. Es wird auch nicht beim Lesen allein geblieben sein; der Wunsch, selbst einen leistungsfähigen, dem Stand der Technik entsprechenden trennscharfen Empfänger zu besitzen, wird immer stärker werden. Wenn trotzdem sich die meisten noch immer des O-V-2 oder sogar des O-V-1 recht und schlecht bedienen, so dürften dafür Kostenpunkt und Schwierigkeit des Selbstbaues ausschlaggebend sein.

Der Kostenpunkt ist zu überwinden, wenn man klein anfängt und später ausbaut! Ein Super, bestehend aus Mischröhre, einer Hochfrequenzstufe und Gleichrichter (z. B. EBF 11), einem Zwischenfrequenzüberlagerer und einer Niederfrequenzstufe (z. B. ECH 11) ist immerhin in Leistung und Trennschärfe nicht zu verachten, und es ist nicht ein Pfennig umsonst ausgegeben. Man muß sich natürlich von Anfang an, d. h. sobald man zu bauen anfängt, über den späteren Ausbau im klaren sein, damit Platzfrage und Raumaufteilung auch für später festgelegt werden kann.

Die Abb. 1 zeigt den fertigen Aufbau. In der Zwischenstation waren bereits alle Plätze fest angewiesen,

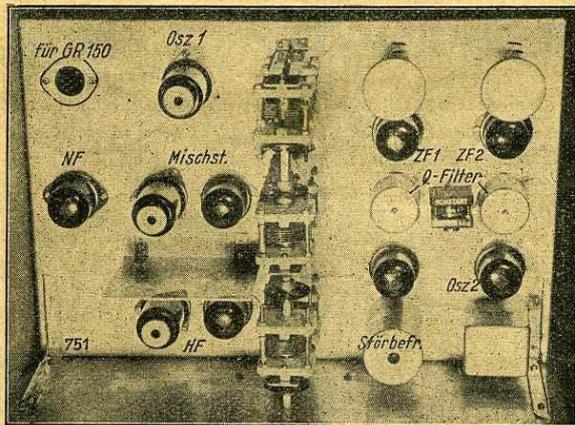


Abb. 1

alle Sockel an Ort und Stelle, alle Bohrungen gemacht. Es gibt zunächst vielleicht etwas längere Leitungen — aber das macht ja nichts, und die augenblicklichen Mehrkosten lassen sich gewiß überwinden. Es scheint auch mehr die „sprichwörtliche“ Schwierigkeit des Superhetbauens zu sein, die erstaunlich hemmend wirkt, das aber erfreulicherweise eigentlich ganz zu unrecht. Es gibt im Grunde nicht mehr Schwierigkeiten als beim Geradeaus-Empfänger, wenn man sich die Arbeitsweise der einzelnen Stufen zunächst klar macht. Die Tücken der Mischröhren sind erkannt und durch die ECH 11 usw. vollauf beseitigt. Es gibt natürlich um so mehr Möglichkeiten, Fehler zu

machen, je umfangreicher das Gerät wird, aber das würde bei einem größeren Geradeaus-Empfänger genau so sein.

Der hier beschriebene Super ist nicht der erste, den ich baute. Er wurde geplant, weil die Vorgänger mich nicht restlos zufrieden stellten! Dies bezieht sich vor allen Dingen auf die bisher erreichte Trennschärfe. Es führen ja bekanntlich viele Wege nach Rom, in unserem Fall aber ist der Weg — und hier gibt es nur einen Weg! — zur Trennschärfe: Anwendung des Quarzes. Deshalb ist es auch besser, zunächst eine Zwischenfrequenz oder die Hochfrequenzstufe fortzulassen, als auf den Quarz zu verzichten. Bei meinem Bauvorhaben kamen mir die Aufsätze von Hans Rückert wie gerufen.

Als die Abmessungen des Chassis (45 × 30 cm) festlagen, konnte dieses beschafft werden. (Ich empfehle:

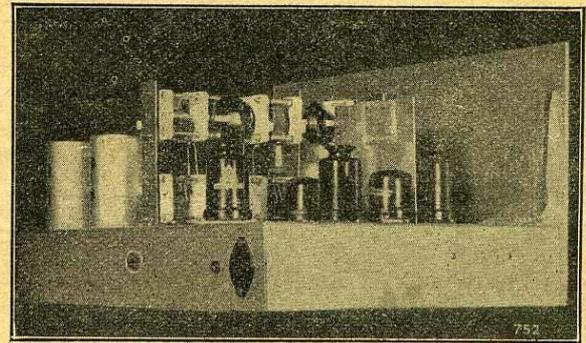


Abb. 2

nicht unter 2 mm Blechstärke.) Nachdem alle Löcher für Sockel, Durchführungen usw. angebracht waren, kam als erste Arbeit der Aufbau der gekoppelten drei Abstimm-drehkondensatoren (s. a. Abb. 2). Man braucht sie nicht zu demontieren und die Zwischenplatten der Gestelle zu entfernen.<sup>1)</sup> Es geht auch so. Die Befestigungswinkel nimmt man aus ca. 1,5 mm halbhartem Messingblech. Die Breite kann man so wählen, daß die Winkel zugleich zur Abschirmung der drei Kondensatoren dienen. Die Winkel müssen tatsächlich genau rechtwinklig abgebogen sein, damit keine Klemmungen beim Festziehen der Schrauben entstehen. Die Löcher in den Winkeln und im Chassis macht man ungefähr 4 mm, wenn man 3-mm-Schrauben benutzt. Es muß alles nach allen Seiten nachgeben können. Dann kommt durch alle drei Drehkondensatoren eine 6-mm-Stahlachse (gezogener Silberstahl), die Skala wird aufgesetzt und an der Frontplatte festgeschraubt. Danach erfolgt das Anreißen und Bohren der Löcher im Chassis. Nun erst werden die Schrauben am Chassis und der Drehkondensatoren leicht angezogen, die Skala mehrmals durchgedreht und dann alle Schrauben festgezogen. Jetzt wird die Stahlachse ersetzt durch drei Frequenzachsen, die mittels flexibler Kupplungen verbunden werden. Geht die Feinstellung nun noch nicht

<sup>1)</sup> Vgl. Funk 1939 Heft 4.

leicht genug, dann hilft eine kleine Änderung an den Stromabnehmern (Abb. 3). Die mittleren Abnehmer werden leicht nach hinten gebogen, daß sie nicht mehr anliegen; dann geht es bestimmt so feinfühlig, wie es für Quarztrennschärfe nötig ist.

Über den Selbstbau der Zwischenfrequenztransformatoren hat sich Hans Rückert bereits geäußert. Die Zwischenfrequenz nimmt man nicht über 465 kHz, da man sonst die Pfeifstellen evtl. in die Bänder bekommt. Mein Quarz hat 462 kHz, und alle Bänder sind frei von Pfeifstellen. Es empfiehlt sich bei Stahlröhren grundsätzlich die Sockelschirmbleche anzubringen. Man geht auf diese Weise sicher; nachträglich macht es mehr Arbeit, abgesehen von dem Ärger, den man evtl. gehabt hat. Klug ist es auch, von Anfang an alle Zwischenfrequenzleitungen in Sinepert zu verlegen und den Abschirmmantel richtig zu erden. Die 0,1  $\mu$ F-Überbrückungskondensatoren sind kurz am Chassis zu erden.

Als Spulen sind Steckspulen zu empfehlen, da man ja wohl nur selten innerhalb von Minuten die Bänder wechseln wird. Jedenfalls ist die Bequemlichkeit der Umschaltspulen kein Ausgleich für die Verluste, die durch zu lange Leitungen und Schaltkontakte eintreten. Der Aufbau der Selbstinduktionen ist mit diesen Steckspulen denkbar einfach, der Abgleich erfolgt schnell und bequem, der Zeitgewinn ist erheblich.

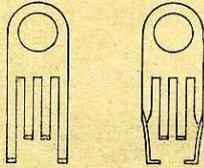


Abb. 3

Besondere Sorgfalt ist auf Oszillator 1 und seine Verdrahtung zu verwenden. Hier ist etwas stärkerer Schweißdraht (1,2—1,5 mm) keine Vergeudung. Die Feststellung, ob der Oszillator schwingt, geschieht durch Röhrenvoltmeter oder, falls nicht vorhanden, durch Einschalten des Kopfhörers in die Anodenzuleitung des Oszillators. Beim Berühren und Loslassen des Stators, evtl. mit angefeuchtetem Finger, muß jedenfalls deutlich ein Knacken zu hören sein. Man kann auch den Gitterstrom an der Kathodenseite von  $R_9$  messen.

Das Quarzfilter bringt keine Schwierigkeiten. Wer es mit veränderlicher Bandbreite bauen will, beachte, daß der kleine Drehkondensator in der Quarzfilterbrücke  $C_{16}$  (mit 10 pF gewöhnlich) nicht zu klein ist. Anbringen von noch einem Stator und evtl. auch einer Rotorplatte führt zum Erfolg. Das Anschalten des Quarzes erfolgt durch eine kleine Drahtfeder; im herausgedrehten Zustand schließt der Rotor von  $C_{16}$  den Quarz kurz.

Die Einstellung des Oszillators 2 bedingt etwas Geduld und ebenfalls viel Sorgfalt. Beim Trimmen stellt man wahrscheinlich nicht nur eine Einpfeifstelle fest. Dies kommt daher, daß der Quarz meist mehrere Resonanzstellen hat. Es heißt also, die Hauptresonanzstelle zu finden. Das ist natürlich die, bei der die Lautstärke am größten wird. Hat man diese festgestellt, dann beginnt die Feineinstellung. Die Kurve eines Quarzkreises wird durch Abb. 4 veranschaulicht. Es kommt nun darauf an, O 2 so einzustellen, daß der gewünschte Überlagerungston (z. B. 1 kHz) mit der Sendereinstellung erhalten wird, auf die der Scheitelpunkt der Quarzkurve fällt. Nach jeder Änderung der O 2-Einstellung probiert man mit dem Abstimmrehkondensator die Wirkung der Kondensatoren. Der Erfolg zeigt sich, wenn der Quarz mit einem etwas schrillen Ton einschwingt. Außerdem kann man ein leises gewisses „Pl..pp“ (dampf ohne Vokal!) hören. Der schrille Ton ist nicht zu verkennen. Ferner ist die Lautstärke sofort wesentlich größer! Dieser

Punkt muß aber erreicht werden. Man kann auch — ohne O 2 in Betrieb — genau auf den Frequenzmesser abstimmen und dann erst O 2 anschalten und den Überlagerungston von ca. 1000—2000 Hz einstellen. Es geht vielleicht sogar etwas schneller, aber genauer ist diesmal doch die etwas umständlichere Art. Danach erfolgt die Festlegung des Antiresonanzpunktes mittels  $C_{16}$ . Man geht mit dem Abstimmkondensator jenseits Schwebungs-

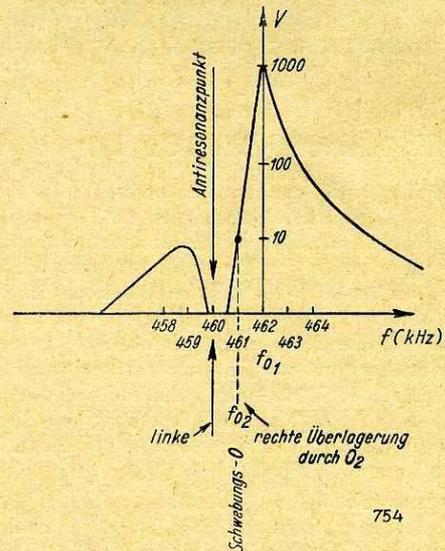


Abb. 4 Quarzfilterkurve für Einseitenband-Empfang

null und hört die Station oder den Frequenzmesser wieder, aber wesentlich leiser. Nun sucht man mit  $C_{16}$  den Ton ganz zum Verschwinden zu bringen oder das Minimum zu finden. Dies ist dann die Einstellung des Antiresonanzpunktes und die Stelle höchster Trennschärfe. Diese Einstellung wird markiert!

Ob eine Eichung in der EM 11 nach R-Stufen möglich ist, wurde noch nicht ausprobiert; als Abstimmröhre kann sie aber vorteilhaft bei eingeschaltetem Schwundaussgleich dienen. Sonst stellt man bei Telegraphie auf den schrillen Quarzton ein; das entspricht der wechselförmigen Resonanzkurvenspitze. Während des Aufbaues hat sich die (provisorisch angeschlossene) EM 11 erfolgreich bewährt, da sie alle unerwünschten Schwingungen in Hoch- oder Zwischenfrequenzkreisen prompt aufzeigt.

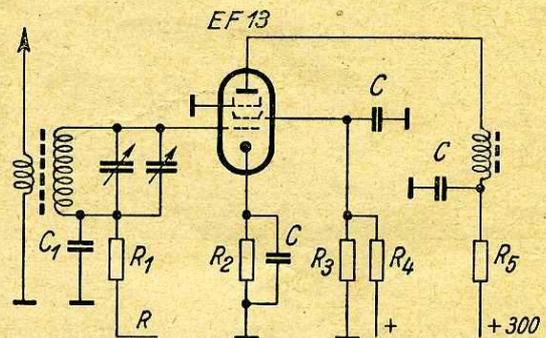


Abb. 5

Beim Störfreier denke man daran, daß es sich hierbei um eine zusätzliche Zwischenfrequenzstufe handelt, und daß die Schwingneigung des Zwischenfrequenzverstärkers dadurch gefährlich wird. Schließt man das Gitter der Störfreieröhre erst zum Schluß an, so muß der Abzweigtransformator nochmals genau auf die Zwischenfrequenz abgestimmt werden. Die Einstellung des Transformators der Störfreieröhre geschieht mit geringster negativer

Vorspannung, also höchster Verstärkung der Störspannungsverstärkerröhre, nach einer recht lauten Telephonstation oder mit Hilfe des Frequenzmessers. Das Minimum ist nicht sehr scharf. Man stellt auf die Mitte ein, wo die eingestellte Station am stärksten die Verstärkung sich selbst zuregelt. Alle Trimmerarbeit am Zwischenfrequenzteil und also auch an der Störfreierstufe führen nicht zum Erfolg, solange noch irgendwelche Schwingneigung vorhanden ist!

Für den Apparat wurde ein Holzkasten angefertigt, dessen sämtliche Wände und der Deckel mit Scharnieren versehen sind. Der Ein- und Ausbau ist hierdurch besonders einfach, da keine einzige Schraube vorhanden ist. Aus oft erörterten Gründen wurde das Netzgerät nicht mit eingebaut. Außerdem wäre das Gerät sonst noch etwas umfangreicher ausgefallen!

Über die Trennschärfe ist nichts Besonderes zu sagen; sie ist mit anderen Mitteln einfacher nicht zu erreichen! Auch wenn Station auf Station sitzt, wird es fast immer gelingen, jeden Sender nur für sich zu hören, wenn man die Drehkondensatoren  $C_{15}$  und  $C_{16}$  richtig bedient, so

daß der stärkste Störsender in die weit nach beiden Seiten verschiebbare Antiresonanzstelle fällt.

Ein früher recht störender Fehler war der hohe Rauschpegel eines Supers. Mit einer ECH 11 als Mischröhre und einer EF 13 oder gar EF 14 davor existiert diese Frage nicht mehr. Trotz O 2 mit einem zusätzlichen Rauschen ist selbst bei voll aufgedrehtem Lautstärkereger das innere Rauschen noch durchaus erträglich. An und für sich unterdrückt das Quarzfilter bereits viele Geräusche, dennoch wird man die Mehrkosten für die Störunterdrückerstufe nicht bereuen, wenn man sich überlegen kann, wie Störgeräusche, besonders atmosphärische Störungen (Gewitter), auf ein kaum noch wahrnehmbares Minimum zurückgedrängt werden können. Eine sinnvolle Handhabung von Lautstärkereger, Antiresonanzpunkteinschaltung und Störunterdrücker zusammen sichert jedenfalls ein bisher nie erreichtes Maß ungestörten betriebssicheren Empfanges.

Der Schwundausgleich kommt für Telegraphieempfang wohl weniger in Frage, da die, wenn auch geringe Frequenzverwerfung, den Quarzempfang beeinträchtigt. Für

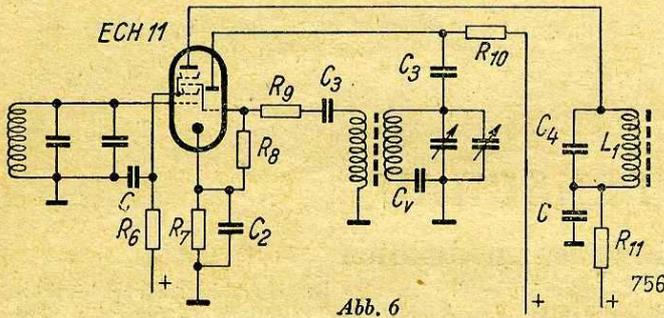


Abb. 6

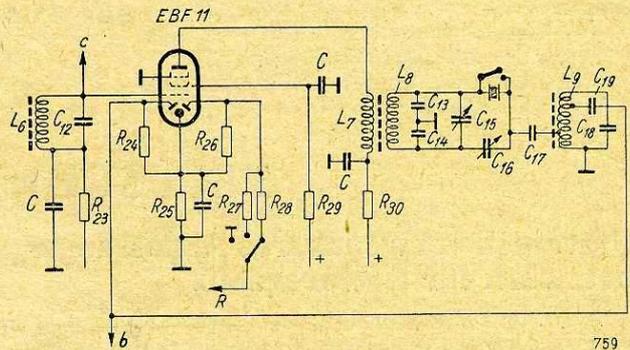


Abb. 9

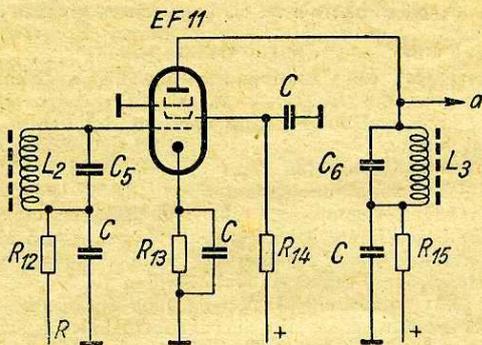


Abb. 7

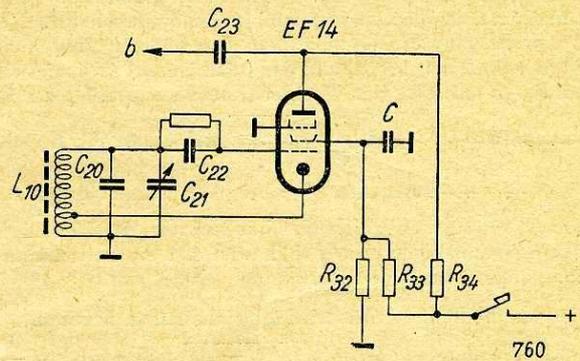


Abb. 10

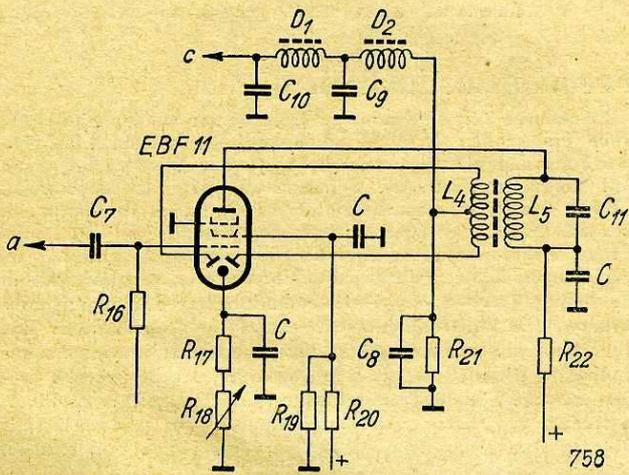


Abb. 8

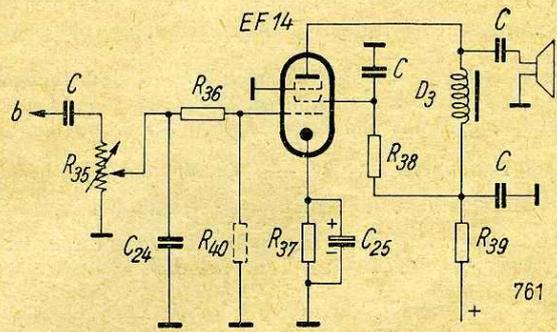


Abb. 11

Telephonieempfang ohne Quarzfilter ist er jedoch recht wirksam und angenehm.

Eigentlich wäre es überflüssig, nochmals ein Schalt-schema zu bringen, da der Aufbau des Supers fast dem von HANS RÜCKERT beschriebenen entspricht<sup>2)</sup>. Die Abweichungen sind untergeordneter Art. Der Vollständigkeit halber sei die Schaltung (Abb. 5 bis 11) aber trotzdem hier angegeben. Es ist nicht notwendig, die Schirmgitterspannungen immer maximal zu dimensionieren. Da in vielen Rundfunkgeräten diese Spannungen oft nur 75—90 Volt betragen, wurden sie hier ähnlich gewählt. Nimmt man 100 Volt, dann ist es schwer, den Zwischenfrequenzteil selbsterregungsfrei zu bekommen.

Die von HANS RÜCKERT erteilten Ratschläge wurden be- wußt befolgt und der Erfolg hat ihre Richtigkeit vollauf bestätigt. Alles ist vorher gründlich zu durchdenken, nichts darf überstürzt werden. Stufe für Stufe ist auf- zubauen und muß tadellos arbeiten. Dies gilt besonders für den Zwischenfrequenzteil. Ehe nicht jede Schwing- neigung behoben ist, gelingt der Abgleich nicht, und es kann vorkommen, daß man aus dem Zu- und Abwickeln bei den Zwischenfrequenztransformatoren nicht heraus- kommt.

*Zeichnungen und Aufnahmen vom Verfasser*

<sup>2)</sup> Vgl. „CQ“ 1940, Heft 3/4, S. 9 ff.

Daten für die Schaltungen Abb. 5—11:

$C = 0,1 \mu F$ ,  $C_1 = 50 T$ ;  $R_1 = 50 k\Omega$ ,  $R_2 = 400 \Omega$ ,  $R_3 = 100 k\Omega$ ,  $R_4 = 80 k\Omega$ ,  $R_5 = 10 k\Omega$  (Abb. 5)

$C = 0,1 \mu F$ ,  $C_2 = 10 T$ ,  $C_3 = 100 pF$ ,  $C_4$  je Band,  $C_4 = 100 pF$ ;  $R_6 = 80 k\Omega$ ,  $R_7 = 250 \Omega$ ,  $R_8 = 20 k\Omega$ ,  $R_9 = 100 \Omega$ ,  $R_{10} = 40 k\Omega$ ,  $R_{11} = 15 k\Omega$ ;  $L_1 = 1,2 mH$  (Abb. 6)

$C = 0,1 \mu F$ ,  $C_5 = 100 pF$ ,  $C_6 = 100 pF$ ;  $L_2 = 1,2 mH$ ,  $L_3 = 1,2 mH$ ;  $R_{12} = 50 k\Omega$ ,  $R_{13} = 500 \Omega$ ,  $R_{14} = 90 k\Omega$ ,  $R_{15} = 20 k\Omega$  (Abb. 7)

$C = 0,1 \mu F$ ,  $C_7 = 50 pF$ ,  $C_8 = 150 pF$ ,  $C_9 = 50 pF$ ,  $C_{10} = 100 pF$ ,  $C_{11} = 100 pF$ ;  $R_{16} = 3 M\Omega$ ,  $R_{17} = 300 \Omega$ ,  $R_{18} = 20 k\Omega$ ,  $R_{19} = 70 k\Omega$ ,  $R_{20} = 60 \Omega$ ,  $R_{21} = 100 \Omega$ ,  $R_{22} = 10 \Omega$ ;  $L_4 = 1,2 mH$ ,  $L_5 = 1,2 mH$ ;  $D_1 = 20 mH$ ,  $D_2 = 20 mH$  (Abb. 8)

$C = 0,1 \mu F$ ,  $C_{12} = 100 pF$ ,  $C_{13} = 100 pF$ ,  $C_{14} = 100 pF$ ,  $C_{15} = 50 pF$ ,  $C_{16} = 15-20 pF$ ,  $C_{17} = 50 pF$ ,  $C_{18} = 100 pF$ ,  $C_{19} = 50 pF$ ;  $R_{23} = 50 k\Omega$ ,  $R_{24} = 2 M\Omega$ ,  $R_{25} = 400 \Omega$ ,  $R_{26} = 2 M\Omega$ ,  $R_{27} = 100 k\Omega$ ,  $R_{28} = 2 M\Omega$ ,  $R_{29} = 70 k\Omega$ ,  $R_{30} = 50 k\Omega$ ;  $L_6 = 1,2 mH$ ,  $L_7 = 6 mH$ ,  $L_8 = 1,2 mH$ ,  $L_9 = 1,2 mH$  (Abb. 9)

$C = 0,1 \mu F$ ,  $C_{20} = 500 pF$ ,  $C_{21} = 35 pF$  Trimmer,  $C_{22} = 100 pF$ ,  $C_{23} = 50 pF$ ;  $L_{10} = 0,24 mH$ ;  $R_{31} = 50 k\Omega$ ,  $R_{32} = 40 k\Omega$ ,  $R_{33} = 30 k\Omega$ ,  $R_{34} = 100 k\Omega$  (Abb. 10)

$C = 0,1 \mu F$ ,  $R_{24} = 200 pF$ ,  $C_{25} = 25 \mu F$ ;  $R_{25} = 1 M\Omega$ ,  $R_{26} = 1 k\Omega$ ,  $R_{27} = 300 \Omega$ ,  $R_{28} = 20 k\Omega$ ,  $R_{29} = 8 k\Omega$ ,  $R_{30} = 0,7 M\Omega$ ;  $D_3 = NF$ -Drossel (Abb. 11)

## ZEITSCHRIFTENSCHAU

### Universell verwendbares Anpassungs- netzwerk für Hochfrequenz

Bei der Anwendung komplizierterer Antennengebilde steht man oft vor der Aufgabe, den höheren Wellenwiderstand einer Wanderwellen-Speiseleitung an den niedrigeren Widerstand des Antennensystems anzupassen. Man kann eine solche Anpassung mit einfachen Mitteln durchführen, in dem man zwischen die beiden Drähte der Speiseleitung einen Drehkondensator und in jede Leitung zum niedrigeren Widerstand je eine Spule schaltet. Nennt man den Eingangswiderstand, d. h. den höheren Wellenwiderstand, der Speiseleitung  $R_1$  und den (niedrigeren) Ausgangswiderstand  $R_2$ , so läßt sich der Wechselstromwiderstand  $\Re_0$  des Kondensators zu  $\Re_0 = -R_1 \sqrt{\frac{R_1 - R_2}{R_2}}$  und damit die Kapazität zu  $C = \frac{1}{2\pi f \Re_0}$  berechnen ( $f$  = Frequenz). Man verwendet aus Symmetriegründen einen Zweifachkondensator, dessen beide Rotoren miteinander verbunden sind, während die Statoren an die Leitung angeschlossen werden.

Die gesamte Induktivität wird folgendermaßen bestimmt. Ihr induktiver Widerstand  $\Re_L = \sqrt{R_1 R_2 - R_2^2}$  liefert für  $L = \frac{\Re_L}{2\pi f}$ . Setzt man  $f$  in MHz ein, so ergibt sich die Kapazität in  $\mu F$  und die Induktivität in  $\mu H$ . Zur Aufrechterhaltung der Symmetrie wird in jede der vom Drehkondensator nach dem niedrigeren Widerstand abgehenden Leitungen  $\frac{L}{2}$  eingeschaltet.

Zur Berechnung der auftretenden Strom- und Spannungsbelastungen geht man von der durch die Speiseleitung zugeführten Sendeleistung  $N$  aus und berechnet den Strom auf der höherohmigen Leitung zu  $I = \sqrt{\frac{N}{R_1}}$ , die Spannung zwischen ihren beiden Drähten bzw. an  $C$  zu  $U = I \cdot R_1$  und den Strom durch  $C$  zu  $I = \frac{U}{R_0}$ . Der durch die Spulen fließende Strom ist entsprechend  $I = \sqrt{\frac{N}{R_2}}$ .

(Warren Andrew, W9 itr, „An R.F. Matching Network for General“, „QST“ 1939, Oktober, S. 39 ff.)

### Frequenzmodulation

Ausgehend von den an eine Rundfunkübertragung hinsichtlich Qualität, Störfreiheit usw. gestellten Forderungen wird zunächst erörtert, wie eine Verbesserung der derzeitigen Übertragungsmöglichkeiten zu erfolgen hätte, wie man dem Verlangen nach sicherer Aufnahme mehrerer Programme entsprechen könnte und welche Schwierigkeiten sich einem da entgegenstellen. Im Anschluß wird die Frage diskutiert, ob man den gesamten Rundfunk auf das Ultrakurzwellengebiet verlagern kann und welche Konsequenzen sich daraus hinsichtlich Ausbreitung, Programmauswahl, Störfreiheit usw. ergeben. Schließlich werden dann die Vor- und Nachteile der heute üblichen Amplitudenmodulation und der Frequenzmodulation einander gegenübergestellt und insbesondere auf die Möglichkeit, in einem Ultrakurzwellenkanal gleichzeitig eine größere Anzahl von Programmen zu übertragen, verwiesen. Die Vorteile der Frequenzmodulation bei Gleichwellenbetrieb und die nicht zu umgehende Verteuerung der Empfangsgeräte werden behandelt. Eine sehr ausführlich gehaltene Zusammenstellung von Literaturstellen über Frequenzmodulation und im Zusammenhang damit interessanter Gebiete umfaßt deutsches und ausländisches Schrifttum vom Jahre 1922 bis 1941.

(„FM Ante Portas“ von Rolf Wigand, „Radio Mentor“ 1941, Heft 6, S. 27f.)

### Frequenzmodulation

In neuerer Zeit sind aus den USA immer wieder Nachrichten über die großen Erfolge gekommen, die sowohl hinsichtlich Störfreiheit als auch was die Güte der Wiedergabe angeht, mit frequenzmodulierten Sendern auf dem Ultrakurzwellenbereich erzielt wurden. In dieser Arbeit finden sich nach einer kurzen Einleitung zunächst die mathematischen Zusammenhänge, insbesondere die Unterschiede zwischen Amplituden- und Frequenzmodulation aufgezeigt, ein weiterer Abschnitt ist der Erzeugung frequenz- und phasenmodulierter Schwingungen gewidmet. Es werden hier zunächst einfache Anordnungen, dann aber auch die von Armstrong angegebene und in vielen amerikanischen Sendern verwendete Methode kurz besprochen. Über den Empfang frequenzmodulierter Schwingungen, über die Anwendung von Frequenzsteuerschaltungen für die selbsttätige Scharfabstimmung, über Messungen und einige Sonderanwendungen wird berichtet.

(„Frequenzmodulation von Schwingungen und deren Anwendung in der Praxis“ von Hermann Olschbauer im „Radio-Amateur“ 1941, Folge 4, S. 101ff.)

# Von der Arbeitsweise des Zweipolgleichrichters

Die Zweipolgleichrichtung wird heute in nahezu allen Rundfunkgeräten und vielen Kurzwellensuperhets angewendet, darüber hinaus steckt ja in jedem Audion, jedem Rückkopplungsaudion, ein Zweipolgleichrichter. Das Verständnis seiner Wirkungsweise wird meistens als bekannt vorausgesetzt, obgleich häufig darüber keine volle Klarheit besteht. Im folgenden sei daher einmal an Hand einer Reihe von Abbildungen das Wesentliche an der Arbeitsweise des Zweipolgleichrichters (Diondegleichrichters) kurz besprochen.

Schaltet man einen Ohmschen Widerstand  $R$  an eine Wechselstromquelle (Abb. 1) mit der Spannung  $U$ , so

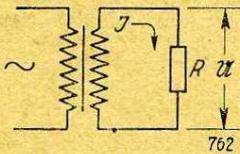


Abb. 1

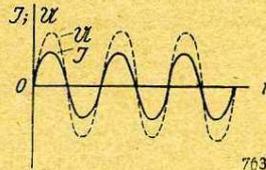


Abb. 2

durchfließt ihn ein phasengleicher, gleichgeformter Wechselstrom  $\mathfrak{J}$  (Abb. 2), weil ja der Widerstand den Strom in beiden Richtungen gleich gut durchläßt. Würde man zwischen Wechselstromquelle und Widerstand ein Glied einschalten, das eine Strom-Spannungs-Kennlinie nach Abb. 3 a—c oder b—c hat, so könnte Strom nur in einer

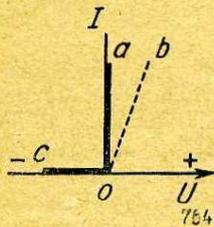


Abb. 3

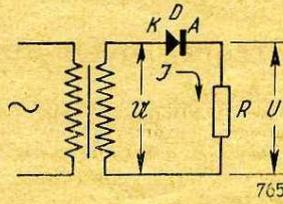


Abb. 4

Richtung fließen, nicht aber in der entgegengesetzten. Die Kennlinie a—c gehört dabei zu einem idealen Gleichrichter mit dem Innenwiderstand Null, während b—c für einen praktisch verwirklichtbaren Gleichrichter mit endlichem Widerstand gilt. Daß hier die Kennlinien geradlinig gezeichnet wurden, statt die z. B. bei Röhren stets vorhandene Krümmung zu berücksichtigen, ändert an der grundsätzlichen Wirkungsweise nichts. Wird also ein solcher Gleichrichter ( $D$  in Abb. 4) vor einen Ohmschen Widerstand geschaltet, so kann durch diesen nur immer bei

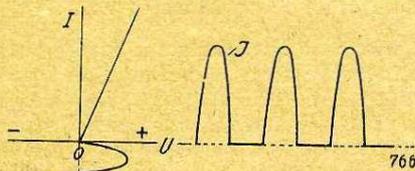


Abb. 5

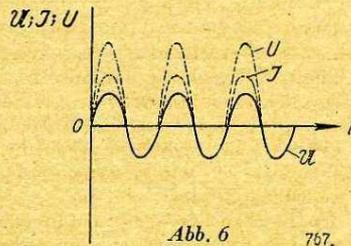


Abb. 6

der einen Halbwelle der Wechselfspannung  $U$  ein, „gleichgerichteter“, Strom  $J$  fließen, während in der anderen Halbwelle der Stromfluß gesperrt ist (Abb. 5 und 6). Mit

$K$  und  $A$  sind Kathode und Anode beispielsweise einer Gleichrichter- oder Zweipolröhre angedeutet, die als Gleichrichter verwendet werden kann; er ist nur in der Richtung  $K-A$  für Elektronen durchlässig (bzw. in der entgegengesetzten Richtung für den Strom, sofern man die ältere Ausdrucksweise anwendet).

Tauscht man den Ohmschen Widerstand gegen einen Kondensator  $C$  aus (Abb. 7), so geschieht folgendes. Der

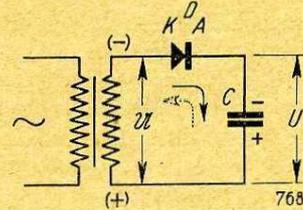


Abb. 7

Gleichrichter  $D$  läßt in derjenigen Halbwelle, in der die in ( ) angedeutete Polarität besteht (Durchlaß-Halbwelle), in der Richtung des ausgezogenen Pfeiles Elektronen auf die obere Belegung des Kondensators fließen und entzieht der unteren Belegung eine gleich große Anzahl von Elektronen. Da ein Elektronenüberschuß gleichbedeutend mit einer negativen Ladung, ein Elektronenmangel entsprechend einer positiven Ladung ist, erhalten also die Kondensatorbelegungen die angeschriebene Polarität, d. h. der Anode  $A$  des Gleichrichters zugewandt erscheint eine negative (!) Spannung. In der nächsten Halbwelle sperrt der Gleichrichter (Sperr-Halbwelle), in der Richtung des punktierten Pfeiles können also keine Elektronenbewegungen statt-

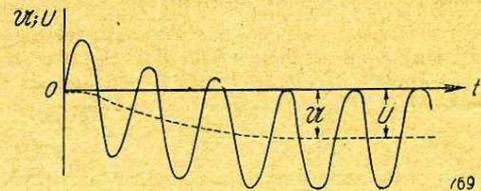


Abb. 8

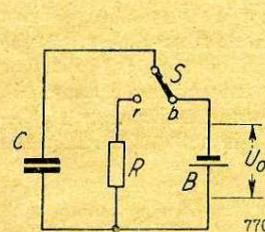


Abb. 9

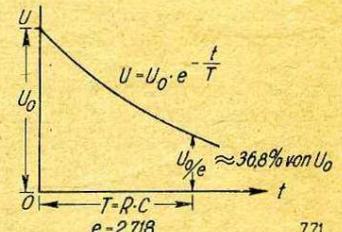


Abb. 10

finden, die auf dem Kondensator befindlichen Elektronen verbleiben dort. In der folgenden Halbwelle leitet der Gleichrichter wiederum, und sofern der Kondensator  $C$  nicht bereits in der ersten Halbwelle bis zu seinem Fassungsvermögen mit Elektronen vollgeladen worden ist, gelangen noch weitere auf seinen oberen Beleg, ihn so noch negativer machend. Das Spiel wiederholt sich, bis die Gleichspannung  $U$ , auf die der Kondensator aufgeladen ist und die entgegengesetzte Polarität hat wie die Halbwelle der Wechselfspannung  $U$  in der Durchlaßrichtung des Gleichrichters  $D$ , gleich groß geworden sind. Dann steigt zu keinem Zeitpunkt die Spannung der positiven Halbwelle mehr über die Kondensatorspannung an (Abb. 8), und es kann auch kein Strom fließen. Die Gleichspannung  $U$  ist also in diesem Falle gleich der Amplitude der Wechselfspannung  $U$  (Spitzenspannung), d. h.  $\sqrt{2}$  mal Effektivwert,

man nennt daher diese Art Gleichrichtung auch „Spitzen-gleichrichtung“.

Steht in einer Schaltung nach Abb. 9 der Schalter *S* auf dem Kontakt *b*, so wird der Kondensator *C* aus der Batterie *B* auf die Spannung  $U_0$  geladen. Bei Umschaltung von *S* auf Kontakt *r*, wird der Kondensator über den Widerstand *R* wieder entladen. Je nach der Größe von *C* und *R* geht das schneller oder langsamer. Diejenige Zeit, die verstreicht, bis die Spannung am Kondensator auf  $\frac{1}{e}$

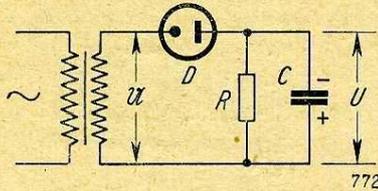


Abb. 11

ihres ursprünglichen Wertes abgesunken ist (Abb. 10,  $e =$  Basis der natürlichen Logarithmen  $= 2,718 \dots$ ), bezeichnet man als „Zeitkonstante“  $T = C \cdot R$  (*C* in Farad, *R* in  $\Omega$  bzw. *C* in  $\mu F$  und *R* in  $M\Omega$ ) des *RC*-Gliedes. Die Entladung geht nach einer sogenannten Exponentialkurve vor sich, die man aus  $U_{momentan} = U_0 \cdot e^{-t/T}$  errechnen kann, worin  $U_0$  die Spannung ist, auf die der Kondensator geladen wurde, während *t* die Zeit ist, die vom Umschalten von *S* auf *r* bis zu dem Zeitpunkt, in dem die Spannung gefunden werden soll, verstrichen ist. Für  $e^n$  gibt es Tafeln, so daß die Berechnung einfach wird.

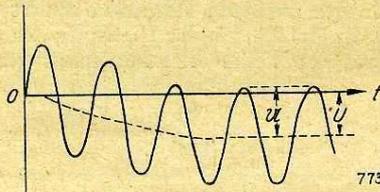


Abb. 12

Wird nun parallel zu dem Kondensator *C* in Abb. 7 noch ein Widerstand *R* geschaltet (Abb. 11), so entlädt sich der Kondensator in den Halbwellen, in denen der Gleichrichter *D* sperrt, über *R* immer mehr oder weniger weit, und daher sinkt die Spannung *U* unter den Spitzenwert von *U* ab. In jeder Durchlaß-Halbperiode muß daher die verlorengegangene Elektronenmenge wiederum ergänzt werden. Die „Kuppen“ der Wechselspannung ragen daher hier — abweichend von dem in Abb. 7 und 8 skizzierten Fall — immer „etwas über die Nulllinie hinaus“ (Abb. 12), und

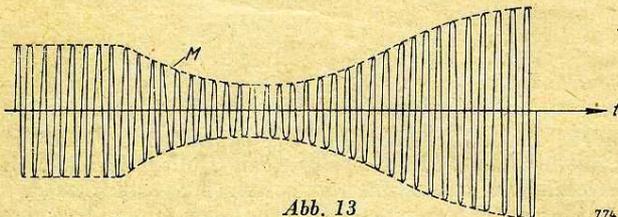


Abb. 13

zwar um so mehr, je stärker sich *C* in den Ladepausen über *R* entladen kann, d. h. je kleiner die Zeitkonstante ist. Wenn die Amplitude der Wechselspannung *U* verhältnismäßig langsam (gemessen an ihrer Frequenz!) schwankt, so wird natürlich auch *U* im gleichen Rhythmus schwanken, wobei immer die „Kuppen“ gleich weit über die Nulllinie hinausragen, also bekommt man bei Anlegen einer amplitudenmodulierten Wechselspannung nach Abb. 13 am Kondensator *C* einen Spannungsverlauf nach Abb. 14. Die Schwankung der Gleichspannung ist ein getreues Abbild der Modulation *M*, man spricht von „Demodulation“.

In dem hier gezeigten Beispiel entfallen auf eine Schwingung der Modulationsfrequenz 40 Schwingungen der modulierten Wechselspannung, das wäre also z. B. der Fall, wenn man eine Trägerfrequenz von 240 kHz mit 6000 Hz moduliert.

Hier ist vorausgesetzt, daß die Zeitkonstante  $R \cdot C$  hinreichend groß gemacht wird, damit in den Pausen zwischen den Durchlaß-Halbwellen der modulierten Frequenz die Kondensatorspannung nur unwesentlich absinkt, also praktisch als konstant angesehen werden kann. Andererseits ist aber auch Voraussetzung, daß die Zeitkonstante klein genug ist, um nicht auch während der viel langsameren Modulationsschwingung *M* die Kondensatorspannung konstant zu halten. Dann würde man nämlich gar keine Niederfrequenzspannung *M* mehr bekommen. Bei einer Kapazität von  $C = 800 \text{ pF}$  und einem Widerstand von  $R = 2 \text{ M}\Omega$  würde z. B. die Zeitkonstante 1,6 Millisekunden (msek) betragen. Eine Modulationsfrequenz von 6000 Hz aber hat eine Schwingungsdauer von  $\frac{1}{6000}$  sek oder rund 0,16 msek (pro Schwingung!), so daß erst nach der zehn vollen Schwingungen entsprechenden Zeit die Spannung am Kondensator auf  $\frac{1}{e}$  des

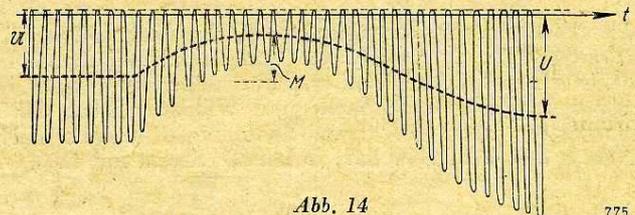


Abb. 14

Spitzenwertes der angelegten Wechselspannung abgesunken wäre. Da aber nach jeder halben Schwingung der Kondensator wieder geladen wird, schwankt die Spannung an ihm kaum:  $\frac{t}{T} = 0,1$ ;  $e^{-t/T} = 1,105$ ;  $e^{-t/T} = \frac{1}{1,105} = 0,905$ . Das bedeutet, daß während der Sperr-Halbwellen sich *C* um nur 9,5% entlädt, also die Modulation ganz erheblich abgeschwächt wird.

Betrachtet man übliche Werte für *R* und *C*, also z. B. 0,5  $M\Omega$  und 100 pF, die eine Zeitkonstante von 50  $\mu\text{sek}$  (Mikrosekunden) ergeben und berücksichtigt, daß eine Schwingungsdauer für die Modulationsfrequenz von 6000 Hz etwa 160  $\mu\text{sek}$  beträgt, also mehr als dreimal soviel, so sieht man, wie zwar in den Pausen auch noch keine vollständige Entladung von *C* erzielt wird, immerhin aber eine Entladung um mehr als 95 Prozent. Für eine modulierte Frequenz von 240 kHz, wie sie Abb. 13 und 14 zugrunde gelegt ist, hingegen, die eine Schwingungsdauer von  $\frac{1}{240\,000}$  sek oder rund 4  $\mu\text{sek}$ , d. h. von weniger als  $\frac{1}{10}$  der Zeitkonstante *T* hat, wird eine Entladung nur ganz geringfügig sein, nämlich rund 9 Prozent, so daß man die Spannung an *C* als konstant für die Hochfrequenz, aber als der Modulationsfrequenz praktisch voll folgend ansehen kann! Bei anderen Frequenzen lassen sich die Werte entsprechend leicht ausrechnen und kommen in Prozent heraus, wenn man in der oben genannten Formel für  $U_0 = 100$  setzt.

Wie im einzelnen die Entladung des Kondensators und seine Wiederaufladung vor sich geht, sei am Beispiel eines Gleichrichterladekondensators in einem Netzanschlußgerät veranschaulicht, wobei zu beachten ist, daß diese Darstellung bei Berücksichtigung der Frequenz und damit der Dauer der Schwingung sowie der Zeitkonstanten natürlich ganz allgemein Gültigkeit hat, d. h. auch für den Hochfrequenzgleichrichter, den Demodulator zutrifft. Es sei angenommen, daß in Abb. 11  $C = 8 \mu F$  und  $R = 5 \text{ k}\Omega$  betragen. Letzterer Wert würde einer Stromentnahme von 50 mA bei einer Spannung von 250 V entsprechen. Die Netzfrequenz sei 50 Hz. Die Zeitkonstante  $R \cdot C$  ist dann 40 m/sek und da die Schwingung des Netzwechselstromes

$\frac{1}{50}$  sek oder 20 msek, also halb so lange, dauert, kann sich der Kondensator nicht auf  $\frac{1}{e}$  (36,8%), sondern nur auf rund 60% entladen. Dann wird er wieder auf den vollen Wert geladen usw. Ein Ladestrom  $i$  kann natürlich nur fließen, wenn der augenblickliche Wert der Wechselspannung  $u$  über die am Kondensator  $C$  herrschende Spannung  $U$  hinausgeht (Abb. 15). Am Kondensator  $C$  in Abb. 11

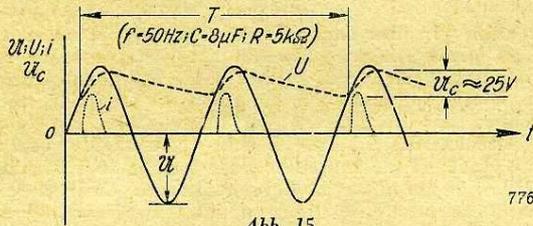


Abb. 15

entsteht also in diesem Falle eine sägezahnförmige Wechselspannung mit der Frequenz 50 Hz, die man als Brummspannung oder auch kurz als „Brumm“ bezeichnet. Sie wird um so kleiner, je größer die Zeitkonstante, d. h. je größer  $C$  und  $R$  werden. Da  $R$  bei gegebener Spannung  $U$  auch durch den Entladestrom gekennzeichnet wird, kann man die Brummspannung auch durch den Strom und die Kapazität ausdrücken. Bei einem Halbweggleichrichter wie hier, wird je mA Entladestrom und je  $\mu F$  Ladekondensator eine Brummspannung von rund 4 V erzeugt, wenn die Netzfrequenz 50 Hz ist. Bei dem in Abb. 15 gegebenen Beispiel also mit 50 mA 50 mal soviel, weil aber  $C = 8 \mu F$  ist,  $\frac{1}{8}$  des Wertes, d. h. die Brummspannung wird dann  $\frac{4 \cdot 50}{8} = 25$  V.

Fassen wir kurz zusammen: Beim Zweipolgleichrichter (Diodengleichrichter) wird in der einen Halbperiode der

parallel zum „Belastungswiderstand“ liegende Kondensator aufgeladen, und zwar so, daß seine der Zweipolröhren-Anode zugewandte Belegung negativ wird. Durch Entladung über den Belastungswiderstand in den Halbperioden, in denen die Zweipolröhre sperrt, sinkt die Spannung am Kondensator immer um einen geringen Betrag, so daß die an ihm liegende Gleichspannung um ein geringes kleiner ist als die Amplitude (Spitze) der angelegten Wechselspannung. Macht man die Zeitkonstante  $R \cdot C$  groß genug, so kann man eine praktisch konstante Spannung erhalten. Zu beachten ist, daß bei einer — beispielsweise infolge von Modulation schwankenden — Amplitude der angelegten Wechselspannung auch die Gleichspannung am Kondensator im gleichen Rhythmus schwankt, so daß man also

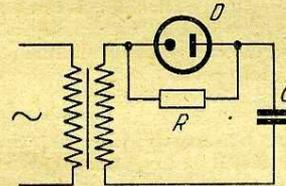


Abb. 16

eine Demodulation bekommt. Voraussetzung dabei ist nur, daß die Zeitkonstante zwar für die modulierte Frequenz hinreichend hoch ist, jedoch für die modulierende Frequenz klein, weil sonst die Demodulation mehr oder weniger unvollkommen vor sich geht. Da (Abb. 16) der Gleichstromwiderstand der Wechselstromquelle in der Praxis meist vernachlässigbar gering ist und andererseits für Wechselstrom der Kondensator praktisch kein Hindernis bietet, kann man ohne weiteres auch den Widerstand parallel zur Zweipolröhre legen, ohne daß eine Änderung der Wirkungsweise auftritt. Die Wechselspannung  $u$  tritt in jedem Falle auch zwischen Anode und Kathode der Zweipolröhre auf.

R. W.

Zeichnungen vom Verfasser

## Winke für die Praxis

### Über die Verwendung von Antennen-Kopplungsröhren

Die „aperiodische“ Vorröhre ist eine Zeitlang in Amateurkreisen sehr beliebt gewesen und sie hat auch eine ganze Reihe von Vorzügen, denen allerdings auch einige schwerwiegende Nachteile gegenüberstehen. Um die Vorzüge zuerst zu nennen: man kann die Abstimmung des nachfolgenden Schwingaudions praktisch völlig unabhängig von der Antennenlänge und von etwaigen Schwankungen der Antenne im Winde machen, „Schwinglöcher“ treten nicht mehr auf, außer wenn man ungeschickterweise mit Drosselkondensatorkopplung arbeitet und in ein „Sperrloch“ der Drossel kommt. Man braucht also die Rückkopplung weniger oft nachzustellen und die bei direkter Antennenkopplung an das Audion häufig in gewissen Frequenzbereichen unangenehm auffallende Handempfindlichkeit, die nur durch vollständige Panzerung des Gerätes und geeignete Erdung zu beheben ist, kommt ebenfalls beim Gebrauch der Kopplungsröhre in Fortfall. Zudem erhält man auch eine gewisse, zusätzliche Verstärkung als angenehme Zugabe.

Nachteilig bei dieser Art der Antennenkopplung bzw. des Hochfrequenzverstärkers ohne abgestimmten Eingangskreis ist das stets beobachtete „Durchschlagen“ in der Nähe befindlicher, stärkerer Rundfunksender, das wieder die Anwendung besonderer Mittel — am einfachsten eines Sperrkreises — erforderlich macht. Zudem treten aber infolge der Nichtlinearität der Röhrenkennlinien leicht andere Störerscheinungen auf. So beobachtet man z. B. bei Empfängern mit aperiodischer Vorröhre häufiger als beim einfachen Schwingaudion, daß Sender auf Frequenzen gehört werden, auf denen sie gar nicht senden. Das kommt u. a. folgendermaßen zustande: Auf irgendeinem Wege gelangt aus dem schwingenden Gitterkreis des Audions, der ja zugleich Anodenkreis für die Vorröhre ist, eine kleine Teilspannung an deren Steuergitter. Dort erfolgt Überlagerung mit anderen als der zu empfangenden Frequenz, und zwar infolge der Kennlinienkrümmung auch von Oberschwingungen der Audionfrequenz und der Frequenzen

anderer, vielleicht starker Stationen. Auch Kreuzmodulation durch besonders starke Stationen ist nicht ausgeschlossen.

Vermeidung der Nachteile ist auf zweierlei Arten möglich. Am einfachsten ist es natürlich, eine Röhre zu verwenden, die innerhalb des Arbeitsbereiches nur vernachlässigbar geringe Kennlinienkrümmung aufweist. Hier kommt die EF 14 in Betracht, die mit Rücksicht auf ihre Verwendung in Antennenverstärkern besonders auf Kennlinienlinearität gezüchtet wurde, weil man es ja bei den aperiodischen Antennenverstärkern, die für Gemeinschaftsantennenanlagen eingesetzt werden, mit ähnlichen Problemen zu tun hat. Daß für den Ortssender trotzdem meistens ein Sperrkreis vonnöten ist, liegt an der im Verhältnis zur Verstärkung mangelhaften Gesamtrennschärfe des Empfängers.

Ein zweites Verfahren ist etwas komplizierter, es bedingt nämlich die Verwendung eines ziemlich stark gedämpften Abstimmkreises vor der Vorröhre, der etwa auf die Bandmitte abgestimmt ist und innerhalb des zu empfangenden Bereiches nicht nachgestimmt zu werden braucht. Man kann ihn einfach umschaltbar machen oder auch auswechseln bzw. man nimmt eine Spule mit einem entsprechend großen Drehkondensator für je zwei Amateurbänder und stimmt jeweils grob auf Bandmitte ab. Auf diese Weise schafft man eine gewisse Zusatzselektion und die Ergebnisse liegen zwischen denen mit rein aperiodischer Vorröhre und solcher mit abgestimmtem und optimal an die Antenne angekoppeltem Eingangskreis. cxf.

### Verbesserung an Empfängern mit Tonselktion

Wer nicht in der Lage ist, einen größeren Superhet zu bauen, der wird gern die Selektion seines Empfängers durch Einbau eines Tonfrequenzfilters oder eines abgestimmten Niederfrequenzverstärkers steigern (vgl. „CQ“ 1940, Heft 11/12, S. 45 ff.). Man ist auf diese Weise eher in der Lage, sich auch durch ein dichtes Sendergewirr noch hindurchzufinden, als wenn man einen einfachen Geradeempfänger ohne Tonselktion benutzt. Nachteilig wirkt sich lediglich bei geringen

Bandbreiten das „Hallen“ der Zeichen aus, das darauf zurückzuführen ist, daß die Tonfrequenzkreise infolge ihrer sehr geringen Dämpfung nach dem Aufhören des eigentlichen Zeichens noch eine ganze Weile selbständig weiterschwingen, bis die Schwingung abgeklungen ist. In extremen Fällen fehlt sogar das folgende Zeichen bereits ein, lange bevor das vorhergehende abgeklungen ist, und es entsteht der Eindruck des „Ineinanderschwimmens“ der einzelnen Zeichen, ähnlich wie es bei zu großen Zeitkonstanten der für die „Weichtastung“ des Senders verwendeten Mittel auftritt. Das Aufnehmen solcher Zeichen strengt u. U. stark an, und man muß nach Abhilfe suchen.

Schaltet man nach dem Filter eine Röhre an, die als „C“-Verstärker arbeitet, d. h. eine größere negative Gittervorspannung hat, als zur völligen Sperrung ihres Anodenstromes notwendig ist, so gelingt es, lediglich die „Spitzen“ der Zeichen zur Erzeugung eines Anodenstromes heranzuziehen, wodurch die Zeichen sich klarer voneinander absetzen. Die hin und wieder empfohlenen „Versteilerungsschaltungen“ (vgl. z. B. K. Dannehl und P. Kotowski, „Die Verringerung atmosphärischer Störungen beim Morse-Hörfempfang“, Telefunken-Hausmitteilungen 1938, Nr. 78, S. 22 ff.) haben gleichzeitig noch ein R-C-Glied vor dem Gitter, das die negative Vorspannung amplitudenabhängig macht. Ein gewisser Vorteil dieses Verfahrens scheint übrigens auch darin zu liegen, daß man einen niedrigeren als das Signal liegenden Störpegel auf diese Weise unterdrückt.

Störend bei der niederfrequenten Tonselktion ebenso wie bei sehr selektiven Hochfrequenzkreisen (Quarz z. B.) machen sich kurze Störimpulse bemerkbar, weil sie die Filterkreise in ihrer Eigenschwingung anstoßen, so daß sie langsam ausschwingen („klingeln“) und hierdurch evtl. nachfolgende Signale überdeckt werden. Man schaltet daher vor ein Tonfilter zweckmäßigerweise stets einen Amplitudenabkapper („Knalltöter“) irgendeiner Art, um zu verhindern, daß Störimpulse mit wesentlich höherer Amplitude als der maximalen Empfangsamplitude entspricht, an das Filter gelangen können.

Wird — was ja bei Telegraphieempfang durchaus zulässig und zweckmäßig ist — niederfrequente Schwundregelung bzw. selbsttätige Lautstärkenregelung benutzt, so wirkt diese bis zu einem gewissen Grade auch begrenzend, allerdings ist zu berücksichtigen, daß man ja die Regelzeitkonstante dann meistens sehr groß macht, um eine Hochregelung des Verstärkers während der Tastpausen zu vermeiden und daß diese Zeitkonstante die wirksame Abkappung von Kurzzeitstörimpulsen verhindert.

R. W.

### Tips für die Zeitschriftenauswertung

Wie oft kommt es vor, daß man sich über irgendein Fachgebiet genauer unterrichten will und eine große Sucherei anhebt, wo wohl die verschiedenen Zeitschriftenaufsätze gestanden haben mögen, deren man sich ganz genau erinnert, in welchem Buche man diesen oder jenen Hinweis zum Thema fand. Schließlich bringt man aber doch nur noch einen Teil davon zusammen. Entweder sind die Hefte abhanden gekommen oder man hat vielleicht das eine oder andere auch nur geliehen und wieder zurückgegeben, kurz: man bekommt nicht alle Unterlagen mehr zusammen, die man sich wünscht.

Für Besitzer von Kleinbildkameras gibt es da ein einfaches Gegenmittel, nämlich die Reproduktion aller einem wichtig erscheinenden Literaturstellen auf einem oder mehreren Filmstreifen. Bei Bedarf kann man dann entweder mittels des Bildbandprojektors die Texte auf eine kleine Bildwand werfen und so lesen oder sich von den wichtigen Stellen Vergrößerungen herstellen. Da es sich wohl durchweg um Schwarz-Weiß-Reproduktionen handelt, kommt man mit dem für diese Zwecke erhältlichen Agfa-Dokumentenfilm (auf Sicherheitsunterlage, also schwer entflammbar!) mit 8<sup>o</sup>/10 DIN gut aus, der in einem Feinkornentwickler hervorgerufen wird. Für die Aufnahmen selbst beleuchtet man die Vorlage mittels zweier Glühlampen unter einem Winkel von 45° von beiden Seiten und verwendet entweder brennweitenverkürzende Vorsaglinse oder bei Kameras mit Auswechselobjektiven Zwischenringe, um zu erreichen, daß die Vorlage das Format (normalerweise 24×36 mm) ausfüllt. Für die normalen Objektive von 50 mm Brennweite ist der Proxar 1 (1 Dioptrie bzw. 1 m Brennweite) zur Aufnahme von DIN A 4 und DIN A 5, den beiden häufigsten Formaten, geeignet. Um unter allen Umständen auch gute Randschärfe zu bekommen, wird man stets ziemlich stark abblenden. Über die notwendige Belichtungszeit geben einige Probeaufnahmen Auskunft.

Zu beachten ist, daß natürlich Filmebene und zu reproduzierendes Blatt genau parallel zueinander liegen müssen. Bei Sucherkameras wird die Parallaxe des Suchers ebenfalls durch einige Probeaufnahmen ausgemessen und dann später berücksichtigt, sofern man kein Einstellgerät für diese Zwecke benutzt. Am einfachsten ist natürlich das Arbeiten mittels „eingängiger“ Spiegelreflexkameras.

Die fertigen Filmstreifen werden gerollt in kleinen Pappdosen aufbewahrt und ein Zettel mit Angabe des Inhalts aufgeklebt. Man schneidet in der Dunkelkammer natürlich stets ungefähr passende Filmstreifen ab, um nicht unnötig Ausschuß zu bekommen.

Aber auch wer über keine Kamera verfügt, kann sich ein Schrifttumsarchiv für seine Zwecke mit geringer Mühe selbst herstellen. Man bedient sich zu diesem Zwecke des sogenannten „Reflexkopierverfahrens“. Ein einfaches Kopierpapier, vorteilhafter aber das für dieses Verfahren erhältliche Spezialpapier, wird mit der Schichtseite nach unten auf das zu kopierende Original gelegt, eine Glasplatte kommt zum Planhalten darauf, und durch diese hindurch wird mit einer normalen Glühlampe belichtet. Bei sehr dünnem Papier der Vorlage besteht die Gefahr des „Durchschlagens“, man wird dann unter die Vorlage vielleicht noch ein Blatt schwarzes Papier legen. Man kann alle Arbeiten bei stark gedämpftem Tageslicht vornehmen, braucht also keine Dunkelkammer. Das belichtete Papier wird in einem normalen Papierentwickler hervorgerufen, fixiert und gewässert und nach dem Trocknen in gleicher Weise davon ein Positiv hergestellt. Unbedingt notwendig ist das allerdings nicht, weil man das Negativ auch von der Rückseite gegen das Licht recht gut lesen kann.

R. W.

### Schwierigkeiten beim Morsenlernen?

Es ist eine bekannte Tatsache, daß nicht alle Menschen gleich leicht morsen lernen. Man darf sich aber nicht entmutigen lassen, wenn es einmal nicht so schnell gehen will. Es hat nämlich mit mangelnder Intelligenz gar nichts zu tun, wenn jemand langsamer vorwärtskommt, im Gegenteil: nicht selten lernen primitive Menschen — wohl weil sie weniger durch Gedanken verschiedenster Art abgelenkt werden — weitaus schneller morsen als hochintelligente. Es fragt sich nur, wie man am zweckmäßigsten vorgeht, wenn sich Schwierigkeiten bei der Erreichung höherer Aufnahmegegeschwindigkeiten ergeben. Zu diesem Thema fanden wir in einem amerikanischen Amateurbuch („The ‚Radio‘ Handbook“, Sixth Edition, Radio, Ltd. 1300 Kenwood Rd., Santa Barbara, California) eine Anleitung, die uns für „schwierige Fälle“ als durchaus geeignet erscheint.

Man muß sich zu diesem Zwecke mit jemandem zusammensetzen, der gut geben kann (auch langsames Tempo!) und mit ihm mehrmals gemeinsam üben. Abweichend von der sonst üblichen Methode, daß der „Lehrer“ die Zeichen gibt und der „Schüler“ sie aufnimmt und die Buchstaben zu Papier bringt, haben zunächst Lehrer und Schüler den gleichen Text vor sich, also etwa einen Zeitungsaufsatz. Voraussetzung ist natürlich, daß der Schüler — wenn auch bei niedrigem Tempo — die Morsezeichen schon kennt.

Zuerst sollte sich der Lehrer davon überzeugen, welches Tempo der Schüler noch einwandfrei aufnehmen kann. Er beginnt dann etwas langsamer zu geben, und der Schüler liest den gegebenen Text Buchstabe für Buchstabe mit, ohne zu schreiben. Nach etwa einer Minute wird das Gebetempo langsam, aber stetig gesteigert, und zwar für eine Zeit von etwa fünf Minuten. Jetzt wird eine Pause von gleicher Länge eingelegt und dann mit dem gleichen Text und einem Gebetempo fortgefahren, das etwa in der Mitte zwischen dem bei der ersten Übung verwendeten Anfangs- und Endtempo liegt. Auch bei dieser zweiten Übung wird nach einer Minute konstanten Gebetempos dieses langsam und stetig gesteigert. Nach einer weiteren Pause folgt in gleicher Weise eine dritte Übung. Daran anschließend legt der Schüler den Text weg, und der Lehrer gibt wiederum den gleichen Text wie vorher, während der Schüler jetzt die aufgenommenen Zeichen niederschreibt, wobei das Gebetempo etwas über demjenigen liegen soll, das der Schüler vorher noch sicher aufnehmen konnte.

Natürlich muß der Lehrer darauf achten, daß er nicht allzu schnell gibt, denn wenn der Schüler merkt, daß er überhaupt nicht mehr folgen kann, wird leicht das Gegenteil von dem erreicht, was man beabsichtigte. Das beschriebene Verfahren kann in gewissen Abständen natürlich wiederholt werden, man sagt ihm nach, daß sich in einer „Sigung“ der beschriebenen Art das Aufnahmetempo um 10 bis 20% steigern läßt.

cxf.

Alle Abbildungen in diesem Heft, die keinen Urhebervermerk tragen, wurden nach Angaben der Schriftleitung hergestellt

Verantwortlich für den Inhalt: Rolf Wigand, Berlin. — Verantwortlich für den Anzeigenteil: Karl Tank, z. Z. im Felde. I. V. H. Goldberg, Berlin SO 16, Melchiorstr. 18. — Gültige Preisliste Nr. 2 vom 1. September 1935. — Druck: Preußische Verlags- und Druckerei GmbH., Berlin. — Verlag: Weidmannsche Verlagsbuchhandlung, Berlin SW 68, Zimmerstraße 94. — Für unverlangt eingesandte Manuskripte übernimmt die Schriftleitung keine Verantwortung. — Bei Ausfall in der Lieferung wegen höherer Gewalt besteht kein Anspruch auf Ersatz oder Rückzahlung. — Nachdruck sämtlicher Artikel verboten.