

CQ - MB

MITTEILUNGEN DES
DEUTSCHEN AMATEUR-SENDE- UND EMPFANGS-DIENSTES ^{e.v.}
DASD e.v.

Sonderheft

Kurzwellensender I

An Alle:

*Einladung zur General-Mitgliederversammlung
für das Geschäftsjahr 1935/36*

am Sonnabend, dem 23. Mai 1936 in Berlin

Nähere Angaben folgen durch die L.G.



Mai 1936

Sonderausgabe des FUNK

Heft 5

WEIDMANNSCHE BUCHHANDLUNG • BERLIN SW 68

Ein

Riesenerfolg

meine Listen 15, 16 und 17

Dauernde Nachbestellungen sind die Folge meiner Preiswürdigkeit. Verlangen Sie gegen Einsendung von RM—,15 in Briefmarken die Listen, und auch Sie werden zu meinen Kunden zählen. **Fordern Sie außerdem meine Liste über gebrauchte Instrumente!** Ein kleiner Auszug aus den Listen: Hochspannungsblockkondensatoren (Prüfspannung 12000 V, Betriebsspannung 4000 V) 1 MF RM 7,50; 2 MF RM 8,50; 4 MF RM 10,50. Diese Ausführung ist fabrikmäßig und tropensicher. Kurz gesagt, sind meine Listen eine Fundgrube für jeden Amateur.

Dankraz Pflaum DE 2942/R
Werkstätte für Transformatoren und elektrische Messgeräte, **B a m b e r g 4**

Allei-Frontskala



160 x 280 mm groß! Keine Bohrschablone mehr notwendig! Mit indirekter Soffittenbeleuchtung, geeichtem Skalenblatt usw.

Preis 17,80 RM

Sonderdruck „Frontskala“ und 64 Seiten starke Preisliste 36 gegen 10 Rpf. Porto- vergütung kostenlos.

A. LINDNER
Werkstätten für Feinmechanik
Machern 25 · Bez. Leipzig
Postscheckkonto: Leipzig 20442

Steuerquarze

jeder Art. Genauigkeit der Frequenzangaben $\pm 0,5 \frac{0}{100}$. Garantie für Einwilligkeit, höchste Steuerleistung und Belastbarkeit. Für Mitglieder des DASD e. V. Sonderpreise: Y-Schnitt: 160 m und 80 m-Band 7,50 RM. 40 m-Band 9,— RM

Spezielschnitt mit Temperaturkoeffizient Null: 160-80-40 m-Band 12,50 RM

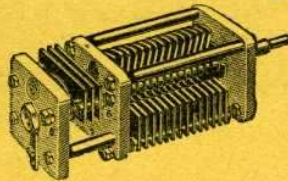
Quarzhalter hierzu. 20 mm Stecker. In jeder Lage einwandfreies Arbeiten! Ganz geschlossen! 4,50 RM

Frequenznormalien genau 100 kHz zum Bau von Eichwellensendern. Fertig gehalten 22,50 RM. Mindestgenauigkeit $\pm 0,1 \frac{0}{100}$!

Fordern Sie unverbindlich unseren Katalog an!

Laboratorium für Piezoelektrizität und Hochfrequenztechnik
Wolfgang Aßmann, Burscheid bei Köln, Postscheckkonto Köln 46219

Kurzwellen-Empfangs- u. Sendedrehkondensatoren



einzel und mehrfach in allen Kapazitäten

Luftblocks mit

hochwertigen keramischen Isolierstoffen, Schaltern, Skalen usw. in bekannter Güte.

Radiotechnische Fabrik Karl Hopt & Co.

Schörzingen / Württemberg über Rottweil

Sämtliche Einzelteile

die im CQ-MB beschrieben sind,

halten wir stets am Lager

WALTER ARLT

Radio-Handels G. m. b. H.

Berlin-Charlottenburg
Berliner Straße 48

Fordern Sie die ausführliche

Materialaufstellung C5/36

Riesenkatalog 25 Pf. und 15 Pf. Porto



RÖHREN-WIDERSTAND

BUCH

Mit kurzgefaßter Formelsammlung für den Radiofachmann

Verfasser: für die Röhren-Widerstandstabellen Rolf Wigand, für die Formelsammlung Dr. F. C. Saic

RM 3,30

Prospekt kostenlos!

REHERGMBH

Verlag und Fachbuchhandlung für Rundfunkliteratur

Berlin NW 7, Dorotheenstr. 23

Röhrenbuch

für Rundfunk- und Verstärkertechnik

von Dr.-Ing. F. Bergtold

„Unter Beibehaltung der verständlichen Darstellungsweise wurde der Umfang des Buches nahezu verdoppelt, und der Inhalt dem neuesten Stand der Röhrentechnik angeglichen. Noch gründlicher als in der letzten Auflage sind alle wichtigen Röhrenfragen ohne Zuhilfenahme der gefürchteten mathematischen Ableitungen behandelt. Die praktische Auswertung der Röhrenkennlinien und Kenndaten und die vielseitige Anwendung der Röhre im Empfänger wird besonders an vielen Beispielen deutlich gemacht. Als Lehrbuch hervorragend geeignet und viel verwendet, kann es jedem, der sich eingehender mit der Rundfunkröhre vertraut machen will, bestens empfohlen werden.“

Der Telefunktensprecher

Über 200 Seiten mit 189 Abbildungen - 1936 - In Ganzleinen gebunden RM 4,80

In jeder Buchhandlung erhältlich!

Weidmannsche Buchhandlung • Berlin SW 68



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

ANSCHRIFT: BERLIN-DAHLEM, SCHWEINFURTHSTRASSE 78, FERNRUF: G 6 (BREITENBACH) 4941/42

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

Aus der Technik des Röhrensenders

Immer wieder auftauchende Fragestellungen, vielfach — selbst in Kreisen erfahrener Amateure vorherrschende, irrtümliche Auffassungen und uneinheitliche Behandlung mancher Fragen in der einschlägigen Literatur lassen es angebracht erscheinen, über einige grundlegenden Fragen, die beim Betrieb und Einregeln eines Röhrensenders — nur solche kommen ja für Kurzwellen in Betracht — auftauchen können, einmal zusammenfassend zu berichten. So läßt sich eine Grundlage für richtige Behandlung der Röhren im Sender, für Erzielung guter Wirkungsgrade und vernunftgemäßen Einsatz der richtigen Typen schaffen und in die Fragen der Dimensionierung Klarheit bringen. Die Deutung der bei der Einstellung eines Senders auftauchenden Erscheinungen wird ebenfalls auf diese Weise verständlicher gemacht.

Um nicht den Umfang dieser Arbeit ins Uferlose wachsen zu lassen, müssen einige Kenntnisse vorausgesetzt werden. Ein Schwingungskreis wirkt bei Resonanz mit einem Wechselstrom diesem gegenüber wie ein rein Ohmscher Widerstand, also als reiner Wirkwiderstand, er unterscheidet sich nur dadurch vom Ohmschen Widerstand, daß dieser einen gleich hohen Widerstand für Gleich- und Wechselstrom hat, während der auf Resonanz mit einem Wechselstrom bestimmter Frequenz gebrachte Kreis nur für diesen einen hohen, für Wechselströme aller anderen Frequenzen aber einen niedrigen und für Gleichstrom praktisch gar keinen Widerstand aufweist. — Die Arbeitskennlinien einer Röhre lassen sich für reelle Widerstände — am besten im Anodenstrom — Anodenspannungs-Kennlinienfeld — durch gerade Linien darstellen, deren Neigung von der Größe des Widerstandes abhängig ist. Ähnlich kommen die Innenwiderstände der Röhren in diesen Gleichungen als Kennlinienneigungen vor (daher auch die Bezeichnung „Innenwiderstandsdiagramm“ für das I_a-U_a -Kennlinienfeld!). Ein Widerstand, beispielsweise der Widerstand einer Antenne (Verlustwiderstand + Strahlungswiderstand) kann durch einen Hochfrequenztransformator „in den Anodenkreis eines Senders hineingekoppelt“ werden. Wie groß er als parallel zu dem Kreis liegender Widerstand erscheint, hängt außer von dem Windungsverhältnis der Spulen auch noch vom Kopplungsgrad ab.

An erster Stelle müssen die verschiedenen Grundtypen des Senders besprochen werden, um eine Vorstellung über die erreichbaren Wirkungsgrade zu bekommen.

Die drei Grundtypen des Senders

Die amerikanische Bezeichnung „A“- „B“- und „C“-Verstärker hat sich gut bewährt und sie soll daher auch im folgenden beibehalten werden. Das Innenwiderstandsdiagramm für den A-Verstärker (Abb. 1) zeigt, worauf es ankommt. Hier gibt der Anodenstrom die Form der Gitterspannung wieder, solange die Gitterspannung in ihrer Amplitude nicht die Grenz-Gitterlinien U_{g1} und U_{g3} überschreitet. Der Arbeitspunkt P liegt in der Mitte des aussteuerbaren Bereiches der Arbeitskennlinie A , das senk-

recht schraffierte Dreieck gibt die erzielbare Hochfrequenzleistung an, das schräg schraffierte Rechteck die Anodengleichstromleistung, die zugleich Verlustleistung ist, da sie aufgebracht werden muß, gleichgültig, ob die Röhre gesteuert wird oder nicht. Da das Verhältnis von Wechselstrom- zu Gleichstromleistung Wirkungsgrad (η) heißt, leuchtet ein, daß hier η recht bescheiden ist. Der Grund hierfür liegt darin, daß man nur den Teil u_a der gesamten

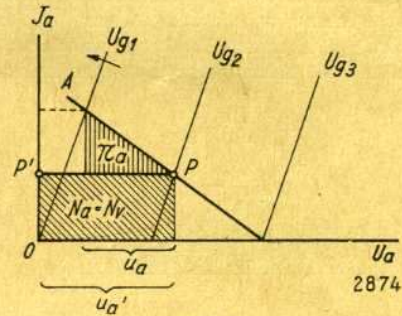


Abb. 1

verfügbaren Anodenspannung u_a' ausnutzen kann und dementsprechend auch nicht bis auf die theoretisch maximale Stromamplitude kommt. Hinderlich ist der schwache Anstieg der U_{g1} -Kennlinie der Röhre, die auf einen relativ hohen Innenwiderstand deutet. Um die Anodenspannung bis Null Volt herunter- und entsprechend einen größeren Strom durchsteuern zu können, müßte die Kennlinie in der Pfeilrichtung gedreht werden, bis sie (Abb. 2) mit der

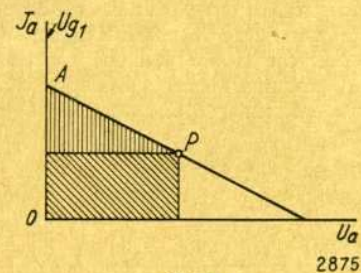


Abb. 2

Ordinate zusammenfällt, also der Innenwiderstand der Röhre zu Null wird (theoretischer Grenzfall!). Die abgebbare Leistung (Wechselstromleistung würde dann gerade gleich der Hälfte der zugeführten (Gleichstromleistung), mithin $\eta = 50\%$. Zu berücksichtigen ist dabei, daß hier wie in den folgenden Darlegungen die Annahme getroffen ist, daß der abgestimmte Anodenkreis des Senders sich allen Wechselströmen gegenüber wie ein Ohmscher Widerstand be-

nimmt, daß er also sowohl für die Grundwelle wie deren Oberwellen gleichen Widerstand besitzt, während das ja in Wirklichkeit nicht zutrifft, also η bezogen auf die Grundwelle stets kleiner wird als hier festgestellt!

Denkt man sich die Abszisse in Abb. 1 bis zur Lage PP' hochgeschoben (Abb. 3), so hat man einen Verstärker, dessen Arbeitsbild dem des „A“-Verstärkers stark

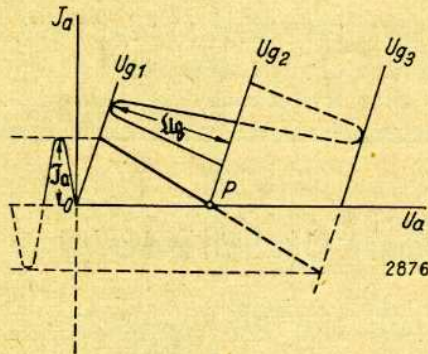


Abb. 3

ähnelte, wenn die Möglichkeit bestünde, daß auch negative Anodenströme fließen. Da das nicht der Fall ist, ergibt sich bei diesem („B“-)Verstärker, daß nur während des einen (positiven) Halbwechsels der Gitterwechselspannung U_g ein Anodenwechselstrom J_a fließen kann, während der negative Halbwechsel unterdrückt wird. In dieser Zeit kann die Röhre also keine Leistung abgeben. Die abgegebene Leistung ist mithin nur gleich dem halben Flächen-

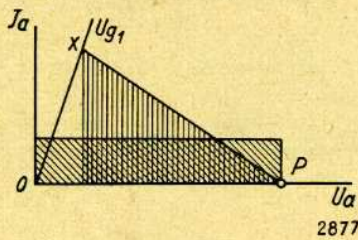


Abb. 4

inhalt des schraffierten Dreiecks der Abb. 4. Da der Mittelwert des auf diese Weise „gleichgerichteten“ bzw. pulsierenden Anodenstromes $1/\pi$ des Spitzenwertes ist, entspricht die Gleichstromleistung dem schraffierten Rechteck. Macht man auch hier wieder den Innenwiderstand der Röhre zu Null, so ergibt sich ein größerer theoretischer Wirkungsgrad des „B“-Verstärkers als beim „A“-Verstärker, außerdem ist hier die Verlustleistung nicht mehr gleich der Gleichstromleistung, sondern gleich der Differenz zwischen dieser und der Wechselstromleistung, was sich daraus ergibt, daß die Röhre ja keine Leistung aufnimmt, wenn sie nicht gesteuert wird, da dann voraussetzungs- gemäß der Anodenstrom gesperrt ist.

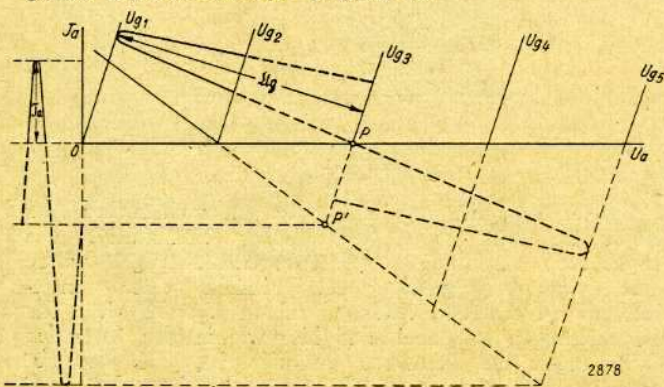


Abb. 5

Erhöht man die negative Gittervorspannung noch weiter, so kommt man in den Arbeitsbereich des „C“-Verstärkers (Abb. 5), bei dem der Anodenstrom während noch kürzerer Intervalle von Null verschieden ist, so daß die Gleichstromleistung noch geringer wird. Die Wechselstromleistung ist gegenüber dem „B“-Verstärker — gleiche Röhren und Betriebsspannung vorausgesetzt — zwar ebenfalls geringer geworden, aber der Wirkungsgrad ist gestiegen. Es sind sehr große Gitterwechselspannung zu voller Aussteuerung erforderlich. Das hinsichtlich der Drehung der Kennlinie U_{g1} (bis $R_i = 0$) oben Gesagte hat auch hier Gültigkeit.

Die Röhren im Sender

Die Vor- und Nachteile der in Sendern gebräuchlichen Röhrentypen [Dreipolröhren (Trioden), Vierpol-Schirmröhren (Tetroden) und Fünfpol-Schirmröhren (Pentoden)] interessieren nach der Sendertypen am meisten, zumal ihre typischen Eigenschaften ja dort bereits eine ausschlaggebende Rolle spielen. Es war weiter oben darauf hingewiesen worden, daß zur Erzielung großer Wirkungsgrade die Anodenspannung möglichst weit ausgesteuert werden soll. Das setzt eine weitgehende Herabsetzung des Innenwiderstandes der Röhre voraus. Zwar kann man durch erhebliche Vergrößerung der Steilheit etwas erreichen und den nicht ausgereagerten Prozentsatz der Anodenspannung durch sehr hohe Betriebsspannungen prozentual klein halten, besteht aber letztere Möglichkeit aus isolationstechnischen Gründen nicht, so ist eine weitere Erniedrigung von R_i nur durch Vergrößerung des Durchgriffs möglich. Das ist aber bei Röhren, die in selbsterregten Schaltungen arbeiten sollen, unangenehm, weil hier gerade ein kleiner Durchgriff erwünscht ist. Betrachtet man zunächst die Dreipolröhre (Triode), so ergibt sich auch bei Röhren mit kleinem Durchgriff, also relativ hohem Innenwiderstand, bei negativen Gitterspannungen, bzw. bei $U_g = 0$ die Möglichkeit, durch Aussteuerung in den Bereich positiver Gitterspan-

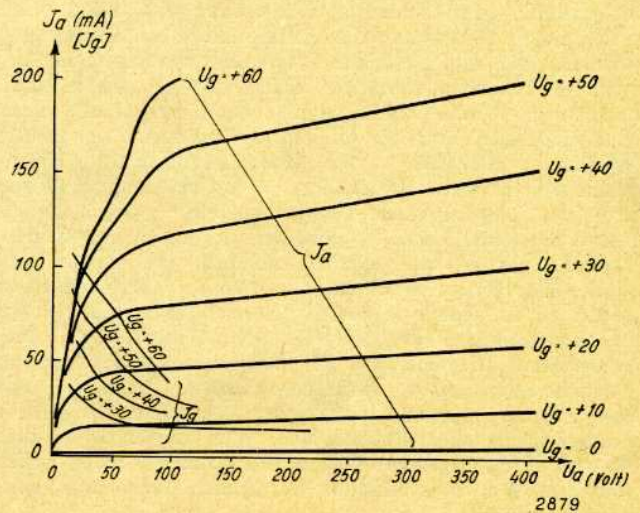


Abb. 6

nungen (Abb. 6) bei kleinen Anodenspannungen große Ströme zu erhalten. Wie aus den Abb. 1 bis 5 hervorgeht, hat für die Leistungsabgabe nur der steil ansteigende Zweig der Kennlinie Bedeutung, während der oberhalb des Knicks flach weiterverlaufende Teil kein Interesse beansprucht. Die Neigung des steil ansteigenden Astes ist ein Maß für den Innenwiderstand der Röhre: je steiler der Anstieg, desto geringer R_i . Da dieser Teil der Kennlinie für die Leistungs-betrachtungen wichtig ist, nennt man den ihm entsprechenden R_i auch R_{iL} ($L =$ Leistung). Durch Aufwendung einer Wechselstromleistung (Aussteuerung ins Positive,

daher Gitterstrom, s. Abb. 6) am Gitter kann man demnach einen kleinen R_{iL} und eine weitgehende Ausnutzung der Anodenspannung erreichen. Bei Röhren mit großem Durchgriff und großer Steilheit, also an sich bereits geringem R_i , ist zwar im allgemeinen eine größere Steuerwechselspannung erforderlich, dafür aber geringere Gitterströme. Es ist möglich, bei Röhren großen Durchgriffs (in fremdsteuerten Sendern!) u. U. mit geringeren Steuerleistungen auszukommen als bei Röhren kleinen Durchgriffs, doch gilt das nur für spezielle Fälle. Die Dreipolröhren müssen neutralisiert werden, wenn ihr Anodenkreis auf die Betriebsfrequenz abgestimmt ist, also keine Frequenzverdopplung angewandt wird. Wie die Kennlinien für +50 und +60 Volt Gitterspannung in Abb. 6 erkennen lassen, ist es nicht möglich, über eine bestimmte „Grenzgitterspannung“ hinauszugehen, weil dann das Gitter zeitweilig positiver wird als die Anode (die ja im Augenblick größter positiver Gitterspannungsamplitude ihren kleinsten Wert hat, s. a. Abb. 1 bis 5!). Dann aber nimmt das Gitter den größeren Teil der Elektronen auf und es ergibt sich eine Einsattelung in der Kennlinie, die mit steigender Gitterspannung immer ausgeprägter wird. Schließlich kommt bei einer Gitterspannung, die erheblich oberhalb der Anodenspannung liegt, die bekannte Dynatron-Kennlinie zustande (Abb. 7 für konstante

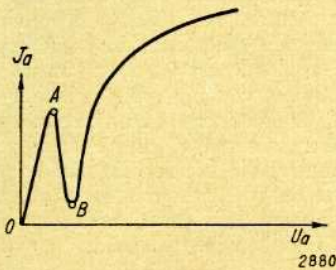


Abb. 7

Gitterspannung), die darauf hindeutet, daß die über das Gitter infolge ihrer hohen Beschleunigung hinausfliegenden Elektronen, die mit großer Geschwindigkeit auf die Anode prallen, dort Sekundärelektronen auslösen, die zum Gitter mit seiner hohen positiven Spannung fliegen und den Gitterstrom vergrößern. Zwischen A und B liegt sogar ein Gebiet fallender Kennlinie (negativen Widerstandes!).

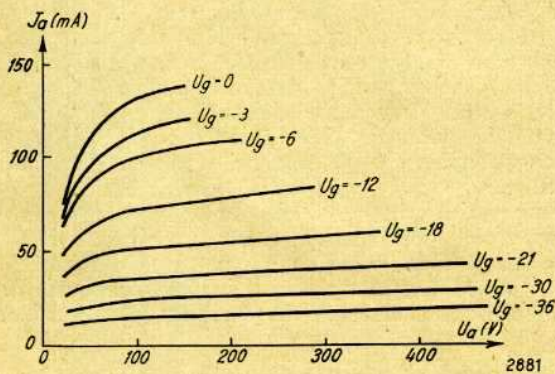


Abb. 8

Die Dreipolröhre erfordert also Neutralisation, große Steuerleistung (Gitterleistung) und möglichst hohe Betriebsspannung zur Erreichung eines hohen Wirkungsgrades.

Betrachtet man Abb. 8, so wird die Ähnlichkeit der Kennlinien, insbesondere des R_{iL} -Bereiches, mit denen der Abb. 6 klar. Der Unterschied ist lediglich, daß für die Kennlinie, die in Abb. 6 etwa +40 Volt Gitterspannung entspricht, hier die Gitterspannung Null (oder genauer

–1,5 V) gilt. Das heißt also, daß man bei der Röhre mit einer Kennlinie nach Abb. 8 ohne Leistungsaufwand am Steuergitter bis zum gleichen Anodenstrom aussteuern kann und einen etwa gleichen Wirkungsgrad (Anodenwechselstromleistung zu Anodengleichstromleistung) erreicht wie bei der Dreipolröhre (Abb. 6). Die Kennlinien der Abb. 8 gehören zu einer Fünfpolendröhre (Penthode) und die charakteristische Form mit dem kleinen R_{iL} bekommt man auch nicht geschenkt: man muß eine zusätzliche Leistung am Schirmgitter (Schutzgitter) aufbringen, die aber direkt der Batterie entnommen wird, also nicht als Wechselstromleistung dem Gitter zugeführt werden muß. Der Verlauf der Kennlinien für den Schirmgitterstrom entsprechen denen für die Gitterströme in Abb. 6 ungefähr nach ihrer Lage. Der Steuersender kann wesentlich schwächer dimensioniert sein, denn selbst wenn man Fünfpolröhren etwas ins Positive steuert, um eine noch bessere Ausnutzung zu erzielen, wird die aufzuwendende Steuerleistung minimal sein. Man kann z. B. mit Steuerleistungen unter 2 Watt Sender mit etwa 200 Watt Nutzleistung aussteuern.

Eine Zwischenstellung zwischen Dreipol- und Fünfpolröhre nimmt die Vierpol-Schirmröhre (Tetrode) ein, bei der das Bremsgitter, das die Fünfpolröhre zwischen Schutzgitter und Anode aufweist, fehlt. Während bei der Fünfpolröhre also die Anodenspannung ruhig erheblich unter die Schirmgitterspannung sinken kann, ohne daß infolge Auftretens von Sekundärelektronen bzw. Stromübernahme Unregelmäßigkeit in der Kennlinie auftreten, hat die reine Vierpolröhre typische Dynatron-Kennlinien, wie aus Abb. 9 deutlich zu ersehen ist. Es bedarf keiner weiteren Erklärung, daß der Anodenspannungsbereich, der

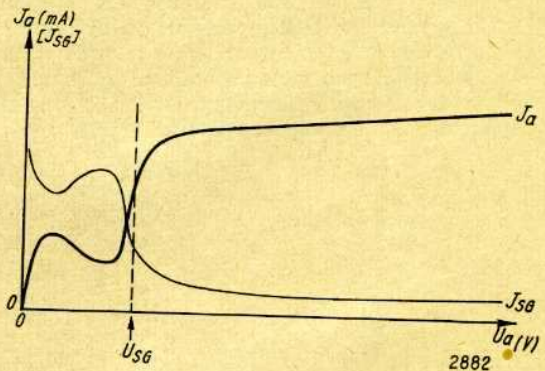


Abb. 9

unterhalb etwa der Schirmgitterspannung liegt, in der Praxis ausfällt, so daß man in der Praxis den links von der gestrichelten, senkrechten Geraden liegenden Teil des Kennlinienfeldes unberücksichtigt lassen kann. Es ist einleuchtend, daß der Wirkungsgrad bei Vierpolröhren nicht so groß werden kann wie bei anderen Röhrentypen, und daß man eine hohe Anodenspannung braucht, wenn man — relativ niedrige Schirmgitterspannungen vorausgesetzt — eine gute Ausnutzung der Anodenspannung erreichen will.

Während bei Fünfpolröhren, wie sie in Tonfrequenzverstärkern verwendet werden, auf kleine Gitter-Anodenkapazität nicht geachtet wird, so daß sie neutralisiert werden müssen, hat man bei speziell für Senderzwecke gebauten Fünfpolröhren auf kleine schädliche Kapazitäten gewöhnlich größten Wert gelegt, so daß hier eine Neutralisation fast durchweg entbehrlich ist. Bei Vierpolröhren, die ja in ihrer ursprünglichen Form für Empfänger gebaut wurden, unterscheidet man zwei Arten von Senderöhren. Wird eine Aussteuerbarkeit mit möglichst geringen Gitterleistungen gewünscht, so verwendet man große Steilheiten und ziemlich große Durchgriffe des Schirmgitters durch

das Steuergitter. Dadurch ergibt sich meist eine ziemlich große Gitter-Anoden-Kapazität, so daß diese Typen trotzdem neutralisiert werden müssen, während bei Röhren, die speziell — zur Vereinfachung des Aufbaus und der Handhabung — für nichtneutralisierte Verwendung gebaut werden, die Steilheiten und die Schirmgitter/Steuergitterdurchgriffe geringer sind, demzufolge also auch eine größere Steuerleistung erforderlich wird.

Leistung und Anodenspannung

Ist für eine Röhre die Grenzgitterspannung U_{Grenz} feststehend (Abb. 10) und liegt damit die entsprechende Kennlinie fest, so wird man eine um so größere Leistung

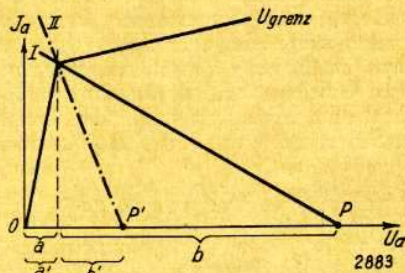


Abb. 10

und eine um so bessere Ausnutzung der Anodenspannung (a/b) bekommen, je höher man die Anodenspannung — im Rahmen der Möglichkeiten — wählt. Ist nur eine geringere Anodenspannung anwendbar, so verschiebt sich der Arbeitspunkt von P nach P' und die Arbeitskennlinie aus der Lage I in die Lage II, die Ausnutzung der Anodenspannung wird schlechter ($a'b'$), ebenso der Wirkungsgrad und die gesamte, abgebbare Leistung. In der Praxis sieht die Sache allerdings meist anders aus, weil man bei hohen Anodenspannungen geringere Ströme zur Erreichung einer bestimmten Leistung benötigt, als bei niedrigen Anodenspannungen. Kommt man also (Abb. 11) zur

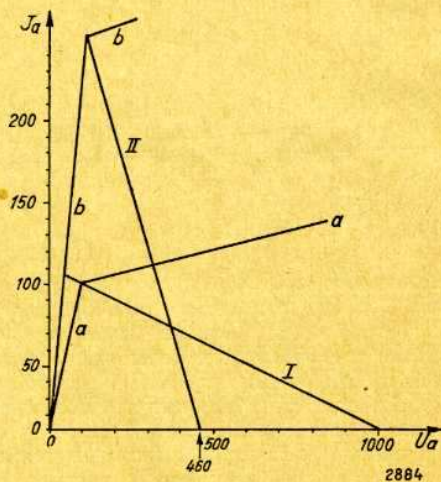


Abb. 11

Erzielung einer vorgegebenen Leistung mit der Arbeitskennlinie I und der entsprechenden Gitterspannungskennlinie $a-a$ aus (Anodenspannung zu 90 % durchgesteuert), so wird man bei einer niedrigeren Anodenspannung zur Erzielung der gleichen Leistung bis auf wesentlich größere, positive Gitterspannungen aussteuern müssen. Dann bekommt man beispielsweise die Arbeitskennlinie II und die Gitterspannungskennlinie $b-b$. Die Ausnutzung der Betriebsspannung und der Wirkungsgrad sind kleiner geworden, gleichzeitig erkennt man, daß gegenüber der Kennlinie I der Belastungswiderstand der Röhre (wirksamer

Anodenwiderstand) wesentlich kleiner sein muß, je geringer die Anodengleichspannung wird. Da die Aussteuerung auf erheblich positive Gitterspannungen — vorausgesetzt, daß man dann noch nicht in den Bereich jenseits der Grenzgitterspannung kommt — auch erhebliche Gitterströme bedingt, ist die zur Erzielung einer bestimmten Leistung erforderliche Steuerleistung um so größer, je niedriger die verfügbare Anodenspannung ist. Der Vorteil von Fünfpolröhren liegt hier besonders klar auf der Hand: bei ihnen kann man ja den größten Teil der zur Erzielung der erwünschten Kennlinienformen notwendigen Leistung als Gleichstromleistung auf das Schutzgitter schicken und braucht weit weniger Steuerleistung. Die Steuerleistung wird ja zwar auch — auf dem Umweg über die Steuerrohre nämlich — der Batterie entnommen, aber der Wirkungsgrad ist stets geringer. Insbesondere bei transportablen und Notanlagen also, wo mit den Batterien wirtschaftlich gearbeitet werden soll und nur niedrige Spannungen zur Verfügung stehen, ist der Gebrauch von Fünfpolröhren angebracht.

Die weit verbreitete Meinung, daß man mit geringen Anodenspannungen nicht auch große Leistungen erzielen könne, ist also irrig, lediglich der Aufwand ist hier u. U. größer. Es ist immer vor Errichtung einer Anlage zu prüfen, ob man eine gegebene Leistung billiger mit hoher Spannung und geringerem Aufwand an Steuerstufen, dafür aber mit teuren Netzteilen oder mit niedrigeren Spannungen, billigeren Netzteilen und größerem Aufwand an Steuerstufen erreicht. Es wird sich meist ergeben, daß eine mittlere Betriebsspannung günstig ist, die für die normalerweise bei Amateuren in Betracht kommenden Leistungen wohl zwischen 600 und 800 V zu suchen sein dürfte. Für kommerzielle Sender sind andere Erwägungen maßgebend, weil bei diesen auch die Betriebskosten sehr wichtig sind, die man bei Amateursendern meist nicht in die Kalkulation einzubeziehen braucht.

Die Steuerleistung

Über die Steuerleistung, die für die entsprechende, volle Aussteuerung eines Senders gitterseitig aufgebracht werden muß, mit anderen Worten also über die richtige Dimensionierung der Steuerstufen, herrschen meist noch völlig unklare Vorstellungen. Betrachtet man die Abb. 6 und weiß man, daß im Augenblick, in dem die Gitterspannung ihren positivsten Wert erreicht, Gitter- und Anodenstrom ihr Maximum, die Anodenspannung ihr Minimum haben, so ist klar, daß der Steuersender in der Lage sein muß, diese Spitzenleistung zu liefern, die sich also als Produkt aus Gitterstromamplitude und Gitterspannungsamplitude ergibt. Nimmt man bei großen Anodenspannungen des zu steuernden Senders an, daß 90 % der Anodengleichspannung ausgesteuert werden, bei mittleren Anodenspannungen 80 % und bei niedrigen Anodenspannungen rund 60 %, weiß man ferner, eine wie große Leistung erzielt werden muß, so kann man auch den Anodenstrom (Amplitude) festlegen, bis zu dem die Röhre ausgesteuert werden muß, mithin den Punkt X in Abb. 4 und Gitterspannung und Gitterstromamplitude durch eine Wechselstrommessung einigermaßen genau bestimmen.

Die Bilanz des Senders

In ähnlicher Weise, wie man bei Tonfrequenzverstärkern von der erforderlichen Leistung und der Endstufe aus nach den Vorstufen zurückrechnet, kann man das auch bei einem Sender tun und die „Bilanz“ des Senders aufstellen, aus der hervorgeht, welchen angenäherten Wirkungsgrad man ungefähr erreicht und wie stark die Vorstufen sein müssen usw. Aus dieser Bilanz ergeben sich auch Anoden- und Schirmgitter-Gleichstromleistungen sowie die Heizleistungen, so daß man sich ein Bild von dem Gesamtwirkungsgrad (nutzbare Leistung zu gesamter, aus dem Netz aufgenommener Leistung) machen kann.

Der Außenwiderstand, das Verhältnis von Selbstinduktion zu Kapazität

Es war weiter oben die Rede vom optimalen Außenwiderstand der Röhre im Sender. Es ist das derjenige Widerstand, der die Arbeitskennlinie in eine Lage bringt, in der das Leistungsdreieck größten Flächeninhalt hat, also die Leistung ein Maximum unter den gegebenen Betriebsverhältnissen wird, bzw. die Leistung erzielt wird, die die Röhre sicher abzugeben imstande ist! Ist, wie das bei sehr vielen Röhren zutrifft, der maximale Anodenstrom gegeben (Gleichstrom), so wird man also die Lage der Kennlinie und damit den Außenwiderstand so wählen, daß der Maximalwert nicht überschritten wird, während bei gegebener Leistungsgrenze der Außenwiderstand danach eingestellt werden muß. Bei Röhren, die eine ausgesprochene Sättigung haben (Wolframfaden!) ist durch diese die Aussteuerungsgrenze und damit auch der mittlere Anodenstrom gegeben. Das ist auch der Grund, weshalb man nicht in allen Fällen nach Abb. 11 durch Aussteuerung einer Röhre auf größere Stromwerte bei niedrigen Spannungen eine gleiche Leistung mit der gleichen Röhre erreichen kann wie mit höheren Anodenspannungen!

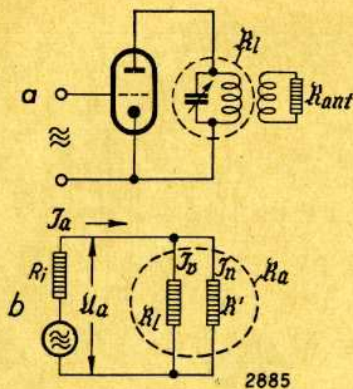


Abb. 12

Die Abb. 12 a gibt ein einfaches Schaltbild des Senders mit der am Gitter zugeführten Steuerleistung und dem im Anodenkreis liegenden Außenwiderstand R_a , der sich zusammensetzt aus dem Wechselstromwiderstand

$R_l = \frac{L}{C \cdot R}$ des Anoden-Schwingkreises und dem über die

Antennenkopplung in den Abstimmkreis „hineingekoppelten“ Antennenwiderstand R_{ant} . Fehlt letzterer, so ist nur der „Leerlauf“ auf den Widerstand R_l vorhanden. Im Ersatzschaltbild erscheint demnach R_l parallel zu dem herübergekoppelten Antennenwiderstand R_{ant} zusammen als wirksamer Anodenwiderstand R_a (Abb. 12 b). Stimmt man den Sender ohne Belastung durch die Antenne ab, also im Leerlauf, so wird der Anodenwechselstrom bei Resonanz auf außerordentlich kleine Werte absinken, demzufolge also auch der Anodengleichstrom. Der bei Resonanz noch fließende Anodenstrom ist ein Maß für die Höhe des Resonanzwiderstandes, den der Anodenkreis erreicht: je niedriger der Anodenstrom bei Resonanz, desto höher der Wechselstromwiderstand R_l , desto verlustärmer also der Kreis. Wären die Verluste (R_l in obiger Formel) völlig Null, so würde bei Resonanz R_l unendlich groß werden und gar kein Anodenstrom mehr fließen. Daraus erhellt, daß der durch R_l fließende Anodenwechselstrom ein reiner Verluststrom ist (in Abb. 12 b daher mit I_b bezeichnet) und lediglich zur Deckung der Verluste im Anodenschwingkreis dient. Der Strom durch den Antennenwiderstand R_{ant} kann als Nutzstrom (I_n) bezeichnet werden, da er ja zur Speisung der Antenne verwendet wird. An dem gesamten Außenwiderstand R_a liegt die Anodenwechselspannung U_a , er wird vom gesamten Anodenwechselstrom I_a durchflossen.

Die Anwendung des Kirchhoff'schen Gesetzes ergibt also als Forderung, daß man $R_l = \frac{L}{C \cdot R}$ so groß wie nur irgend möglich machen muß, wenn man einen möglichst großen Anteil der von der Röhre gelieferten Leistung der Antenne zuführen will. Man muß also (wenn nicht — wie bei selbsterregten Sendern — andere Forderungen im Vordergrund stehen!) L immer so groß als möglich und C und R so klein als möglich machen, um die „Wechselstromverlustleistung“ $I_b^2 \cdot R_l$ (nicht mit der Verlustleistung der Röhre zu verwechseln!) so klein wie möglich gegenüber der Nutzleistung $I_n^2 \cdot R_{ant}$ zu halten. In der Praxis bereitet es gewisse Schwierigkeiten, auf sehr große L -Werte zu gehen, weil einerseits die Schalt- und Röhrenkapazitäten Grenzen ziehen, andererseits die Vergrößerung der Spulen u. U. konstruktiv Schwierigkeiten macht. Wie wichtig aber die richtige Erkenntnis dieser Dinge ist, sei an einigen Zahlenwerten erläutert (s. a. W. Schramm, S. 75 des Sonderheftes). Angenommen, es sei ein günstigster Außenwiderstand R von 8000 Ohm ermittelt worden. Angenommen sei ferner, daß auf einer Frequenz von etwa 3,5 kHz gearbeitet werde und daß der verwendete Abstimmkondensator in jedem Falle vernachlässigbar kleine Verluste habe. Bei einer extrem kleinen Abstimmkapazität von ca. 28 pF und einer aus relativ schwachem Draht ausgeführten Selbstinduktion von etwa 70 bis 72 μ H ist R annähernd 3 bis 4 Ohm, so daß $R_l \approx \frac{1}{2}$ Megohm ergibt. Bei Verwendung einer — selbst vorteilhafter ausgeführten — Spule von nur ca. 4,5 μ H und einer entsprechend größeren Kapazität von über 400 pF ergibt sich ein nur wenig über 20 000 Ohm liegender R_l , der also einen erheblich größeren Leistungsanteil aufnimmt als der vorherige Wert. Es ist einleuchtend, daß infolge des hier geringeren Verlustwiderstandes ($R \approx \frac{1}{2}$ Ohm), noch ein relativ guter Leerlaufwiderstand bei der niedrigen Selbstinduktion erreicht wird. Damit dürfte die Frage nach dem günstigsten Verhältnis L zu C sich dahingehend beantworten, daß man die kleinste Kapazität und die größte Selbstinduktion verwenden sollte, die man praktisch noch erstellen kann, da u. U. selbst eine elektrisch schlechtere Spule noch einen größeren Leerlaufwiderstand ergibt. Vollkommen abwegig ist es nach den vorhergehenden Betrachtungen, wenn man als Außenwiderstand nur R_l betrachtet und dann nach der oben gegebenen Formel ausrechnet, wie groß C noch werden darf, um R_l gerade gleich dem optimalen Wert des Außenwiderstandes zu machen. Bemerkte sei, daß die Anodenwechselspannung an R_l allein im Grenzfall gleich der doppelten Anodengleichspannung werden kann. Man muß sich also bei der Dimensionierung der Einzelteile danach richten.

Fremdsteuerung oder Selbsterregung?

Wer bis hierher aufmerksam gefolgt ist, wird leicht die Folgerungen ziehen können, die sich auf diese Frage beziehen. Der Sender braucht stets Steuerleistung. Bei selbsterregten Sendern wird diese aus dem Anodenkreis entnommen, in Abb. 12 wäre also parallel zu R_a noch der dieser Gitterbelastung entsprechende Widerstand zu denken. Bei hohen Anodenspannungen und Verwendung von Fünfpolröhren wird diese Zusatzbelastung des Außenwiderstandes nicht so sehr groß sein, am größten wird er bei Dreipolröhren und niedrigen Anodenspannungen. Der Wirkungsgrad wird aber meist noch dadurch erheblich vermindert, daß man bei selbsterregten Sendern meist darauf angewiesen ist, ziemlich erhebliche Parallelkapazitäten in den Schwingkreisen zu verwenden, um die erforderliche Stabilität zu erzielen. Man kann mithin kaum mit größeren Wirkungsgraden als etwa 30 bis maximal 35 % Wirkungsgrad rechnen, während bei fremdgesteuerten Sendern etwa die doppelten Wirkungsgrade möglich sind. Mithin ist es zweckmäßiger, die ja in jedem Sender vorhandene, selbsterregte (evtl. quartzgesteuerte) Sendestufe nicht zu groß zu machen und größere Röhren lieber fremd zu steuern.

Zeichnungen vom Verfasser

Rolf Wigand D 4 czf

Einfacher 10-m-Sender

Das überall wachsende Interesse an der 10-m-Welle ließ den nachstehend beschriebenen, kleinen Versuchssender entstehen, der einfach nachzubauen ist und eine recht große Frequenzkonstanz zu erreichen gestattet. Wie die Abb. 1 zeigt, handelt es sich um einen Gegentaktsender in Huth-Kühn-Schaltung, bei dem der Gitterkreis durch eine $\frac{1}{4}$ -Welle lange Doppelleitung L ersetzt wird, bei der am kurzgeschlossenen Ende (M) die Gittervorspannung (automatisch durch einen Gitterwiderstand erzeugt) zugeführt wird. Die Gitter der beiden Röhren werden — in gleichen Abständen von M — bei G , G an einen passenden Punkt der Doppelleitung angeschlossen. Gegenüber den normalerweise verwendeten Resonanzdrosseln oder Abstimmkreisen hat die Doppelleitung einen wesentlich höheren Resonanzwiderstand. Dadurch wird eine größere Frequenzstabilität ermöglicht (ähnlich der eines Quarzes, wenn auch nicht so eindeutig bestimmt wie bei diesem, so daß Änderungen der Betriebsfrequenz bei Störungen leichter möglich sind). Der Anodenkreis wird aus einem Doppelkondensator und einer in der Mitte geteilten Spule gebildet, die Antenne oder nachfolgende Verstärkerstufe wird mittels einer kleinen Kopplungsspule angekoppelt. Es wurden Röhren der Type RS 245 verwendet, doch sind auch die Typen TC 03/5, TC 04/10, TC 1/75 mit oben herausgeführten Gitter- und Anodenanschlüssen bzw. die RS 276 verwendbar. Andere Röhren, mit untenliegenden Anschlüssen, die also nicht speziell für sehr hohe Frequenzen bestimmt sind, bedingen einen entsprechend geänderten Aufbau und haben meist einen schlechteren Wirkungsgrad infolge der Verluste im Sockel und Quetschfuß der Röhre.

Den Versuchsaufbau des Senders zeigt die Abb. 2. Links auf dem Isolator sind Abstimmkondensator und Spule angebracht, die Anoden der Röhren sind durch breite Bänder aus dünner Kupferfolie angeschlossen. Rechts ist die — mäanderförmig zusammengelegte — Doppelleitung L sichtbar, die aus $2 \times 2,5$ m 2 mm Draht mit 10 mm gegenseitigem Abstand mit Halte- und Abstandsisolatoren aus Trolitul ausgeführt ist. Aus Stabilitätsgründen und um die Wirkung der Doppelleitung zu verbessern, ist es ratsam, hier etwa 5 bis 8 mm starkes Rohr zu verwenden. Das eine Ende (M) wird durch einen Isolator getragen. Da an dieser Stelle starke Ströme auftreten, ist es ratsam, die beiden Leitungen hier mit einer kleinen Metallplatte gut zu verlöten. Der Gitterwiderstand und der Mittelpunktsspannungsteiler (2×50 Ohm) sind in Abb. 2 ebenfalls zu erkennen, ebenso die Leitungen, die mittels Klammern die Gitter an die Doppelleitung anzuschließen gestatten. An Stelle des Mittelpunktspotentiometers könnte bei den Röhren RS 245 und RS 276 auch der oben auf der Röhre herausgeführte Mittelanschluß des Heizfadens verwendet werden.

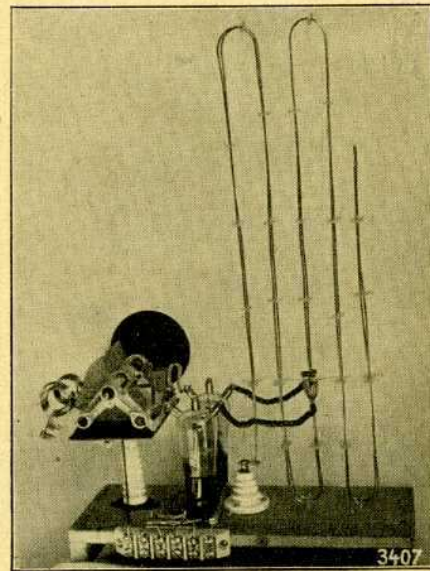
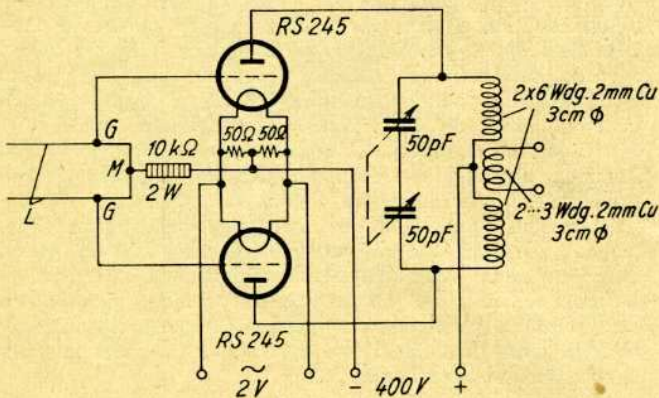


Abb. 2

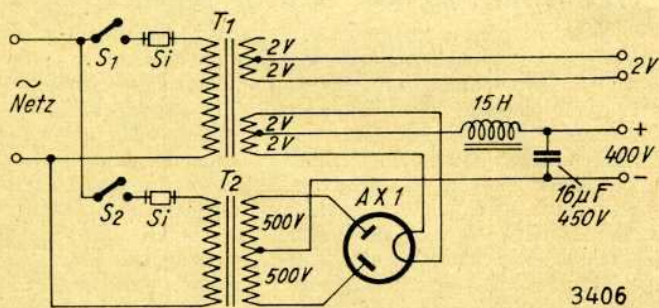


Abb. 1

Die Betriebsspannungen für den Sender liefert ein Netzanschlußgerät mit einer AX 1 (bei 2,5 V Heizspannung für die Gleichrichterröhre kann auch die RCQZ 1,4/0,4 verwendet werden), bei voller Belastung ist die an den Sender abgegebene Gleichspannung rund 380 bis 400 Volt. Der Schalter S_1 schaltet den Heiztransformator T_1 ein, nach Anheizen der Röhren (mindestens 10 Sekunden) wird mittels S_2 der Anodentransformator T_2 eingeschaltet.

Ein ungefähres Bild über die Wirkungsweise des Senders (mit zwei RS 245) wurde durch Ankoppeln einer Glühlampe von 15 Watt (110 V) erhalten. Die Helligkeit bei Hochfrequenz wurde mittels Photoelement und Galvanometer festgestellt und dann die gleiche Helligkeit durch Betrieb der Lampe mit Gleichstrom wieder eingestellt. Da die Lampe nicht entsockelt war und die Sockelkapazität zweifellos einen ungünstigen Einfluß bei etwa 30 MHz hat, ist die auf diese Weise ermittelte Hochfrequenzleistung eher etwa zu klein. Es ergaben sich für etwa 22 Watt gesamt Anodenleistung rund 7,5 Watt Hochfrequenz, was einem Wirkungsgrad von etwa 34 % entspricht. Die Verlustleistung ist dann 14,5 Watt, also innerhalb der zulässigen Grenze von 20 Watt für beide Röhren zusammen.

Die Größe der Erregung für die Röhre läßt sich dadurch regeln, daß die Gitteranschlüsse mehr oder weniger weit vom Punkte M entfernt angebracht werden; zeigt sich, daß sie nahe den Enden angebracht werden müssen, so findet man ein Ansteigen der Betriebswelle, so daß dann eine entsprechende Verkürzung der Doppelleitung unerlässlich ist, um auf die richtige Welle zu kommen.

Zeichnung und Aufnahme vom Verfasser Rolf Wigand, D 4 cxf

Ein Beitrag zum Problem der Kristallsteuerung großer Sender

Die Quarzsteuerung größerer Leistungen erfordert gewöhnlich einen verhältnismäßig großen Aufwand an Vorstufen, in denen die vom Steuersender erzeugte Wechselspannung allmählich soweit verstärkt wird, daß sie zur Aussteuerung einer größeren Röhre ausreicht.

Solange für die deutschen Kurzwellenamateure Schirmgittersenderöhren größerer Leistungen nicht zu gleichen Preisen erhältlich sind wie für die amerikanischen Amateure, bleibt der ECO (elektronen-gekoppelte Oszillator) großer Leistung nur ein Wunsch vieler OMs. Es gilt also, vorerst noch nach anderen geeigneten Methoden zu suchen, um die größeren Dreipolsenderöhren ohne zu großen Aufwand an Vorstufen stabil zu betreiben.

Außer der im Aufsatz „Quarzsteuerung größerer Leistungen“¹⁾ ausführlich behandelten Methode und der im gleichen Aufsatz kurz erwähnten Steueremethode mit Vorröhre gibt es noch eine andere Art der Quarzsteuerung großer Leistungen, von deren Existenz nur wenige Amateure wissen und die daher selten angewendet wird.

Diese unter dem Namen „Locked power amplifier“ in England und als „Goyder lock system“ in USA bekannte Schaltung wird in Übersee und besonders in England von vielen Amateuren mit bestem Erfolg verwendet. Über die Wirkungsweise dieser Methode, die verschiedenen Schaltungen und Versuche sei hier berichtet.

Arbeiten zwei miteinander gekoppelte Oszillatoren auf Frequenzen, die nur einen sehr geringen Unterschied aufweisen, so haben sie das Bestreben, auf einer dieser Frequenzen synchron zu arbeiten, d. h. der weniger stabile Oszillator wird von dem stabileren gezwungen, in der von diesem erzeugten Frequenz mitzuschwingen. Diese Eigenschaft kann ausgenutzt werden, um einen Oszillator größerer Leistung (also einen selbsterregten Sender) mit geringer Stabilität durch einen verhältnismäßig kleinen aber stabilen, quartzesteuerten Oszillator (CO) steuern zu lassen. Die sonst zur Erzielung gleicher Leistung für einen neutralisierten Verstärker erforderlichen Vorstufen können dadurch in Wegfall kommen, so daß der Bau eines Senders mittlerer und größerer Leistung sehr viel billiger wird. Es ist z. B. ohne weiteres möglich, einen selbsterregten 100-Watt-Sender mit einem 10-Watt-CO zu synchronisieren. Bei Erfüllung bestimmter Voraussetzungen können damit sogar 2—300 Watt ausreichend stabilisieren.

Der Oszillator-Verstärker (OU) kann z. B. ein einfacher TNT²⁾ sein, der mit seiner Gitterspule losz mit einem CO oder mit dem Schwingkreis einer Pufferstufe gekoppelt wird (Abb. 1). Um Kristallkontrolle zu erhalten, wird der OU auf die Frequenz des CO bzw. der Pufferstufe abgestimmt. Infolge der oben erwähnten Eigenschaft der gekoppelten Oszillatoren, auf gleicher Frequenz zu arbeiten, übernimmt der CO die Kontrolle des OU.

Das Ergebnis ist ein Ton mit allen charakteristischen Eigenschaften eines normalen quartzesteuerten Senders. Es

entfällt jedoch eine Neutralisation des Verstärkers und die Sorge für eine ausreichende Erregung (Steuerenergie) desselben. Als CO bzw. CO mit Puffer kann jede beliebige der an dieser Stelle beschriebenen Schaltungen benutzt werden.

Eine andere Art der Kopplung zwischen CO und OU zeigt Abb. 2. Der Vorteil dieser Schaltung besteht darin, daß die beiden Teile des Senders (CO und OU) in einem Abstand von 1—2 m getrennt voneinander aufgestellt werden können. Außerdem wird durch diese Methode die Pausenwelle des CO hinreichend geschwächt. Die Anordnung der Kopplungspule K zur Gitterspule ist nicht kritisch. Der Abgriff an der Schwingungskreis spule des CO wird so eingestellt, daß der CO mit normaler Anodenstromaufnahme arbeitet.

Eine ähnliche Kopplungsart zwischen CO und OU zeigt Abb. 3. Die aus 2—3 Windungen bestehenden Kopplungsspulen werden einfach durch eine verdrehte Litze von 1 bis 2 m Länge verbunden.

Ein TNT-Oszillator mit normal gefiltertem Anodenstrom, der immer noch einen modulierten Ton (*tac*) liefert, wird sofort einen reinen (*dc*-) Ton liefern, wenn ein CO mit ihm in der geschilderten Weise gekoppelt wird, so daß u. U. auch eine Ersparnis an Siebmitteln im Gleichrichter erzielt werden kann. Außerdem steigt die vom TNT abgegebene Leistung etwas bei Ankopplung eines CO. Selbstverständlich kann als OU außer dem TNT auch ein TPTG³⁾ verwendet werden. Auch ein Gegentaktsender nach diesen Schaltungen wird die gleichen Ergebnisse zeigen.

Wie Versuche ergeben haben, ist es für die Besitzer von selbsterregten Sendern mit Hartley-Schaltung⁴⁾ nicht notwendig, diesen erst in einen TNT bzw. TPTG umzubauen, da auch ein größerer Hartley mit der Synchronmethode betrieben werden kann. Die Schaltung zeigt Abb. 4. Die Energieleitung wird hier mit einer Spule K, die aus 3 Windungen besteht, induktiv mit dem CO bzw. Puffer gekoppelt. Das andere Ende der Energieleitung, die ebenfalls 1—2 m lang sein kann, wird direkt über etwa ein Drittel der Windungen mit der Hartley-Schwingkreis spule gekoppelt. Auch bei dieser Schaltung ist neben dem Krystall-(CC-)Toncharakter eine Leistungssteigerung des Hartley erzielbar.

Zu einem Versuch, eine 100-Watt-Röhre RS 243 in einem TNT zu steuern, wurde nach Schaltung Abb. 5 eine vorhandene CO-FD-Stufe benutzt. Der CO war mit einer RE 084, der FD mit einer RE 134 bestückt. Die Energieleitung aus verdrehter Litze wurde an den FD an die Gitterspule des TNT mit je 3 Windungen angekoppelt. Sie war ca. 60 cm lang, wurde jedoch im Laufe des Versuchs bis auf 2,50 m verlängert. Die Eingangsleistung der CO-Stufe war etwa 2 Watt, die der FD-Stufe etwa 4 Watt, mit angekoppelter Energieleitung 6 Watt. CO und FD wurden normal eingestellt, der Kreis C_1L_1 aus Stabilitätsgründen etwas neben der Resonanz.

¹⁾ „CQ“ 1935, Heft 3.

²⁾ Abart des Huth-Kühn-Senders mit Resonanzdrossel im Gitterkreis.

³⁾ Huth-Kühn-Sender.

⁴⁾ Dreipunkt.

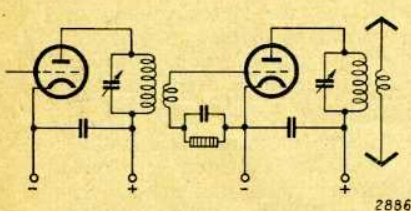


Abb. 1. Normale Kopplung zwischen Oszillator CO und einem TNT

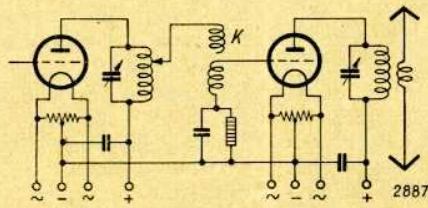


Abb. 2. Kopplung über eine einseitig angeschlossene Spule

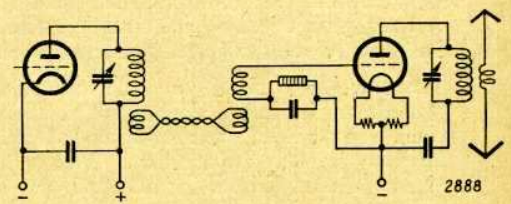


Abb. 3. Beiderseitige induktive Kopplung über eine verdrehte Energieleitung

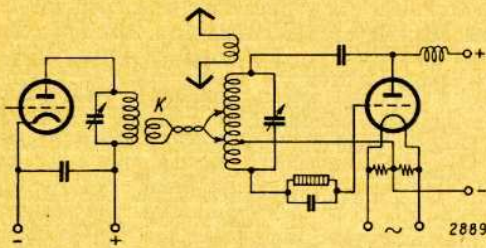


Abb. 4. Ankopplung eines CO an einen Hartley-Sender

Die Abstimmung wird wie folgt vorgenommen: Gitterspule des *OU* lose mit der Schwingkreisspule des *CO* bzw. *FD* koppeln. Heizung aller Röhren einschalten. Anodenspannung für *CO* und *FD* einschalten. Anodenspannung des *OU* bleibt durch die geöffnete Taste unterbrochen. *CO* und *FD* in der bekannten Weise abstimmen. *CO*-Frequenz im Monitor abhören und auf Schwebungslücke einstellen. Anodenspannung des *CO* — *FD* abschalten, durch Tastendruck Anodenspannung des *OU* einschalten und nun den *OU* auf die im Monitor eingestellte *CO*-Frequenz (ebenfalls Schwebungslücke) abstimmen. Wiedereinschalten der Anodenspannung für *CO*—*FD*. Wenn nötig, *OU* etwas nachstimmen und eventuell Kopplung zwischen *FD* und *OU* etwas fester machen, bis nur ein reines, kristallkontrolliertes Zeichen im Monitor hörbar ist. In dieser Stellung übernimmt der *CO* die Kontrolle des *OU*. Die Abstimmung ist übrigens gar nicht so kritisch, selbst Frequenzabweichungen bis zu 5—10 kHz werden glatt synchronisiert. Beim Öffnen der Taste des *OU* ist im Monitor, ähnlich wie bei mehrstufigen Sendern, die *CO*-Frequenz durchzuhören. Eine zu starke *CO*-Frequenz (Pausenwelle) kann durch losere Ankopplung der Energieleitung herabgedrückt werden.

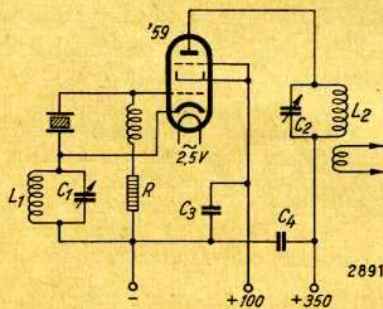


Abb. 6. Oszillator zur Mehrfachausnutzung eines 7 MHz-Kristalls

$C_1, C_2 = 100 \text{ cm}$, $C_3, C_4 = 5000 \text{ cm}$, $R = 50 \text{ T Ohm } 5 \text{ Watt}$, $L_1 (14 \text{ MHz}) = 7 \text{ Windungen } 4 \text{ cm } \varnothing$, $L_2 (14 \text{ KHz}) = 8 \text{ Windungen } 4 \text{ cm } \varnothing$, $L_3 (7 \text{ MHz}) = \text{kurzgeschlossen}$, $L_4 (7 \text{ MHz}) = 16 \text{ Windungen } 4 \text{ cm } \varnothing$, $L_5, L_6 (3,5 \text{ MHz})$ wie für 7 MHz

Es ist empfehlenswert, den Monitor während des Betriebes zur Überwachung des Senders mitlaufen zu lassen. Bei einwandfreiem Aufbau des Senders und guter Einstellung genügt jedoch eine einmalige Kontrolle der Zeichen im Monitor vor der jeweiligen Inbetriebnahme des Senders.

Ein weiterer nicht zu unterschätzender Vorteil dieser Anordnung ist ferner, daß es mit ihr möglich ist, auch auf einer niedrigeren Frequenz als der Eigenfrequenz des Kristalls im *CO* zu arbeiten. Man kann also z. B. mit einem 7-MHz-Kristall im *CO* auch auf 3,5 MHz kristallgesteuert arbeiten. An der ganzen Anordnung ändert sich dabei nur, daß im Gegensatz zur Frequenzverdopplung, der *OU* auf die halbe Frequenz des *CO* eingestellt und ab-

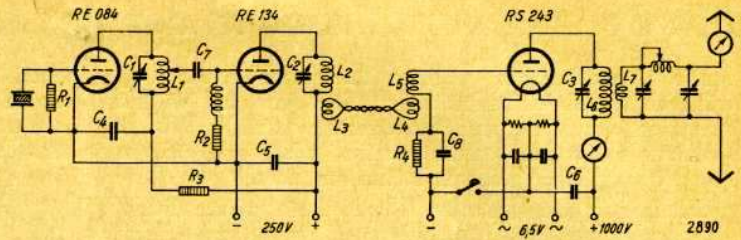


Abb. 5. Versuchsschaltung zur Steuerung einer 100-Watt-Röhre. $C_1, C_2, C_3 = 100 \text{ cm}$, $C_4, C_5, C_6 = 2000 \text{ cm}$, $C_7, C_8 = 250 \text{ cm}$, $R_1 = 10 \text{ T Ohm}$, 50 Watt , $R_2 = 25 \text{ T Ohm}$, 2 Watt , $R_3 = 7 \text{ T Ohm}$, 10 Watt , $R_4 = 3 \text{ T Ohm}$, 50 Watt , $L_1 (3,5 \text{ MHz}) = 30 \text{ Windungen } 3,80 \text{ cm } \varnothing$, $L_2 (7 \text{ MHz}) = 20 \text{ Windungen } 3,80 \text{ cm } \varnothing$, L_3 und $L_4 = 3 \text{ Windungen über } L_2$ und L_5 gewickelt, $L_5 (7 \text{ MHz}) = 15 \text{ Windungen } 2,50 \text{ cm } \varnothing$, $L_6 (7 \text{ MHz}) = 10 \text{ Windungen } 6 \text{ cm } \varnothing$ 10 mm , Cu-Rohr , $L_7 (7 \text{ MHz}) = 3 \text{ Windungen } 8 \text{ cm } \varnothing$, 3 mm Cu-Draht .

gestimmt wird. Hierbei wird der *OU* von jeder 2. Periode der *CO*-Frequenz kontrolliert.

Bei Verwendung eines *CO* nach Abb. 6 ist sogar eine Mehrfachausnutzung des Kristalls möglich. Im *CO* wird eine indirekt geheizte Fünfpolröhre (die auch von vielen deutschen Amateuren benutzte amerikanische 59) verwendet. Mit nur einem 7-MHz-Kristall ist es möglich, auf 14, 7 und 3,5 MHz kristallgesteuert zu arbeiten. Für 14 MHz ist der Kreis $L_1 C_1$ auf die Kristallfrequenz und der Kreis $L_2 C_2$ auf die doppelte Frequenz, also 14 MHz, abgestimmt, der *OU* ebenfalls auf 14 MHz. Für 7 MHz wird der Kreis $L_1 C_1$ kurzgeschlossen (dies wird einfach durch entsprechendes Biegen einer Rotorplatte von C_1 erreicht, die dann bei vollgedrehtem Rotor mit dem Stator von C_1 Kurzschluß herstellt) und $C_2 L_2$ sowie der *OU* werden auf die Kristallfrequenz abgestimmt. Für 3,5 MHz bleibt der *CO* wie für 7 MHz eingestellt, der *OU* wird jedoch wie oben angegeben, auf die halbe Frequenz, also 3,5 MHz abgestimmt. Dieser Vorteil ist sonst mit keiner der normalen Schaltungen erzielbar.

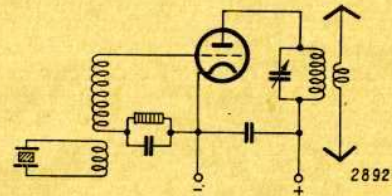


Abb. 7. Direkte Kristallkontrolle eines mittleren selbsterregten Senders

Eine sehr einfache Methode (ähnlich wie bei der „R“-Schaltung¹⁾), einen *OU* mittlerer Leistung (bis ca. 50 Watt) mit einem Kristall zu kontrollieren, soll hier noch kurz erwähnt werden.

Mit dem „kalten“ Ende der Gitterspule eines TNT-Oszillators wird nach Abb. 7 ein Quarzkristall gekoppelt. Die Spule K wird auf einen Röhrensockel gewickelt (6 bis 8 Windungen) und ziemlich fest mit der Gitterspule, die den gleichen Durchmesser wie der Röhrensockel haben soll, gekoppelt. Der Schwingkreis des TNT wird dann auf die Kristallfrequenz abgestimmt. Der erforderliche Kopplungsgrad ist experimentell leicht zu ermitteln. Die Kopplung soll, um den Kristall vor Beschädigung zu schützen, nicht fester als notwendig gemacht werden.

Der geringe Aufwand für eine *CO*-Stufe und die damit verbundenen Vorteile werden aber sicher zur Bevorzugung einer der eingangs beschriebenen Schaltungen führen. Leider fällt die Wahl zwischen einem kleinen kristallgesteuerten Sender und einem größeren selbsterregten noch allzu oft zugunsten des letzteren aus. Hoffentlich veranlaßt dieser Hinweis recht viele Amateure, sich im Interesse einer guten Tonqualität die Vorteile der angegebenen Schaltung zunutze zu machen. J. E. Brey D 4 DDC

Standardgerät Nr. 6

Zweistufiger 20-Watt-Sender

Bei der Konstruktion des nachfolgend beschriebenen Geräts wurde von dem Grundsatz ausgegangen, eine Anordnung zu schaffen, die mit möglichst geringem Aufwand aufzubauen ist und auf den gebräuchlichsten Amateurbändern eine Hochfrequenzleistung von mindestens 10 Watt bei einer Anodenaufnahme von 20 Watt an die Antenne abgibt. Da entsprechend den heutigen Verkehrsbedürfnissen die Frequenz innerhalb der einzelnen Amateurbänder beliebig einstellbar sein muß, wurde die Schaltung zweistufig ausgeführt, und zwar unter Verwendung eines elektronengekoppelten Oszillators (ECO), der gleichzeitig eine verhältnismäßig genaue Eichung des ganzen Gerätes ermöglicht. Als Oszillatortöhre dient hier die vorläufig noch einzige hierfür geeignete deutsche Fünfpolröhre der 4-Volt-Wechselstromserie, AF 7. In der Verstärkerstufe findet die indirekt geheizte 9-Watt-Fünfpolröhre AL 2 Anwendung.

Die Schaltung

Der Oszillator ist in der üblichen elektronengekoppelten Weise mit abgestimmtem Gitter- und Anodenkreis angeordnet (Abb. 1). Er arbeitet jeweils mit Frequenzverdopplung, um Rückwirkungen auf den frequenzbestimmenden Kreis C_1, L_1 beim Abstimmen des Anodenkreises mit dem Kondensator C_2 weitestgehend zu vermeiden. Die

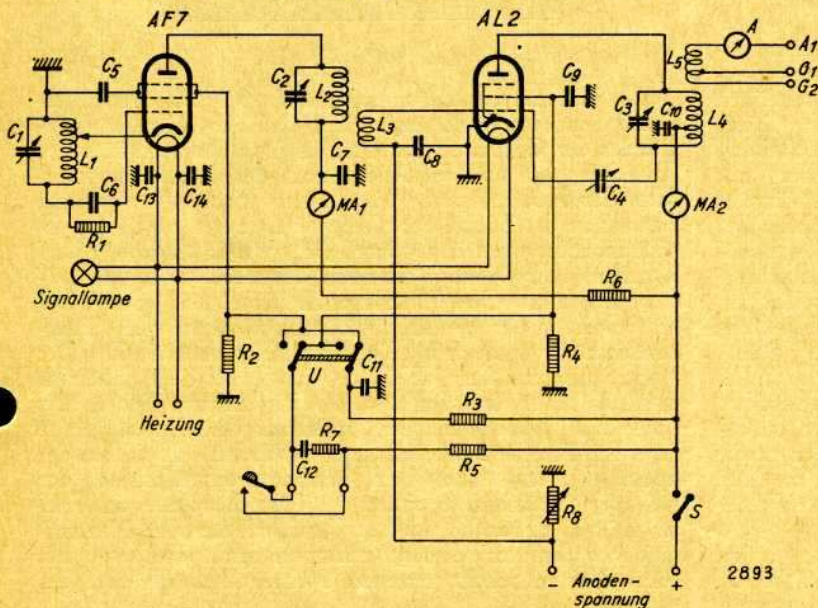


Abb. 1. Standard-Gerät Nr. 6. Zweistufiger 20-Watt-Sender

mit elektronengekoppeltem Oszillator und BK-Tastung
 $C_1 = 120 \text{ cm}$; $C_2 = 120 \text{ cm}$; $C_3 = 120 \text{ cm}$; $C_4 = 10 \text{ cm}$; $C_5 = 5000 \text{ cm}$, Glimmer, induktionsfrei; $C_6 = 100 \text{ cm}$; $C_7 - C_{10}$ wie C_5 ; $C_{11} = 2 \mu\text{F}$, 500 V; $C_{12} = 0,1 \mu\text{F}$; C_{13}, C_{14} wie C_5 ; $R_1 = 50000 \Omega$, 0,5 W; $R_2, R_4 = 20000 \Omega$, 1 W; $R_3, R_5 = 50000 \Omega$, 2 W; $R_6 = 10000 \Omega$, 1 W; $R_7 = 100 \Omega$, 0,5 W; $R_8 = 1000 \Omega$, 2 W

Ankopplung des Verstärkers an die Anodenspule des Oszillators erfolgt induktiv mit der Spule L_5 , L_2 und L_3 sind auf einen gemeinsamen Körper gewickelt. Die Kopplung zwischen beiden ist durch den Abstand d in Abb. 2 festgelegt. Die günstigsten Werte für d sind aus der Tabelle der Wickeldaten zu entnehmen.

Der Kreis für die Gitterwechselspannung des Leistungsverstärkers wird über den induktionsfreien Kondensator C_4 auf der Kathodenseite geschlossen. Die Kathode ihrerseits liegt direkt an Erde, während die Gittervorspannung über

Wickeldaten der Spulensätze

Band	3,5 MHz	7 MHz	14 MHz	
L_1	Windungszahl	86 $\frac{1}{2}$	46 $\frac{1}{2}$	22 $\frac{1}{2}$
	Anzapf bei .. Windungen	12	7	5
	Draht	0,4 BB	0,6 BB	0,8 SS
L_2	Windungszahl	32 $\frac{1}{2}$	17 $\frac{1}{2}$	9 $\frac{1}{2}$
	Draht	0,4 BB	0,8 SS	1,0 SS
	Abstand d zwischen L_2 und L_3	15 mm	22 mm	20 mm
L_3	Windungszahl	30 $\frac{1}{2}$	26 $\frac{1}{2}$	15 $\frac{1}{2}$
	Draht	0,3 SS	0,3 SS	0,4 BB
	Windungszahl	36 $\frac{1}{2}$	21 $\frac{1}{2}$	10 $\frac{1}{2}$
L_4	Anzapf bei .. Windungen	4	3	2
	Draht	0,8 SS	1,0 SS	1,0 SS
	Windungszahl	12	12	6
L_5	Draht	0,8 SS	Durchmesser 45 mm	

die Spule L_3 dem Steuergitter zugeführt wird. Der Anodenkreis des Verstärkers ist in der üblichen Neutralisationsschaltung ausgeführt. Die Zuführung der Anodenspannung erfolgt über einen Anzapf der Spule L_4 , der über den Kondensator C_{10} hochfrequenzmäßig geerdet ist. Die Neutralisationsspannung wird an den unterhalb dieses Anzapfs liegenden Windungen von L_4 abgenommen und über den Neutralisationskondensator C_4 (maximale Kapazität 10 cm) auf das Steuergitter gegeben. Die Antennenkopplung erfolgt induktiv über die schwenkbar angeordnete Spule L_5 , die, mit einem Anzapf versehen, zwei verschiedene Anpassungen ermöglicht.

Das Gerät ist für den Anschluß an eine Stromquelle von maximal 400 Volt vorgesehen, und zwar werden sämtliche erforderlichen Teilspannungen im Innern selbst hergestellt. Der Leistungsverstärker liegt hierbei an der vollen Anodenspannung, vermindert um den Abfall an R_8 , der als Gitterspannung für diese Stufe verwendet wird. Die Anodenspeisung des Oszillators erfolgt dagegen über den Widerstand R_6 , der weniger zur Herabsetzung der

Spannung als zur Entkopplung der beiden Anodenkreise gegeneinander dient. Die Erzeugung der Schirmgitterspannungen erfolgt über Spannungsteiler, die durch die Widerstände R_2, R_5 und R_4, R_3 je nach Stellung des Umschalters U gebildet werden. Mit dessen Hilfe kann die Tastung, die durch Einschalten der Schirmgitterspannung erfolgt, wahlweise auf den Oszillator oder auf den Verstärker gelegt werden. Hierdurch ergeben sich zwei verschiedene Betriebsmöglichkeiten.

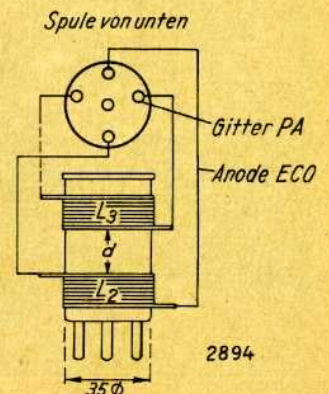


Abb. 2

1. Tastung im Leistungsverstärker, wie bisher fast allgemein üblich (Schalter nach rechts): Der Oszillator schwingt durch. In dieser Anordnung kann der Sender in der Tastpause, d. h. also ohne Schwingen der Antenne, durch Abhören des Oszillators mit dem Monitor abgestimmt werden, so daß beim Tastendruck nur noch ein kurzes Nachstimmen des Anodenkreises erforderlich ist. Der Hauptabstimmvorgang wird dabei ohne Störung der überstrichenen anderen Stationen erledigt.

2. Umschalter nach links. Die Tastung liegt im Oszillator, während der Leistungsverstärker eine feste Schirmgitterspannung erhält. Bei dieser Anordnung ist bk-Verkehr möglich, da der Oszillator in den Tastpausen nicht schwingt und infolgedessen den Empfänger nicht stören kann. Die Gitterspannung der Leistungsstufe ist so eingestellt, daß im ungesteuerten Zustand nur noch ein Anodenstrom von 3 bis 5 mA fließt, so daß hierbei keine unzulässige Erwärmung der Anode auftritt. Die Widerstände zur Erzeugung der Schirmgitterspannungen sind so gewählt, daß sich am Oszillator eine Spannung von 80 bis 100 Volt einstellt, während diese beim Leistungsverstärker zwischen 100 und 150 Volt liegt. Die Taste ist durch eine Entstörkombination C_{12}, R_7 überbrückt, womit das Gerät ohne Anwendung weiterer Abflachungsdrosseln genügend klickfrei arbeitet. Die beiden Schaltungsarten sind bezüglich der Tonqualität und des Zeicheneinsatzes nahezu gleichwertig. Man wird infolgedessen im wesentlichen mit der bk-Schaltung arbeiten, da hierbei die Einrichtung eines besonderen Sende-Empfangsumschalters sowie dessen Bedienung im Betriebe erspart wird.

Der Aufbau

Der ganze Aufbau ist in einem DIN A 5-Aluminiumkasten mit den Außenmaßen $210 \times 214 \times 148$ mm untergebracht. Im Gegensatz zu den bisherigen Standardgeräten ist hierbei die bisherige Seitenfläche mit der Größe 210×206 mm als Frontplatte benutzt. Ihre Aufteilung zeigt Abb. 3 links. Die linke Feinstellskala dient zur Bedienung des Oszillator-Gitterkreiskondensators, während der Drehknopf unten in der Mitte für den Anodenkreis des Oszillators und der dritte Drehknopf rechts für den Anodenkreis des Verstärkers bestimmt ist. Als Abstimmkondensatoren sind hierfür einheitlich die auf einer dreieckigen Frequenzplatte montierten, einseitig gelagerten Kleindrehkondensatoren von je 120 cm verwendet worden. Sämtliche Drehkondensatoren sind, wie in den Abb. 3 und 4 ersichtlich, auf kleinen Pertinaxplatten vom Gehäuse isoliert montiert worden. Wenn bei den übrigen Einzelteilen durchweg keramische Isoliermaterialien Verwendung fanden, so ist dies an dieser Stelle nicht unbedingt erforderlich, da diese Isolierungen nur unwesentlich durch hochfrequente Felder beansprucht werden.

Auf der Frontplatte ist weiterhin oben links eine an den Heizkreis angeschlossene Signallampe (siehe auch Abb. 3,

Mitte oben rechts) untergebracht. Oben in der Mitte liegt das Anodeninstrument des Oszillators, unten rechts das des Verstärkers und oben rechts das Antennenamperemeter. Zwischen den beiden letzteren sind die drei Anschlußbuchsen für Antenne und Gegengewicht angeordnet. Unten links sind zwei Buchsen zum Einstecken der Taste vorgesehen, von der eine eine sogen. „Pentodenschutzbuchse“ ist, die beim Herausziehen des Steckers zu Abstimmzwecken oder dergleichen kurzschließt. Links davon ist der Umschalter U und der Anodenspannungseinschalter S (siehe Abb. 1) untergebracht.

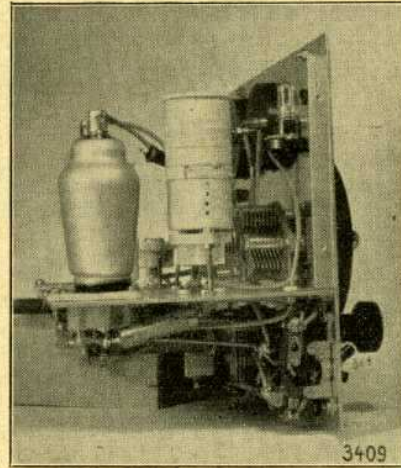


Abb. 4

Der Innenaufbau, der aus den Abb. 3 bis 5 deutlich ersichtlich ist, wurde so angeordnet, daß aus Abschirmungsgründen der Gitterkreis des Oszillators vollkommen über der Zwischenplatte und der Anodenkreis des Oszillators unterhalb der Zwischenplatte verdrahtet wird. Aus diesem Grunde ist der Sockel für die Spule L_1 auf zwei Säulen erhöht montiert worden, wodurch sich, wie in Abb. 4 gut zu erkennen, sehr kurze Verbindungsleitungen zum Kondensator ergeben. Die Gitterkombination R_1, C_8 des ECO liegt direkt in der Verbindungsleitung zwischen dem Gitterkondensator und dem Kopfanschluß der AF 7. Der Anodenanschluß der AF 7, der im Sockel liegt, läßt sich ebenfalls sehr kurz mit dem eingelassenen Sockel der Spule L_2, L_3 sowie mit dem unterhalb der Zwischenplatte liegenden Anodendrehkondensator verbinden. Zwischen der Spule L_2, L_3 und dem Anodendrehkondensator des Leistungsverstärkers ist über der Zwischenplatte an einer als Stütze dienenden kleinen Pertinaxleiste der Neutralisationskondensator befestigt, und zwar derart, daß seine mit einem kleinen Schlitz versehene Achse durch das auf der

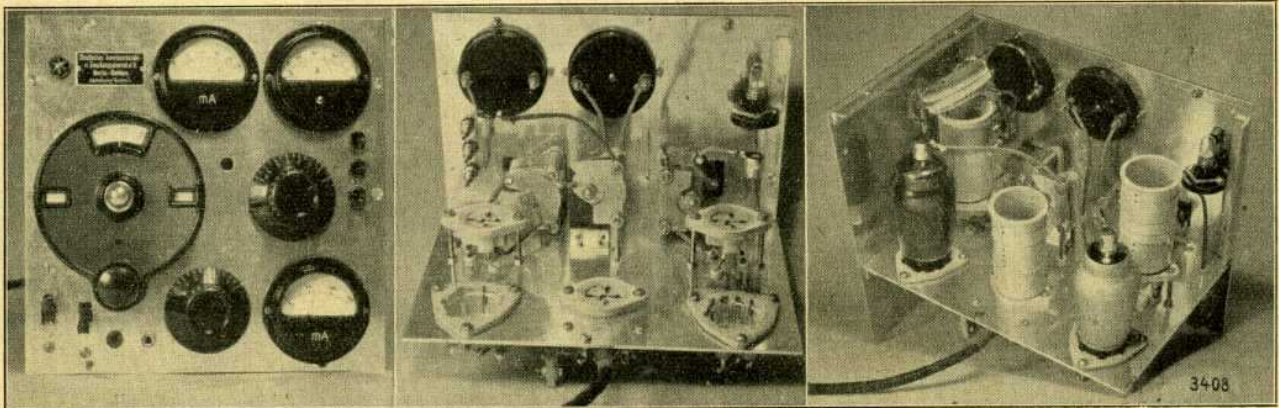


Abb. 3

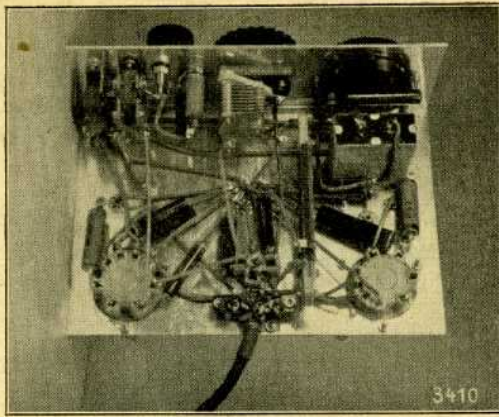


Abb. 5

Mitte der Frontplatte ersichtliche Loch hindurch mit Hilfe eines Isolierstoffschraubenziehers bedient werden kann. Von diesem Kondensator aus führt wieder eine verhältnismäßig kurze Leitung direkt zur Gitterkappe der Verstärkerröhre. Der Anodenkreis des Verstärkers ist wiederum ganz entsprechend dem Gitterkreis des Oszillators mit erhöhtem Spulensockel aufgebaut.

Die Antennenspule ist, wie in Abb. 3 rechts ersichtlich, an der einen Seitenwand des Gerätes mit Hilfe eines kleinen Winkels über dem oberen Teil der Spule L_4 schwenkbar angebracht und wird durch einen nach außen vorstehenden Hebel bedient.

Wie in Abb. 5 gut zu erkennen, sind sämtliche Überbrückungskondensatoren und Festwiderstände unterhalb der

Zwischenplatte angebracht, und zwar sind sämtliche an das Chassis führenden Leitungen und Verblockungen zu einem einzigen Punkt in dessen Mitte zusammengeführt. Es ist wesentlich, daß kein anderer Punkt der Schaltung, mindestens aber nicht der Hochfrequenz führenden Leitungen mit dem Chassis verbunden wird. Die Zuführung der Betriebsbespannungen erfolgt durch eine nach hinten herausgeführte vieradrige Litze. Die Wickeldaten der Spulensätze sowie die Dimensionierung der Einzelteile ist den beigegeführten Tabellen zu entnehmen.

Bei der Abstimmung des Geräts muß jeweils zunächst der Gitterkreis auf die Hälfte der gewünschten Arbeitsfrequenz eingestellt werden, sodann ist mit dem Anodenkreis die zweite Harmonische auszusuchen. Bei Verwendung der angegebenen Wickeldaten sind in diesem Falle die Einstellungen der beiden Kondensatoren nahezu gleich, ebenso später die des Verstärkerkondensators. Der Anodenstrom der AF 7 darf im Betriebe nicht wesentlich über 5 mA betragen, andernfalls ist R_6 etwas zu vergrößern.

Die Neutralisation wird bei Ankopplung eines kleinen Glühlampen-Entziehungskreises (Birne 4 Volt 0,04 Amp.) an den Anodenkreis des Leistungsverstärkers vorgenommen, und zwar wenn derselbe nicht getastet ist. Solange noch nicht neutralisiert ist, wird die Lampe beim Abstimmen des Kreises hell aufleuchten. Es ist dann der Neutralisationskondensator so lange zu drehen, bis die Lampe bei möglichst fester Kopplung nicht mehr glüht oder mindestens ein ausgeprägtes Minimum zeigt. Diese Stellung des Neutrokondensators bleibt bei Beachtung der angegebenen Wickeldaten für alle drei Bänder nahezu gleich. Nach Ersatz des Glühlampenkreises durch die angekoppelte Antenne ist noch eine geringfügige Nachstimmung des Anodenkreises erforderlich.

Zeichnungen und Aufnahmen vom Verfasser

E. Graff

Spulen

Von Walter Schramm, DE 1756

Die Spulen stellen gewöhnlich bei den Schwingungskreisen die Stellen der größten Verluste dar; es ist also notwendig, sie so verlustarm wie möglich zu bauen. Die Verluste bedingen bei den Senderspulen unter Umständen eine merkliche Erwärmung, die natürlich nicht zu hoch werden darf.

Für die Berechnung der Selbstinduktion L_s gilt die Formel¹⁾

$$L_s = L_0 D z^2, \quad (1)$$

die sich leicht in Form einer Tabelle oder Kurve darstellen läßt und dadurch leichter zu berechnen ist. Abb. 1 gibt die Werte L_0 in Abhängigkeit von dem Verhältnis von Spulenhöhe l zu mittlerem Spulendurchmesser D (l/D).

In der Formel ist z die Windungszahl der Spule. Der aus (1) errechnete Wert ist jedoch bei Spulen mit geringer Windungszahl und starken Drähten nicht ausreichend genau. Die notwendige Korrektur²⁾ wird durch die Windungszahl z und durch das Verhältnis von Steigung s zu Drahtdurchmesser d bestimmt. Aus

$$L = L_s - 2 \pi D z (A + B) \quad (2)$$

ergibt sich der genaue Wert der Selbstinduktion. A erhält man aus

$$A = 1,25 - \ln 2s/d \quad (3)$$

Der Wert von B ist aus der Tabelle zu entnehmen.

Bei dem Aufbau von Schwingungskreisen ist zu den nach den obenstehenden Formeln errechneten Werten die Selbstinduktion der Zuleitungen hinzuzuzählen. Bei nicht zu kleinen Selbstinduktionswerten ist die Selbstinduktion der Zuleitung nur 1% oder weniger von der gesamten Selbstinduktion; die Korrektur (2) bedeutet aber oft eine Abweichung bis zu 10% der Formel (1).

¹⁾ ²⁾ ff. beziehen sich auf den Literaturnachweis am Schluß des Aufsatzes.

1	0.0000	11	0.2715	22	0.2994	45	0.3164
2	0.1137	12	0.2758	24	0.3020	50	0.3182
3	0.1663	13	0.2795	26	0.3043	55	0.3197
4	0.1973	14	0.2828	28	0.3062	60	0.3210
5	0.2180	15	0.2857	30	0.3079	65	0.3221
6	0.2329	16	0.2883	32	0.3095	70	0.3230
7	0.2443	17	0.2906	34	0.3109	75	0.3238
8	0.2532	18	0.2927	36	0.3121	80	0.3246
9	0.2604	19	0.2946	38	0.3132	85	0.3253
10	0.2664	20	0.2964	40	0.3142	90	0.3259
z	B	z	B	z	B	z	B

Die in der Spule auftretenden Verluste kann man in zwei Teile zerlegen^{3), 4), 5)}, von denen der eine Teil durch den Widerstand des Drahtes bedingt wird, während der andere Teil der Verluste durch Wirbelströme in den benachbarten Leitern entsteht. Hält man bei einer Spule Durchmesser, Länge und Windungszahl (also auch die Steigerung) konstant, so erhält man, bei sehr dünnem Draht beginnend, zunächst einen hohen Widerstand. Läßt man den Durchmesser d des Drahtes wachsen, so nimmt der Widerstand der Spule zunächst ab. Bei weiter steigendem Drahtdurchmesser nähern sich benachbarte Leiter immer mehr; dadurch nehmen aber die Wirbelströme zu, da der Umfang der benachbarten Leiter ebenfalls größer geworden ist. Die Zunahme der Verluste durch Wirbelströme überwiegt schließlich, so daß der Verlustwiderstand wieder zunimmt. Abb. 2 zeigt den Verlauf des Widerstandes des Leiters (F) und die Wirbelstromverluste (G) getrennt wie auch deren Summe (R) in Abhängigkeit vom Verhältnis des Drahtdurchmessers d zur Steigerung s .

Es ergibt sich also ein Kleinstwert für die Verluste der Spule. Bei hohen Frequenzen ist die Lage des Wertes von s/d für den Optimalwert nicht mehr von der Frequenz abhängig, sondern nur noch von dem Verhältnis von

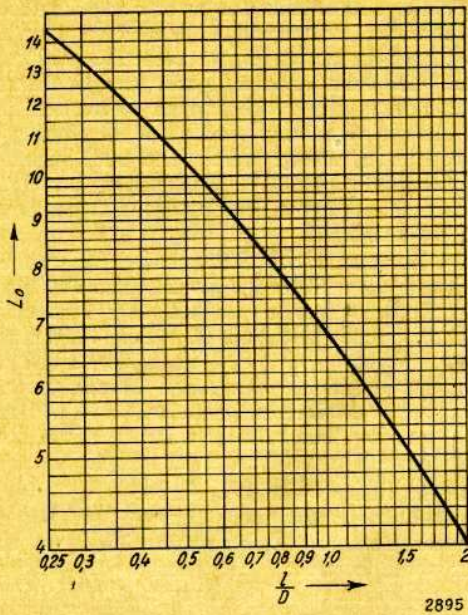


Abb. 1

Spulenlänge zu Spulendurchmesser. Der Absolutwert des Verlustwiderstandes hängt dann noch von dem Spulendurchmesser und der Frequenz ab. Vergrößert man alle Maße einer Spule auf den n -fachen Wert, so beträgt der Verlustwiderstand noch den n -ten Teil. Erhöht man die Frequenz auf den m -fachen Betrag, so steigt der Verlustwiderstand auf \sqrt{m} -fachen Wert. Da der induktive Widerstand der Spule bei der m -fachen Frequenz auf den m -fachen Wert steigt, so wird der Verlustwinkel, der durch das Verhältnis von Verlustwiderstand zu induktivem Widerstand bestimmt ist, um das \sqrt{m} -fache kleiner.

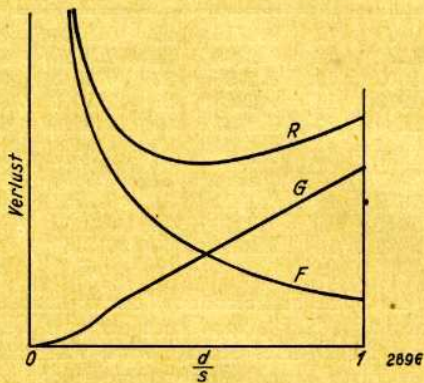


Abb. 2

Baut man eine Spule so, daß das Verhältnis von Drahtdurchmesser zu Steigung dem geringsten Verlustwiderstand entspricht, so läßt der Verlustwinkel aus (4) ermitteln, wobei H nur von s/d abhängt:

$$H = \operatorname{tg} \delta \times D \times \sqrt{f} \quad (4)$$

D ist, wie auch in den anderen Formeln, in Zentimetern und f in Hertz einzusetzen; H in Abhängigkeit von s/d ist in Abb. 3 aufzusuchen. Kleine Abweichungen von dem günstigsten Wert von s/d rufen zunächst nur eine geringe Zunahme der Verluste hervor, so daß jeweils die nächstgelegene handelsübliche Drahtsorte für die Herstellung der Spulen verwendet werden kann; daß die Abweichungen in der Nähe des Optimums nur gering sind, geht auch aus Abb. 2 hervor.

Legt man an eine Spule die hochfrequente Spannung U , so beträgt der Strom durch diese Spule sehr genau:

$$I = U/\omega L, \quad (5)$$

wobei die Selbstinduktion nicht wie in den Formeln (1) und (3) in cm gemessen, sondern in Henry ($1 \text{ Hy} = 10^9 \text{ cm}$). ω ist $2\pi f$, also das 6,28fache der Frequenz in Hertz. Durch diesen Strom I wird eine Erwärmung der Spule hervorgerufen; die in Wärme umgesetzte Leistung findet man zu:

$$N = I^2 R, \quad (6)$$

worin R der Verlustwiderstand der Spule in Ohm ist. Der Verlustwiderstand läßt sich aus dem induktiven Widerstand und dem Verlustwinkel berechnen:

$$R = \omega L \times \operatorname{tg} \delta. \quad (7)$$

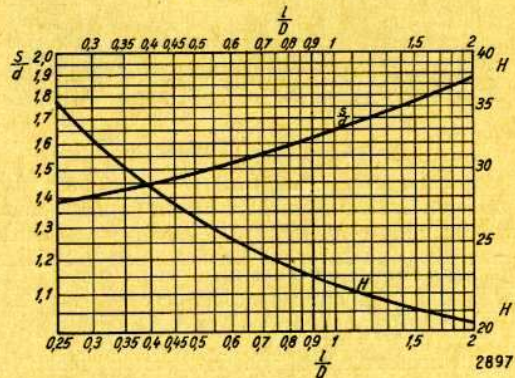


Abb. 3

Diese in der Spule erzeugte Wärme bedingt eine Erhöhung der Temperatur der Spulenwicklung über die Temperatur der Umgebung, die sich ungefähr bestimmen läßt zu:

$$\Delta T = \frac{N}{10 \times O}$$

N ergibt sich aus (6) und O ist die Oberfläche der Kupferwicklung in m^2 ; dafür läßt sich setzen:

$$\Delta T = \frac{1000 N}{O}$$

wobei O in cm^2 einzusetzen ist.

Soll eine Röhre möglichst viel Hochfrequenzleistung abgeben, so muß der Resonanzwiderstand des Anodenkreises so groß wie möglich sein, da dadurch die Verluste im Anodenkreis klein gehalten werden. Das läßt sich durch kleine Kapazität bei großer Induktivität, durch kleinen Verlustwiderstand oder besser beides erreichen. Der Resonanzwiderstand \Re ergibt sich zu:

$$\Re = \frac{\omega L}{\operatorname{tg} \delta}$$

Wird an den Anodenkreis ein weiterer Kreis angekoppelt, so steigt natürlich die Belastung der Röhre, die dadurch Leistung abgibt, die der Anodenkreis überträgt.

Beispiele

1. Gegeben sei ein Spulenkörper von 8 cm Durchmesser und 8 cm Länge; die fertige Spule soll 18 000 cm Selbstinduktion haben (Abstimmspule für das 3,5-MHz-Band). Es ist

$$l/D = 1; \text{ mithin } L_0 = 6,79.$$

Es wird also:

$$18\,000 = 6,79 \times 8 \times z^2 \text{ oder}$$

$$z = \sqrt{\frac{18\,000}{6,79 \times 8}} = 18,2 \text{ Windungen}$$

Es sollen 18 Windungen aufgewickelt werden; die Selbstinduktion L_s wird also

$$L_s = 6,79 \times 8 \times 324 = 17\,600 \text{ cm.}$$

Aus Abb. 3 ergibt sich für $l/D = 1$ der Wert von 1,65 für s/d . Die Steigung $s = l/z = 8/18 = 0,444 \text{ cm} = 4,44 \text{ mm}$; der Drahtdurchmesser ist dann $s/1,65 = 0,444/1,65 = 0,270 \text{ cm} = 2,7 \text{ mm}$. Der genaue Wert der Selbstinduktion wird nach (2) und folg.

$$\begin{aligned}
 A &= 1,25 - \ln 2 \, s/d = 1,25 - \ln 3,30 \\
 \lg 3,30 &= 0,518; \ln 3,30 = 2,303 \lg 3,30 = \\
 &= 2,303 \times 0,518 = 1,193 \\
 A &= 1,250 - 1,193 = +0,057 \\
 B &= 0,2927 \text{ nach Tabelle} \\
 A + B &= 0,350 \\
 2 \pi D z (A + B) &= 6,28 \times 8 \times 18 \times 0,35 = \\
 &= 316 \text{ cm} \\
 L &= 17\,600 - 300 = 17\,300 \text{ cm}
 \end{aligned}$$

$$\text{Abweichung} = \frac{31\,600}{17\,600} \% = 1,85 \%$$

Der Verlustwinkel bei 3,5 MHz ergibt sich unter Benutzung von Abb. 3:

$$\begin{aligned}
 H &= \text{tg } \delta \times D \times f^{1/2} \\
 22,5 &= \text{tg } \delta \cdot 8 \cdot \sqrt{3\,500\,000} \\
 \text{tg } \delta &= 0,0015 = 15 \times 10^{-4}
 \end{aligned}$$

Der induktive Widerstand wird
 $\omega L = 2 \pi \times 3\,500\,000 \times 17\,300 \times 10^{-9} = 380 \text{ Ohm}$.
 $R = 380 \times 0,0015 = 0,57 \text{ Ohm}$.

Legt man an diese Spule eine hochfrequente Spannung von 1000 Volt an, so beträgt bei 3,5 MHz der Strom durch die Spule:

$$I = \frac{U}{\omega L} = \frac{1\,000}{380} = 2,63 \text{ A}$$

Die Verlustleistung beträgt dann:

$$N = I^2 R = 2,63^2 \times 0,57 = 3,95 \text{ Watt}$$

Um die Erwärmung der Spule zu ermitteln, muß man noch die Oberfläche der Wicklung ermitteln. Diese erhält man als Produkt aus Drahtlänge und Drahtumfang.

$$\begin{aligned}
 \text{Drahtlänge: } \pi D z &= 3,14 \times 8 \times 18 = 452 \text{ cm} \\
 \text{Drahtumfang: } \pi d &= 3,14 \times 0,27 = 0,85 \text{ cm} \\
 \text{Drahtoberfläche: } &452 \times 0,85 = 383 \text{ cm}^2
 \end{aligned}$$

$$\text{Übertemperatur: } \Delta T = \frac{1000 N}{O} = \frac{3950}{383} = 10,3 \text{ }^\circ\text{C}$$

2. Gegeben sei: $L = 4500 \text{ cm}$; $D = 5 \text{ cm}$, $l = 3 \text{ cm}$,
 $f = 7 \text{ MHz}$.

$$\begin{aligned}
 l/D &= 0,60; L_0 = 9,35 \\
 z &= \sqrt{\frac{4500}{5 \times 9,35}} = 9,82;
 \end{aligned}$$

die Spule wird mit 10 Windungen gewickelt. Wegen der zu erwartenden Kleinheit wird die Korrektur nicht ange-

bracht, sondern mit dem eben errechneten Wert weitergerechnet.

$$\begin{aligned}
 L_s &= 9,35 \times 5 \times 100 = 4675 \text{ cm}, \\
 s/d &= 1,52; s = 3/10 = 0,3 \text{ cm}; d = 0,3/1,52 = \\
 &= 0,197 \text{ cm}.
 \end{aligned}$$

Benutzt wird ein Draht von 2,00 mm Durchmesser; der Verlustwiderstand kann wegen des flachen Verlaufes der Kurve R in Abb. 2 dem bei 1,97 mm Durchmesser gleichgesetzt werden.

$$\begin{aligned}
 H &= 25,2 = \text{tg } \delta \times 5 \times \sqrt{7\,000\,000} \\
 \text{tg } \delta &= 0,001905 \\
 \omega L &= 6,28 \times 7\,000\,000 \times 4675 \times 10^{-9} = \\
 &= 205 \text{ Ohm} \\
 R &= 205 \times 0,0019 = 0,39 \text{ Ohm}.
 \end{aligned}$$

Bei einer Hochfrequenzspannung von 600 Volt bei 7 MHz wird

$$\begin{aligned}
 I &= \frac{600}{205} = 2,92 \text{ A} \\
 N &= 2,92^2 \times 0,39 = 4,78 \text{ Watt.} \\
 \text{Drahtlänge: } &3,14 \times 5 \times 10 = 157 \text{ cm} \\
 \text{Drahtumfang: } &3,14 \times 0,20 = 0,628 \text{ cm} \\
 \text{Drahtoberfläche: } &157 \times 0,628 = 98,5 \text{ cm}^2 \\
 \text{Übertemperatur: } &\frac{1000 \times 4,78}{98,5} = 48,5 \text{ }^\circ\text{C}.
 \end{aligned}$$

Bei Parallelschaltung mit einem verlustarmen Luftkondensator mit einem Verlustwinkel von 0,0002 ergibt sich ein gesamter Verlustwinkel von

$$\text{tg } \delta_{\text{ges}} = 0,0019 + 0,0002 = 0,0021$$

Daraus ergibt sich ein Resonanzwiderstand von

$$\Re = \frac{\omega L}{\text{tg } \delta} = \frac{205}{0,0021} = 98\,000 \text{ Ohm}$$

¹⁾ Jahnke-Emde, Funktionentafeln. 2. Aufl. Tabelle S. 152, 153; Formeln S. 154, 155. ²⁾ F. W. Grover, The calculation of inductance of single-layer coils and spirals wound with wire of large crosssection; Proc. I.R.E. Nov. 1929. ³⁾ S. Butterworth, Effective resistance of inductance coils at radio frequencies; Experimental wireless 1926. Hierzu siehe auch: Abstract by B. B. Austin, Wireless Engineer & Experimental Wireless, 1934, Jan. S. 12-16. ⁴⁾ S. Butterworth, Designing low-loss coils; Wireless World, 1926, 8. Dez. und 15. Dez. ⁵⁾ R. T. Beatty, Radio Data Charts; Iliffe & Sons Ltd. Dorset House, Stamford, London SE 1.
Zeichnungen vom Verfasser

Dreistufiger Sender mit Universal-Oszillator

Die nachfolgenden Ausführungen über den Bau eines mehrstufigen Senders mit „Universal-Oszillator“ sollen den fortgeschrittenen Amateuren einen Weg zeigen, wie er ohne größeren Aufwand an Einzelteilen in die Lage versetzt werden kann, eine Anlage zu schaffen, die in bezug auf Einfachheit, Übersichtlichkeit und Stabilität den größten Anforderungen gewachsen ist.

Ein Blick auf das Schaltbild Abb. 1 links zeigt, daß für den Steuersender wohl der Quarz als frequenzbestimmendes Glied in zwei Variationen behalten ist, daß es aber durch einfache Umschaltung (Schalter S) ohne Spulenwechsel (QST Nr. 8/1934) möglich ist, den Steuersender auch als einfachen elektronengekoppelten Oszillator (ECO) arbeiten zu lassen (gezeichnete Stellung für S). So kann man unter Beibehaltung bester Tonqualität und Stabilität die Betriebswelle des Senders beliebig ändern.

In der CQ Nr. 7, 1934 hat OM Wigand auch auf die vielseitige Verwendung von Mehrgitterröhren größerer Leistung und die damit erzielbaren Verbesserungen hingewiesen, desgleichen sind bereits ausführliche Abhandlungen über elektronengekoppelte Oszillatoren und ihre zweckmäßige Anwendung bei Sendern erschienen, jedoch fehlen bis heute praktische Versuchsergebnisse über den ECO mit Quarz-

steuerung (Tritet), wie er z. B. seit zwei Jahren in Amerika zum überwiegenden Teil benutzt wird.

Der Hauptvorteil des Tritet (S in Abb. 1 nach oben) besteht darin, daß bei Erzielung hoher Leistungen mit einem einzigen Quarz auf mehreren Bändern gearbeitet werden kann. Die Quarzfrequenz ist dabei so zu wählen, daß ihre Harmonischen in die anderen Amateurbänder fallen. Bei Wahl einer Quarzfrequenz zwischen 3500 und 3600 kHz liegt die 4. Harmonische zwischen 14 000—14 400 und die 8. Harmonische zwischen 28 000—28 800 kHz. Arbeitet man auf der Grundfrequenz des Quarzes, dann arbeitet die Oszillatorröhre normal; L₁ (s. Abb. 1) ist kurzgeschlossen, der Schalter S ist nach oben gelegt.

Beim Betrieb auf der doppelten oder dreifachen Frequenz der Quarzfrequenz wird der Anodenkreis L₂ C₂ auf die Harmonische abgestimmt.

Bei dem hier beschriebenen Sender wurde für den Oszillator eine amerikanische Röhre 59 verwendet mit einer Eingangsleistung von etwa 12 Watt bei 300 Volt Anodenspannung und 100 Volt Schirmgitterspannung. Im Kathodenkreis liegt eine durch den Drehkondensator C₁ abstimmbare Spule L₁ (Trolitul- oder Calitkörper). Zwischen dem kathodenseitigen Spulenende und dem Steuergitter liegt

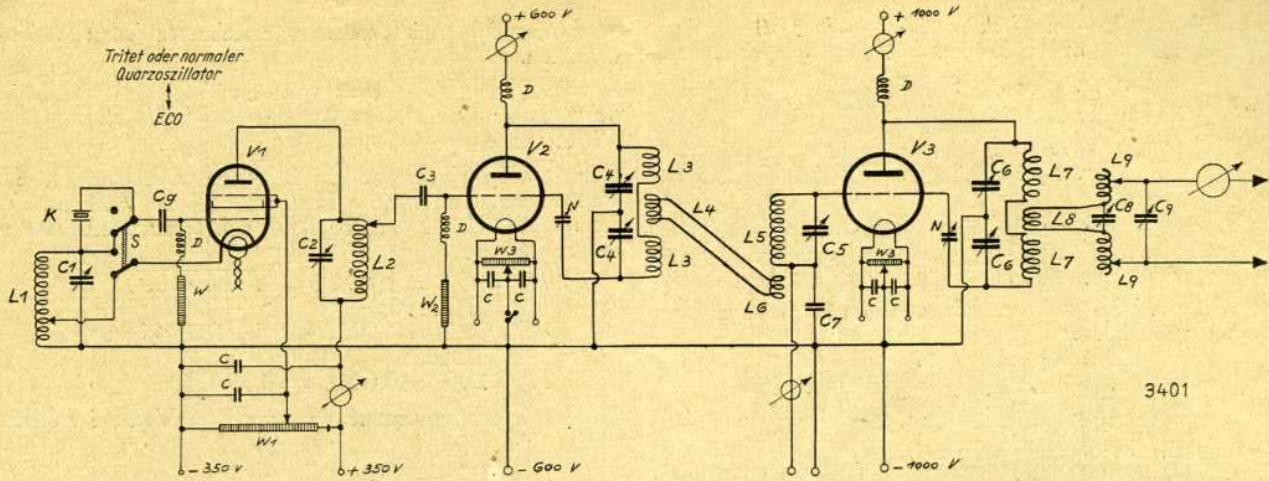


Abb. 1. Prinzip-Schaltbild. L_1, L_2, L_3, L_5, L_7 siehe Spulentabelle; $L_4, 6, 8 = 3-4$ Windungen 2 mm Kupferdraht $\varnothing = 65$ mm, $L_8 = 5$ Windungen 2 mm Kupferdraht $\varnothing = 65$ mm, $L_9 = 2$ mal 12 Windungen 2 mm Kupferdraht, $C_1 =$ Drehkondensator 350–500 cm, $C_2 =$ Drehkondensator 100 cm, $C_3 =$ Blockkondensator 200 cm, $C_4 =$ Doppel-Drehkondensator 2×100 cm, $C_5 =$ Drehkondensator 100 cm, $C_6 =$ Doppel-Drehkondensator 2×300 cm, $C_7 =$ Blockkondensator 2000 cm/3000 Volt, $C_8 =$ Drehkondensator 40 cm, $C_9 =$ Drehkondensator 100 cm, $C =$ Blockkondensator 2000–5000 cm; $N =$ Neutronen 30 cm, $W = 50\ 000$ bis $100\ 000$ Ohm, $W_1 = 20\ 000$ Ohm, $W_2 = 15-20\ 000$ Ohm, regelbar, $W_3 = 50$ Ohm Potentiometer, $V_1 = 59, V_2 =$ RS 279, $V_3 =$ RS 31 oder RS 282

der Quarz mit einer Betriebsfrequenz von 3500 kHz. Die zum Betrieb des Oszillators erforderliche Gittervorspannung wird in üblicher Weise durch einen Widerstand W erzeugt, der in Reihe mit der Gitterdrossel D liegt. Der Anodenkreis L_2, C_2 ist normal aufgebaut. Die dem Schutzgitter zugeführte Spannung ist an dem Widerstand W_1 abgegriffen, alle Spannungen sind durch Blockkondensatoren überbrückt.

(200 cm) direkt an das Steuergitter gelegt werden. Der untere Teil des Schalters S bringt dann die Anzapfung der Spule L_1 mit der Kathode der Röhre in Verbindung.

Der Oszillator arbeitet dann als ECO. Hierbei braucht die mit Abgriff ($\frac{1}{3}$ von unten) versehene Spule L_1 nicht ausgewechselt zu werden.

Auf einen möglichst verlustfreien Aufbau des Verstärkers und der Endstufe ist besonderer Wert gelegt worden. Die Ankopplung der Zwischenstufe (Abb. 1) erfolgt über einen Blockkondensator (C_3). Der Anodenkreis wird durch einen Doppelkondensator (C_4) und die Spule L_3 gebildet. Zuleitungen von den Statoren zu den Enden der Abstimmspule L_3 wurden dadurch vermieden, daß die Steckerstifte von L_3 unmittelbar in die auf dem Drehkondensator C_4 aufgesetzten, mit Bohrungen versehenen Füße eingefügt werden. Der Anodenstrom wird über eine Drossel D in Parallelspeisung zugeführt.

Zwischen den beiderseits des Körpers verteilten Wicklungen von L_3 liegt L_4 , die beim Arbeiten mit nur zwei Stufen als Antennenspule, bei dreistufigem Betrieb als Ankopplungs-

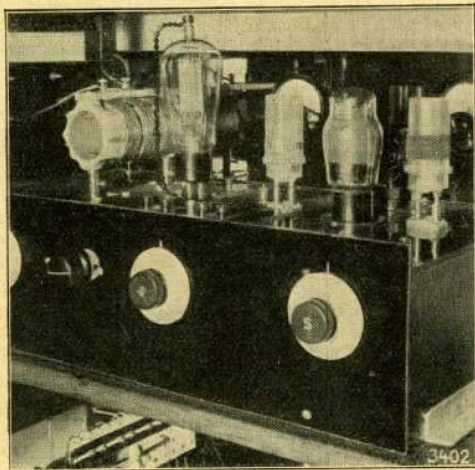


Abb. 2. Oszillator (rechts) und 1. Verstärker

Soll der Sender auf eine Betriebsfrequenz von 14 000 kHz abgestimmt werden, dann hat die Anodenkreisspule L_2 7 Windungen und der Abstimmkondensator C_2 wird auf geringsten Anodenstrom (ca. 15–20 mA) eingestellt. Ein an den Stator von C_2 gehaltenes Neonröhrchen leuchtet hell auf, und es ist nun zwecks Erzielung maximaler Ausbeute noch erforderlich, C_1 nachzustellen, bis maximales Aufleuchten eintritt. Die Abstimmung durch C_1 ist ziemlich breit, die Stabilität am höchsten, wenn die eingestellte Kapazität von C_1 niedrig ist. Nunmehr kann die Antenne oder nachfolgende Verstärkerstufe angeschaltet werden, wobei es meist nicht mehr erforderlich ist, den Kondensator C_2 nachzustimmen.

Durch den doppelpoligen Umschalter S kann der Quarzkreis abgeschaltet und gleichzeitig das obere Ende der Spule L_1 unter Zwischenfügung eines Blockkondensators C_g

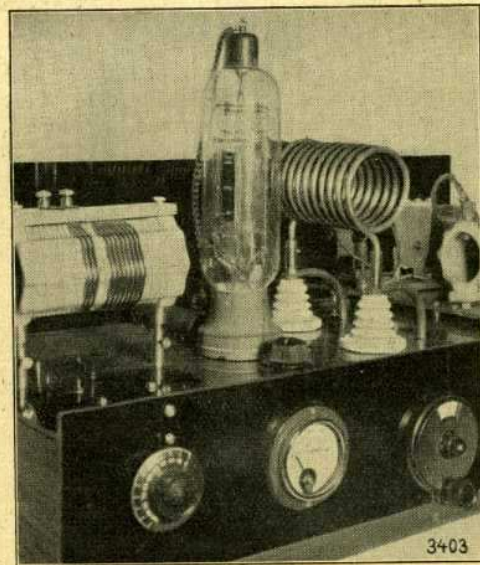


Abb. 3. Endstufe (2. Verstärker)

spule benutzt wird. Man kann L_4 bequem an einem auf den Calitkörper gesetzten Trolitulstreifen anbringen.

Der Leistungsverstärker ist in gleicher Weise wie die Zwischenstufe geschaltet, jedoch liegt im Gitterkreis eine durch den Kondensator C_5 abstimmbare Spule L_5 zwecks Ankopplung der Vorstufe. Die Koppelspule L_6 ist auf dem Calitkörper am Kathodenende von L_5 angebracht.

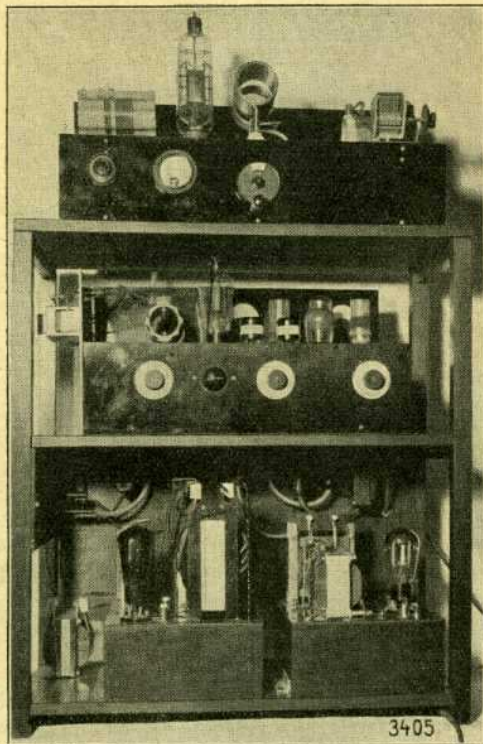


Abb. 4. Gesamtanlage mit Netzanschlußgeräten

Die Anodenkreisspule L_7 , deren Abstimmung durch einen Doppelkondensator C_6 erfolgt, ist freitragend ausgebildet und auf Porzellanfüßen befestigt. Sie kann auch, ebenso wie die Spule L_3 , auf einen Calitkörper gewickelt werden. Die über ein Filter angekoppelte Antenne führt an die Antennenspule L_8 , die entweder an das anodenseitige Ende der Spule, oder — was noch zweckmäßiger ist — zwischen die Windungen verlegt wird. Ein weiteres Eingehen auf die beiden Verstärkerstufen dürfte sich erübrigen, da hierüber bereits genügend berichtet worden ist (vergl. auch CQ 35 Nr. 2).

Nachstehende Tabelle gibt die Wicklungsdaten sämtlicher Spulen und die Werte der zugehörigen Abstimmkapazitäten für das 7- und 14 MHz-Band für eine Oszillarfrequenz von 3500 kHz.

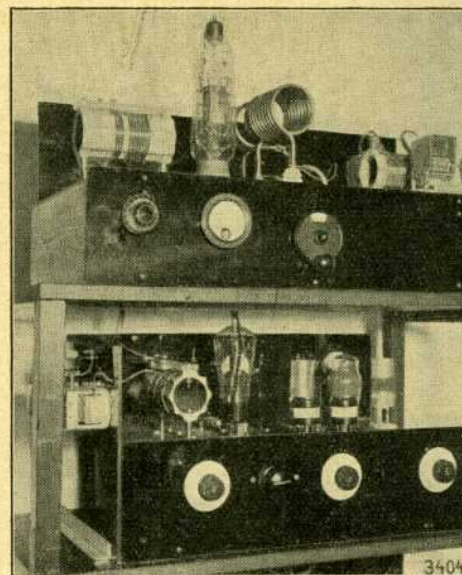


Abb. 5. Gesamtansicht des Senders (Unten: Oszillator und 1. Verstärker; oben: 2. Verstärker)

Spulentabelle:

Spule	L_1	L_2	L_3	L_5	L_7
Abstimm-Kap.	$C_1 = 500 \text{ cm}$	$C_2 = 100 \text{ cm}$	$C_3 = 50 \text{ cm}$	$C_5 = 100 \text{ cm}$	$C_6 = 150 \text{ cm}$
Spulen-körper	Trolitul Calit	Trolitul	Calit	Calit	Calit
Ø	35 mm	35 mm	65 mm	65 mm	65 mm
14 MC	* 15 Wdg.	7 Wdg.	12 Wdg.	8 Wdg.	10 Wdg.
7 MC	* 15 Wdg.	16 Wdg.	26 Wdg.	15 Wdg.	18 Wdg.

Über die Betriebsergebnisse ist folgendes zu sagen: Unter Verwendung von nur zwei 2 Stufen (C_0-PA) beträgt bei einer Ausgangsleistung von 32 Watt (RS 279) auf dem 14 MHz-Band der Antennenstrom 0,32 Ampere, während er bei einem älteren dreistufigen Sender mit 84 Watt ($2 \times RV 258$) einen Wert von 0,24 Ampere aufwies (Zeppelin-Antenne mit 40 m Strahler und 30 m Speiseführung). Bei den ersten Versuchen gelangen mehrere Verbindungen mit Asien und Afrika, während auf dem 7 MHz-Band einige W-Stationen Lautstärken bis r 6 meldeten.

Zeichnung und Aufnahmen vom Verfasser Philipp Grode D 4 BBU

*) Ohne Abstand.

Ein 50-Watt-Sender

Es ist schwer zu sagen, wie man am besten einen 50-Watt-Sender bauen soll, wenn man auf irgendwelche vorhandenen Röhren angewiesen ist und zudem den Geldbeutel so gut wie möglich schonen muß. Daher kommt es wohl auch, daß in Deutschland kein Amateursender dem anderen gleicht. Jeder OM hat sein eigenes Rezept, und niemand kann allgemeingültige Vorschläge machen.

Im vorliegenden Fall gaben zwei billig erkaufte RV 218 den Anlaß zum Senderbau. Als dann die neuen verlustfreien Spulenkörper herauskamen, war der Plan fertig.

Die beiden RV 218 mußten in Gegentakt arbeiten, das stand fest. Versuche, sie mit einer 12-Watt-Fünfpolröhre voll auszusteuern, brachten keinen Erfolg. Da noch eine RS 241

vorhanden war, wurde diese als Verstärker vorgesehen, so daß sich schließlich die Schaltung eines dreistufigen Senders ergab. (Abb. 1.)

Da alle Stufen auf gleicher Frequenz arbeiten, wurde der Kristalloszillator vom Sender getrennt, in einiger Entfernung, aufgestellt. Er ist in ein Aluminiumchassis von $9 \times 15 \times 5 \text{ cm}$ eingebaut. Als Drehkondensator wurde ein kleiner 100-cm-Kondensator verwendet, die Spule mit 1 mm Kupferdraht auf einen Frequenzkörper gewickelt. Der Rahmen des Quarzhalters ist aus Trolitul zusammengeklebt. Zur Isolation aller Hochfrequenz führenden Teile fanden nur modernste keramische Bauteile Verwendung. Als Anodendrossel eignete sich eine kleine Stufendrossel, nachdem vorher

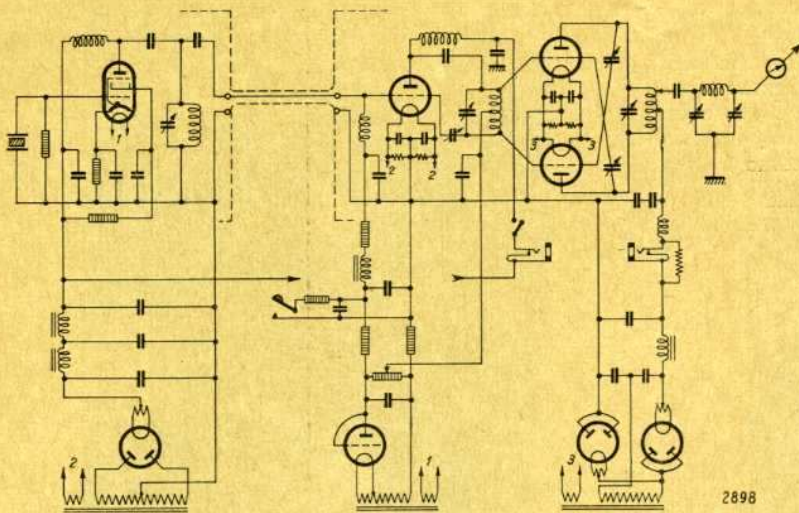


Abb. 1

die Bleiköpfe durch leichte Schellen aus Messingblech ersetzt wurden. Der Anodenstrom der als Oszillatorröhre verwendeten RENS 1374 wurde einmalig im belasteten Schwingzustand durch geeignete Wahl des Gitterwiderstandes eingestellt, im Betrieb wird der Oszillator mittels einer kleinen Glühlampe abgestimmt.

Vom Oszillator führt eine gepanzerte Leitung zum Sender. Sie besteht aus einem 1,5 m langen Sinupertkabel mit geerdeter Außenseite, selbst bei 20 m Betriebswelle stört die Kabelkapazität noch nicht; sie bildet zum Abstimmkondensator des Oszillators eine Zusatzkapazität.

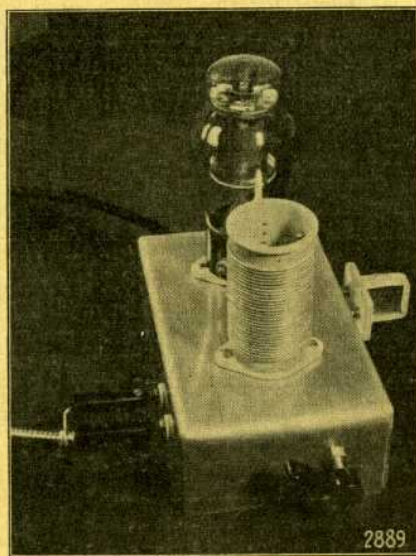


Abb. 2

Der Verstärker (Abb. 3) ist mit der Leistungsstufe zusammengebaut. Anfängliche Befürchtungen einer Kopplung haben sich als irrig erwiesen. Trotzdem wurde der Abstimmkondensator des Verstärkers etwas abgeschirmt. Wie der Oszillator, ist auch der Verstärker parallel gespeist, um versehentliche Kurzschlüsse gegen das Chassis und empfindliche Schläge zu vermeiden. Da der Verstärkerschwingkreis direkt mit den Gittern der Leistungsrohren verbunden

ist (um deren Gitterdrosseln zu sparen), liegt er gleich auf negativem Gittervorspannungspotential. Von dem Drehknopf des Verstärkerdrehkondensators verdeckt ist in das Chassis ein Druckknopfschalter eingebaut. Er schaltet die Anodenspannung der Verstärkeröhre beim Neutralisieren aus.

Die Leistungsrohren sind etwas erhöht aufgestellt, um Platz für die beiden Neutralisationskondensatoren zu bekommen, die zu beiden Seiten montiert sind. Die Endstufe ist seriengespeist.

Von der Anodenspule geht die Leistung über einen „Collins“kreis in eine unsymmetrische T-Antenne.

Die Anodenströme von Verstärker und Leistungsstufe werden über Steckklingen von einem Drehspulinstrument 0 bis 50 mA geprüft. Die Klinke der Leistungsstufe ist geshuntet, so daß dort das Instrument 100 mA Meßbereich hat.

Die Leistungsstufe arbeitet als „B“-Verstärker. Erhält sie keine Steuerspannung, so geht ihr Anodenstrom auf Null. Getastet wird in der Gitterleitung der Verstärkeröhre, nach einer Methode, die OM Koch in der CQ 1934 Heft 12 beschrieb. Um Pausenwellen zu vermeiden, bekommt die Verstärkerstufe in den Tastpausen Sperrgittervorspannung.

Ein Zufall wollte es, daß bei einer gewissen Schwingstellung des Oszillators dieser beim unbelasteten Zustand in Tastpausen aussetzte, um beim Drücken der Taste prompt wieder einzusetzen. Dieser Zustand ließ sich leicht herbeiführen und blieb für den Abend konstant, so daß BK-Verkehr möglich war.

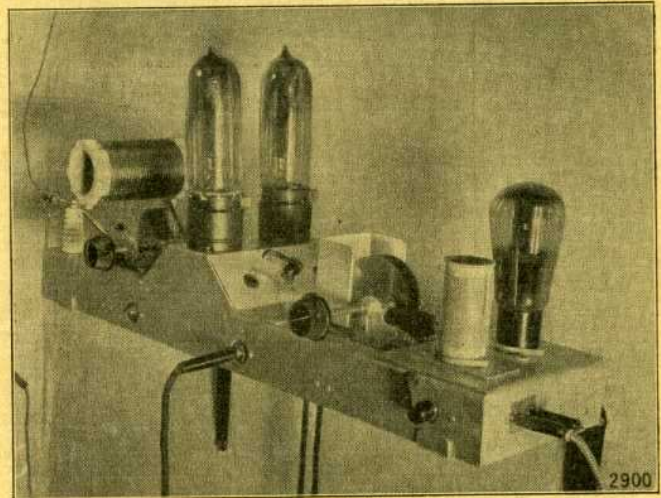


Abb. 3

Die Anodengleichspannung der Leistungsrohren wird in einem Gleichrichter mit Delon-Spannungsverdopplung erzeugt. Dadurch erhielt der Gleichrichter außerordentlich kleines Ausmaß und war besonders billig, da ausnahmslos Rundfunkbauteile verwendet werden konnten.

Die beiden Chassis sind aus 2 mm Aluminiumblech hergestellt. Das Oszillatorchassis besteht aus einem Stück Blech, das, nachdem es vorher auf der Innenseite tief geritzt war, über der Tischkante abgebogen wurde. Das Verstärker- und Senderchassis ist aus mehreren Teilen mit 3 mm Aluminiumnieten zusammengenietet. A. P. W. Kinzinger

Zeichnung und Aufnahmen vom Verfasser



AKTM

I. Verkehrsabkürzungen:

qar Antworten Sie an für mich
 qas Geben Sie QM Nr. an
 qat Sendung fortsetzen
 qau Nr. der letzten QM von ist ...
 qaw Bis.....MEZ mit Hören aussetzen
 qbm Hat etwas für mich?
 qbn hat nichts für Sie
 qbo Wann haben Sie Verkehr mit
 qca Flotter antworten!
 qcb Sie sind nicht dran!
 qcf Vermitteln Sie QM an
 qcg Ich beobachte ab jetzt für Sie
 qdb QM an ist nicht qsp
 qdd QM-Inhalt unzulässig
 qdi Sie stören unseren Verkehr
 qrg Wellenlänge (Frequenz)
 qrl Wir sind stark beschäftigt
 qrm Störungen durch fremde Sender
 qrw Verständigen Sie daß ich ihn rufe
 qry Ihre Nr. ist (i. d. Reihenfolge)
 qrz Sie werden verlangt von
 qrz? Wer verlangt mich?
 qsg Senden Sie QMs auf einmal
 qsk Fortlaufend durchgeben
 qsuf rufe Sie per Drahttelefon an
 qtu Dienststunden der Station
 qua Habe QM von
 qze Frequenz zu hoch
 qzf Ihre Frequenz zu niedrig
 qde Ihre Frequenz ist richtig
 wrt Wie hören Sie mich?
 wrt d 4 xyz? Wie hören Sie d 4 xyz?

zan Nichts zu empfangen
 zcs Sendung einstellen
 zfb Starkes Fading
 zfs Geringes Fading
 zgs Signale werden lauter
 zgw Zeichen werden leiser
 zls Störungen durch Gewitter
 zmo Einen Moment warten!
 zmq Warten Sie Min.
 zmr Zeichen mäßig, aber lesbar
 zpr Zeichen gut lesbar
 zpt Klartext zweimal geben
 zsf Schneller geben
 zsh Starke Luftstörungen
 zss Langsamer geben
 zsu Zeichen unlesbar
 ztf Senden Sie schnell und zwei Mal
 zwo Jedes Wort einfach geben
 zwt Jedes Wort zweimal geben

Bei Stellung von Rückfragen:

rq Rückfragebezeichnung
 bq Antwort auf rq
 ?aa Wiederholen Sie alles nach
 ?ab Wiederholen Sie alles vor
 ?al Ganze QM wiederholen
 ?bn Wiederholen Sie alles zwischen
 ?wa Wiederholen Sie Wort nach
 ?wb Wiederholen Sie Wort vor
 ?sig Unterschrift wiederholen
 ?pbl QM-Kopf wiederholen
 ?txt Text (Inhalt) der QM wiederholen



AKTM

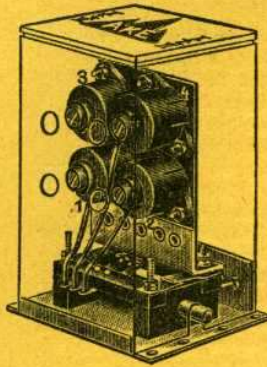
II. Technische Abkürzungen:

qbc Ihr Empfänger wohl fehlerhaft
 qby Verzögerung d. Fehler i. m. Empf.
 qbz Verzögerung d. Fehler i. m. Send.
 qci Meine Antenne unklar
 qcj Empfang setzt aus
 qdh Woran liegt Störung?
 qrh Frequenz unkonstant
 qrj Zeichen zu schwach
 zwc Chirp und Chlicks feststellen
 zys Gebetempo (m. Zahlangabe in Bpm)
 zdh Punkte sind zu lang
 zde Punkte sind zu kurz
 zdm Punkte fallen aus
 zdl Striche länger geben
 zfa Maschinengeber gestört
 zha Automatischer Empfang
 zmp Schlechte Lochung
 zra Band läuft verkehrt
 zsa Autom. Betrieb einstellen
 zta Senden Sie automatisch
 zth Senden Sie mit Taste
 ztv Senden Sie mit Vibroplex
 ztw Senden Sie mit Wabblers
 zxu Ihr Tempo ungleichmäßig

III. QM-Abkürzungen:

qm Übungstelegramm
 qta QM ungültig
 qtb Wortzählung stimmt nicht
 qtc? Wieviel QMs haben Sie?
 qtc (mit Zahl) Hier liegen QMs vor
 zap Bestätigen
 zhc Haben Sie etwas für uns
 znn Wir haben nichts mehr
 bte Bitte
 ds Danke sehr (dk Danke)
 vl Viel (vln vielen)
 ga Weitersenden
 ldr leide
 ent entschuldigen Sie
 mi mein
 gn Gute Nacht
 na 'n Abend
 hhi Deutscher Gruß
 hr hier
 ir Ihr
 nw Jetzt, Achtung!
 op? Wer ist an der Taste?
 BDS Betriebsdienststation
 OBDS Offizielle Betriebsdienststation

Kurzwellenempfang!

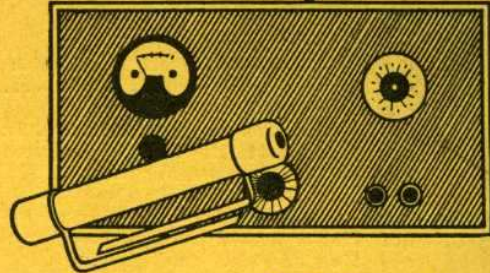


Unser neuer Kurzwellentrafo T 59 mit Ferrocartspulen für einen Wellenbereich von 14 bis 200 m ist jetzt lieferbar. Der T 59 ist der erste Trafo, der Kurzwellen Ferrocart-Eisenkernspulen besitzt. Jeder Bereich ist abstimmbar, Abgleichmöglichkeit bis zu 8%; für alle Kurzwellenschaltungen verwendbar.

Preis: RM 19.— • Verlangen Sie unseren neuen Katalog

Dipl.-Ing. A. Gl. Hofmann & Co., Berlin-Lichterfelde 1

Modernste Prüfmethoden



verbürgen gleichmässige
Präzision!

HOGES

Hochohm-Widerstände
H O C H O H M G M B H
B E R L I N - S C H Ö N E B E R G

Zur Sendersteuerung oder für Eichzwecke

Quarz-Oscillatoren

(TK < 3 · 10⁻⁶ c)

in den Haltertypen: „Amateur“ – „Konstant“ – „FT“ – „Vario“

Vorzüge: Hohe und konstante Steuerspannung, leichter Schwingungseinsatz ohne jede zusätzliche Rückkopplung, vollkommene Einwilligkeit, stete Betriebsbereitschaft.

Preise:

Quarze in Amateurhalter für das 40–80–160 m Band	Rm. 15.00
Ersatzquarze für Amateurhalter für das 40–80–160 m Band	Rm. 10.00
Quarze in Konstanthalter für das 40–80–160 m Band	Rm. 25.00
Quarze in Konstanthalter für das 20 m Band	Rm. 32.00
Quarze in Variohalter für das 80 m Band	Rm. 37.50

Liste Piezo 6 anfordern!

Urteile aus Fachkreisen:

„Der Kristall ist fadellos und der beste, den ich unter 12 Stück besitze, sowohl was Einwilligkeit als auch Energie betrifft, und wollte ich, daß alle meine alten Quarze ebenso wären. Wir UO–OMS kennen Ihre Firma alle sehr gut und wissen auch, daß wir gut bedient werden.“
Martin-Wien

„Ihre bisherigen Quarze haben sich alle sehr gut bewährt. Der Kristall arbeitet bei sorgfältiger Abstimmung mit nur einer Röhre bei 50 Watt inpt bei 750 Volt Anodenspannung ohne Störung mit CC-Ton stabil, also nur einstufig!“
Paul-Charlottenburg

Dr. Steeg & Reuter



Gegr. 1855

Bad Homburg