



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

JANUAR/FEBRUAR 1941 (DASD e.V.)

HEFT 1/2



HERAUSGEBER: DEUTSCHER AMATEUR-SENDE- UND EMPFANGSDIENST e.V.
ANSCHRIFT: BERLIN-DAHLEM, CECILIENALLEE 4, FERNRUF 891166

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

Der kleine Kurzwellensuperhet

Von ROLF WIGAND

Wir haben in der Vergangenheit eine ganze Reihe von Aufsätzen über mehr oder weniger umfangreiche Kurzwellensuperhets gebracht, und es könnte leicht der Eindruck entstehen, der auch von manchen erfolgreichen Erbauern und Benutzern solcher Vierröhrengeräte vertreten wird, daß ein kleinerer Superhet mit wenigen Röhren keine Existenzberechtigung habe. Wir nehmen daher im folgenden hierzu Stellung und wollen die wichtigsten Punkte aufzeigen, die die Brauchbarkeit auch des kleineren Superhets und seine Überlegenheit gegenüber dem Geradeempfänger aufzeigen. Die Schriftleitung.

Es gab vor nicht allzu langer Zeit eine große Gruppe von Amateuren, die — angeregt durch die von amerikanischen Amateuren erzielten Erfolge — sich mit dem Superhetbau beschäftigten und überraschenderweise vielfach zu dem Ergebnis kamen, daß Stationen, die sie mit dem Rückkopplungsaudion und nachfolgender Niederfrequenz-Verstärkung noch aufnehmen konnten, mit dem Superhet nicht auffindbar waren. Daraus zogen sie u. a. den naheliegenden Schluß, daß die Empfindlichkeit des Superhets, infolge des Fehlens der bis aufs äußerste getriebenen Rückkopplung im ersten Kreise, geringer sei als die des Rückkopplungsaudions. Ihr Urteil war nicht dazu geeignet, die Popularität des Telegraphiesupers zu vermehren. Untersucht man die Geräte, bei denen derartige Versagen beobachtet wurde, einmal näher, so kommt man auf einen grundsätzlichen Fehler, der aber nicht im Superhetprinzip, sondern in der Planung liegt. Man suchte nämlich hohe Verstärkung und damit Empfindlichkeit im Zwischenfrequenzverstärker der Geräte zu erzielen, indem man einer eingangsseitig auf hohe Frequenzen umdimensionierten Rundfunksuperhetschaltung einfach noch eine oder zwei zusätzliche Zwischenfrequenzstufen einfügte. Da nun Rundfunksuperhets für gewöhnlich an erster Stelle eine Mischröhre haben (von Spitzengeräten einmal abgesehen) und die Mischröhren einen zehn- bis zwanzigmal so großen äquivalenten Rauschwiderstand¹⁾ aufweisen wie normale Fünfpolröhren, ergab sich eine Rauschspannung des Empfängers, die leicht mehr oder weniger weit über derjenigen des einfachen Rückkopplungsaudions lag, so daß tatsächlich schwache Stationen, zu deren Aufnahme das Audion noch imstande war, im Rauschpegel des Superhets untergingen und nicht empfangen werden konnten! Mit Recht wurde dann argumentiert, daß das Audion mit einer Niederfrequenzstufe viel billiger als selbst ein kleiner Superhet und dieser daher abzulehnen sei. Als dann richtig geplante Superhets mit recht großer Röhrenzahl und mit allen nur erdenklichen Schikanen bewiesen, daß der Superhet eben doch dem Rückkopplungsaudion überlegen ist, wenn er richtig entworfen und gebaut wurde, blieb am kleinen Superhet immer noch das vorher beschriebene Vorurteil hängen. Da sich andererseits nur wenige den Bau eines Großempfängers leisten können, ist es wichtig, einmal festzustellen, welche Fehler beim kleinen Superhet zu vermeiden sind, um ihn zu einem brauchbaren Gerät zu machen, ferner, was

für Erwartungen man hinsichtlich der Empfangsergebnisse hegen darf, ob eine Überlegenheit gegenüber dem Geradeempfänger dabei herauskommt, und endlich, wie zweckmäßigerweise die grundsätzliche Anordnung des kleinen Superhets gewählt wird.

Der grundlegende Fehler des kleinen Superhets wurde bereits angedeutet. Er liegt darin, daß man die üblichen Mischröhren mit äquivalenten Rauschwiderständen zwischen 50 und 100 k Ω an erster Stelle im Empfänger verwendete und davor nur einen einzigen Kreis zur Erzielung einer Vorselektion. Bei der für Rundfunkgeräte weit verbreiteten Zwischenfrequenz von 468 kHz reicht zudem ein solcher Kreis nicht aus, um eine ausreichende Spiegelfrequenzsicherheit zu erzielen, und man sah sich genötigt, eine verhältnismäßig starke Rückkopplung auf den Vorkreis anzuwenden, um auf vernünftige Werte zu kommen. Da aber das Rauschen des Empfängers in erster Linie durch das Rauschen der ersten Röhre und des ersten Kreises bestimmt wird und ersteres vom äquivalenten Rauschwiderstand, letzteres vom Resonanzwiderstand des Kreises abhängt, der durch Rückkopplung in die Höhe getrieben wird, muß notwendigerweise ein solches Gerät einen sehr erheblichen Rauschpegel aufweisen. Die Anwendung mehrerer Zwischenfrequenzstufen kann also zwar die Verstärkung erhöhen, aber an der Tatsache, daß man auf diese Weise nur einen sehr großen Rauschpegel im Kopfhörer vernimmt, ohne durch die hohe Verstärkung etwas zu gewinnen, vermag das nichts zu ändern. Man könnte nun denken, daß durch Anwendung einer hohen Zwischenfrequenz (z. B. 1600 kHz) ja die natürliche Spiegelselektion erheblich vergrößert wird, infolgedessen keine so starke Rückkopplung im Eingangskreis mehr nötig sei und deshalb auch der Rauschpegel müsse abgesenkt werden können. Das trifft aber nur in ganz geringem Maße zu, weil die Kreisgüten auf 1600 kHz geringer zu sein pflegen als auf 468 kHz und die Bandbreiten bei der hohen Zwischenfrequenz erheblich größer sind als auf der niedrigeren.

Allen Amtsträgern und Mitgliedern des DASD sende ich auf diesem Wege meine herzlichsten Grüße und Glückwünsche für den Jahreswechsel.

Möge das neue Jahr dem Deutschen Volke einen siegreichen Frieden, dem DASD erfolgreiche Arbeit und jedem Angehörigen des Verbandes Glück und Zufriedenheit bescheren.

Berlin-Dahlem, den 6. 12. 1940.

Heil Hitler!

*Der Präsident des DASD e. V.
gez. Sachs*

¹⁾ Vgl. a. „CQ“ 1940, Heft 5/6, S. 17 ff.

Mit steigender Bandbreite wird aber auch das Rauschen stärker. Auf diese Weise gewinnt man also praktisch nichts.

Ein anderer Fehler, den man bei kleineren Superhets nicht selten fand und wohl auch noch findet, ist die Verwendung eines Zwischenfrequenz-Rückkopplungsaudions, dessen Rückkopplung bis zum Schwingeneinsatz angezogen wird, um den Zwischenfrequenzüberlagerer einzusparen. Abgesehen davon, daß das Audion dazu neigt, bei starken Signalen „zugestopft“ zu werden, begibt man sich dadurch auch des einen grundlegenden Vorteils des Superhets, nämlich des „Einzeichenempfangs“. Bei diesem ist bekanntlich Voraussetzung, daß das erwünschte Signal auf die „Spitze“ der Gesamtresonanzkurve abgestimmt wird, während der Überlagerer um 1000 Hz „daneben“ schwingt, so daß man „auf der einen Seite“ den Überlagerer laut hört, während er „auf der anderen Seite“ wesentlich leiser ist (um so leiser, je „spitzer“ die Resonanzkurve verläuft). Mit dem Rückkopplungsaudion kann man das aber nicht machen, so daß man der Möglichkeit, Störer sehr erheblich abzuschwächen, verlustig geht.

Auch beobachtet man immer wieder, daß einfach Zwischenfrequenzbandfilter, die für Rundfunkzwecke bestimmt sind, in den Telegraphiesuperhet übernommen werden. Man stellt dann häufig fest, daß „Einzeichenempfang“ gar nicht möglich ist, und bei näherem Zusehen findet man die Bandbreite zu 6 bis 8 kHz, was für Rundfunkzwecke erwünscht, für Telegraphieempfang aber viel zu viel ist. Mangels eines Quarzes sucht man sich vielleicht durch Rückkopplung zu helfen, aber auch das führt nicht immer zum erwünschten Ziele.

Schließlich wird manchmal ein Aufwand an Verstärkung getrieben, der gar nicht gerechtfertigt erscheint und das Gerät nur unnötig verteuert. Eine Tonfrequenzspannung von 1 Volt am 4000 Ω -Kopfhörer entspricht einer Lautstärke von praktisch R 6. Liegt der Rauschpegel am Eingang der ersten Röhre niedrig genug, daß man mit einer ausnutzbaren Empfindlichkeit von 1 μ V rechnen kann, so wird also eine 10^6 fache Gesamtverstärkung erforderlich. Setzt man eine Mischröhre, eine Zwischenfrequenzstufe, einen Zweipol-Zwischenfrequenzgleichrichter und eine einfache Niederfrequenzstufe ein, nimmt man ferner an, daß die Antennenübersehung in der Größenordnung von 10 liegt, was bei den schmalen Kurzwellenbändern durchaus erreichbar ist, wird ferner im Vorkreis und im Zwischenfrequenzverstärker eine gewisse Rückkopplung und damit Verstärkung angewandt, so kommt man leicht in die Größenordnung der gewünschten Verstärkungsziffer, und ein Mehr an Zwischenfrequenz- oder Niederfrequenzverstärkung bringt keinen Gewinn mehr, sofern man auf Lautsprecherempfang und Schwundausgleich bzw. automatische Lautstärkenregelung usw. verzichtet! (Hier ist stillschweigend vorausgesetzt, daß die Mischröhre wenig genug rauscht.)

Nach dieser Feststellung über die selbst mit verhältnismäßig geringem Aufwand erzielbaren hohen Empfindlichkeiten, die denen eines Geradeausempfängers durchaus überlegen sein können, wäre noch die Frage nach der erreichbaren Trennschärfe zu stellen und nach den Möglichkeiten des Einzeichenempfangs. Dabei sei auf den Quarz, der ja in Deutschland immerhin noch so teuer ist, daß ihn sich nur wenige leisten können, einmal verzichtet und untersucht, was man durch geschickte Dimensionierung und vernünftig angewendete Rückkopplung erreichen kann. Zunächst einmal ist es erforderlich, von den für Rundfunkzwecke entwickelten Zwischenfrequenzbandfiltern abzugehen. Bei diesen muß man eine Bandbreite in der Größenordnung von 9 kHz — entsprechend dem Frequenzabstand der Rundfunksender — anstreben. Bei Anwendung der niedrigen Zwischenfrequenz (468 kHz) und kritischer Kopplung wird man daher verhältnismäßig geringe Kreisgüten an-

wenden bzw. bei größeren Kreisgüten zur Überkopplung greifen, die aber auch nur bis zu einer gewissen Grenze getrieben werden darf. Bei den für die Zwischenfrequenz von 1600 kHz üblichen Bandfiltern hingegen muß man bei kritischer Kopplung bereits verhältnismäßig hohe Kreisgüten anstreben, um die Bandbreite auf den gewünschten Wert zu bringen. Zwischenfrequenz-Bandfilter für den Telegraphiesuperhet werden — unter bewußtem Verzicht auf maximale Verstärkung — für gewöhnlich mit geringerer als kritischer Kopplung gebaut, so daß sich eine möglichst „spitze“ Resonanzkurve ergibt. Die Kreisgüte wird dabei so hoch wie irgend möglich getrieben, um die Steilheit der Resonanzkurvenflanken groß zu machen. Mit erstklassigen HF-Eisenspulen in großen Abschirmtöpfen und bei entsprechend großem Abstand der achsenparallel eingebauten Spulen sind für 468 kHz bei etwa 0,7 der kritischen Kopplung Bandbreiten in der Größenordnung von 2 bis 3 kHz zu erwarten, für 1600 kHz liegen die Ziffern bei etwa dem dreifachen Betrage. Durch Rückkopplung ist eine starke Einengung der Bänder möglich, so daß man auf Bandbreiten von einigen hundert Hz kommt. Allerdings muß man mit der Rückkopplung auch die Filterkopplung ändern, damit die Vorteile der Dämpfungsverminderung voll ausgenutzt werden können. Selbst bei der hohen Zwischenfrequenz von etwa 1600 kHz gelingt es durch richtige Wahl der Kopplung und Rückkopplung, die bis kurz vor den Schwingeneinsatz getrieben wird, Einzeichenempfang mit einem Unterschiede von etwa 3 bis 3½ R-Stufen zwischen der einen und anderen Seite zu bekommen. Wendet man im Niederfrequenzteil zusätzlich eine Brückenschaltung zur Unterdrückung unerwünschter Tonfrequenzen (z. B. den „Heterofil“²⁾) an, so ist eine sehr weitgehende Befreiung selbst von eng frequenzbenachbarten Störsignalen möglich.

Was die Spiegelfrequenzsicherheit angeht, so ist bei einem Gerät ohne Vorröhre die hohe Zwischenfrequenz anzuwenden und der Eingangskreis um ein Geringes zu entdämpfen, während man bei Vorhandensein einer Vorröhre (und damit zweier Vorkreise) ohne Entdämpfung bei der Zwischenfrequenz 468 kHz etwa die gleichen Ergebnisse erwarten kann, sofern natürlich jeweils aufbaumäßig dafür gesorgt ist, daß nicht die Spiegelfrequenz eine höhere Eingangsübersehung antrifft als die Empfangsfrequenz, denn dadurch würde die durch Vorkreisverbesserung bzw. -vermehrung erzielte Spiegel Selektion der Kreise in der Praxis mehr oder weniger wieder aufgehoben werden!

Hinsichtlich des Rauschens gibt es mit den derzeit verfügbaren Röhrentypen zwei Wege. Soll eine normale Mischröhre angewandt werden, so ist eine Vorröhre nicht zu entbehren. An der ersten Stelle des Gerätes wird dann eine Röhre mit geringem äquivalentem Rauschwiderstand zu verwenden sein. Ihre Verstärkung muß hoch genug sein, um die verstärkte Signalspannung am Gitter der Mischröhre weit genug über deren Rauschen zu bringen, zudem ist Regelbarkeit der Vorröhrenverstärkung erwünscht, um die ans Gitter der Mischröhre gelangenden Spannungen stets klein genug halten zu können, so daß keine unerwünschten Pfeifstörungen auftreten.

Der andere Weg ist der, eine sehr steile Fünfpolröhre mit getrenntem Oszillator im Empfängereingang zu verwenden. Dann ist auf geringen Rauschwiderstand, d. h. Einstellung der günstigsten Oszillatoramplitude sowie deren Aufrechterhaltung innerhalb des zu bestreichenden Bandes Wert zu legen und (s. o.) Rückkopplung auf den Eingangskreis anzuwenden. Hinsichtlich des Rauschens kommt die erstere Anordnung etwas günstiger weg, der Unterschied ist jedoch nicht so erheblich, daß man sich nicht darüber unterhalten könnte, ob der Vorteil der zuletzt genannten Anordnung, nämlich der Wegfall eines

²⁾ Vgl. a. „CQ“ 1940, Heft 11/12, S. 45 ff.

ganzen Kreises, also eine ziemlich beträchtliche Verbilligung, nicht den Gewinn an Rauschfreiheit bei der Anordnung mit Vorstufe aufwiegt. Ein Nachteil der Fünfpolmischstufe ist natürlich die Notwendigkeit, die Oszillatorspannung konstant zu halten, ihr Vorzug die sehr große Mischverstärkung, da die Mischstufen bei den steilen Fünfpolröhren erheblich (etwa 3 zu 1 bis 4 zu 1) höher liegen als bei den üblichen Mischröhren. Der Nachteil der Kombination Vorröhre — normale Mischröhre wurde bereits genannt: die Notwendigkeit eines zusätzlichen Kreises, Vorteile sind: etwas geringeres Rauschen und im Betriebe u. U. leichtere Bedienung.

Zur Frage der Zwischenfrequenzrückkopplung sei noch bemerkt, daß wohl das einfachste Verfahren die Vergrößerung der Gitter-Anodenkapazität der Zwischenfrequenzröhre durch einen kleinen Zusatzkondensator ist. Allerdings ist das oft zur Regelung der Rückkopplung angewandte Ändern der Steuergittervorspannung und damit gleichzeitig der Verstärkung nicht sonderlich elegant, vielmehr wird man zweckmäßigerweise die Rückkopplungskapazität einstellbar machen, so daß man die Möglichkeit hat, die Zwischenfrequenzverstärkung — evtl. zusammen mit der Verstärkung der Vorröhre bzw. der Mischröhre — gesondert zu regeln. Bei geschickter Anordnung läßt sich die Bandfilterkopplung (s. o.) mit dem gleichen Knopf ändern.

Stellt man nun die hier umrissenen, mit dem kleinen Superhet zu erzielenden Ergebnisse denjenigen mit einem Geradeempfänger beliebiger Konstruktion gegenüber, so ergibt sich folgendes Bild. Die nutzbare Empfindlichkeit liegt bei beiden in der gleichen Größenordnung (neben dem „inneren Störpegel“ des Gerätes, also dem Rauschen, ist ja für gewöhnlich ein erheblich höher liegender „äußerer Störpegel“ vorhanden!). Die Trennschärfe des Superhets ist bereits ohne Rückkopplung größer als die jedes praktisch möglichen Geradeempfängers, weil der mindestens eine Vorkreis und die mindestens drei Zwischenfrequenzkreise — letztere noch dazu auf niedrigeren Frequenzen — des Superhets vor allem auch gegen weiter vom Signal entfernte starke Störer eine weitaus größere Sicherung bieten als der eine stark entdämpfte Kreis des Geradeempfängers, zu dem evtl. noch ein oder zwei nicht entdämpfte Kreise (alle auf der Signalfrequenz) kommen. Aber auch bei der Trennung des Signals von eng frequenzbenachbarten Zeichen ist der Superhet im Vorteil, denn die Möglichkeit des Einzelzeichenempfangs ist ja beim Geradeempfänger nicht gegeben.

Es handelt sich nun doch darum, festzulegen, was außer den beiden schon genannten Eingangsschaltungen für den kleinen Super noch notwendig ist. Eine Stufe Zwischenfrequenzverstärkung muß man natürlich minde-

stens haben. Mit dem älteren Typ des „Kleinsupers“, wie er heute im Rundfunkgebiet wieder auftaucht, bei dem auf die Mischröhre gleich ein Zwischenfrequenz-Rückkopplungsaudion folgt, sind praktisch keine ausreichenden Empfindlichkeiten erzielbar. Mehr als eine Zwischenfrequenzstufe ist selbst bei 1600 kHz für Kopfhörerempfang nicht unbedingt erforderlich, wenn sie auch größere Reserven ermöglicht. Zur Demodulation kommt eine Zweipolstrecke in Betracht, man wird also für die Zwischenfrequenzstufe gleich eine Verbundröhre (z. B. EBF 11) verwenden. Ob zwischen Mischröhre und Zwischenfrequenzröhre ein einzelner Kreis oder ein unterkritisch gekoppeltes Bandfilter zweckmäßiger ist und ob die Ankopplung an den Demodulator mittels Bandfilters oder Einzelkreises erfolgt bzw. ob zwei Bandfilter zweckmäßig sind, ist eine Frage, die noch zu beantworten wäre. Wünschenswert ist auf jeden Fall die Anwendung zweier Bandfilter, wobei die Zweipolstrecke an den hohen Kreiswiderstand angepaßt werden sollte (Anzapfung!). Wird ein Einzelkreis angewendet, so ist mit höherer Gesamtverstärkung zu rechnen, wenn auch die Trennschärfe geringer wird. Ob der Kreis vor oder nach der Zwischenfrequenzröhre eingesetzt wird, spielt dabei eine ziemlich untergeordnete Rolle, wenn auch bei Anordnung hinter der Mischröhre eine veränderbare Bandfilterkopplung in Wegfall kommt.

Eine Stufe Niederfrequenzverstärkung wird unbedingt benötigt. Das manchmal empfohlene Verfahren, einen Anodengleichrichter an Stelle einer Zweipolstrecke mit nachfolgender Niederfrequenzverstärkung zu verwenden, liefert mindestens 2 zu 1 schlechtere Verstärkung. Da man aber hinsichtlich Verstärkung nichts zu verschenken hat, wird ein solcher Verlust nicht tragbar erscheinen. Außerdem braucht man eine getrennte Röhre ja in beiden Fällen. Endlich gehört zum Telegraphensuperhet noch ein Zwischenfrequenz-Überlagerer. Hier kommt für besondere Ansprüche ein elektronengekoppelter Oszillator in Betracht, aber eine vernünftig aufgebaute — evtl. aus einem Spannungsstabilisator mit Anodenstrom versorgte — Dreipolröhrenschaltung reicht bei den nicht extremen Selektionswerten praktisch aus. Man kann für die beiden zuletzt genannten Funktionen eine Doppel-dreipolröhre (EDD 11) verwenden, wobei der eine Teil für die Niederfrequenzverstärkung, der andere als Oszillator verwendet wird.

Mit Vorröhre (z. B. EF 13) und Mischröhre (z. B. ECH 11) bzw. steiler Fünfpolmischröhre (z. B. EF 14) mit getrenntem Oszillator (z. B. EF 7, EF 14, EBC 11), Zwischenfrequenzröhre einschließlich Demodulator (z. B. EBF 11) und der erwähnten Doppelröhre (EDD 11) kommt man also zu einem Vierröhrensuperhet, der für den Mehraufwand an Röhren und Material auch erheblich höheren Betriebswert hat als jeder Geradeempfänger.

BUCHBESPRECHUNG

Moderne Mehrgitterelektronenröhren. Von Dr. M. J. O. Strutt (Eindhoven). 2. Aufl., Berlin, Verlag von Julius Springer. Preis 24.— RM, gebunden 26,80 RM.

Strutts Buch zeichnet sich dadurch aus, daß es nicht nur der sattelfeste Physiker mit reichen mathematischen Kenntnissen, sondern auch der Mann der Praxis gut und gewinnbringend lesen kann, der über geringere theoretische Kenntnisse verfügt. Der Grund dafür ist, daß, neben einer sehr reichhaltigen Bebilderung, durch viele graphische Darstellungen von Berechnungs- und Messergebnissen sowohl, wie durch anschauliche Diskussion von Formelausdrücken die Nutzenanwendung der Theorie klar zum Ausdruck gebracht wird. Auch die Gliederung des Werkes trägt sehr zur Erleichterung des Durcharbeitens bei.

Im ersten Abschnitt — „Bau, Arbeitsweise, Eigenschaften“ — ist zuerst von Hochfrequenzverstärkerröhren die Rede, wobei alle wichtigen Fragen, einschließlich der Kurzwelleneigenschaften diskutiert werden und auch die neuesten Entwicklungsergebnisse (z. B. Sekundäremissionsröhren) nicht

vergessen sind. Anschließend findet sich eine eingehende Würdigung der Mischröhren mit ihren verschiedenen Teilproblemen, wie u. a. Berechnung der Überlagerungssteilheit, Pfeiftonberechnung und Besprechung sonstiger charakteristischer Störeffekte. Am Schluß des ersten Abschnitts sind die Röhren zur niederfrequenten Leistungsverstärkung besprochen und Tabellen für die numerische Verwendung von Besselfunktionen in Röhrenberechnungen zusammengestellt.

Der zweite Abschnitt — „Elektrophysikalische Grundlagen“ — bringt dem Leser die „Vorgänge in Elektronenröhren unter quasistationären Betriebsbedingungen“ und „Das Verhalten der Elektronenröhren im Kurzwellengebiet“ von der physikalischen Seite her nahe. Eine reichhaltige Schriftumsübersicht und ein Sachverzeichnis mit vielen Stichworten erhöhen den Wert des Buches. Man kann nur den Wunsch aussprechen, daß dieses wertvolle Standardwerk moderner Elektronenröhren-Technik seinen Weg in die Bibliotheken recht vieler ernster Funkliebhaber findet, denn das A und O der gesamten Rundfunktechnik ist ja heute die Röhre, und zwar

ganzen Kreises, also eine ziemlich beträchtliche Verbilligung, nicht den Gewinn an Rauschfreiheit bei der Anordnung mit Vorstufe aufwiegt. Ein Nachteil der Fünfpolmischstufe ist natürlich die Notwendigkeit, die Oszillatorspannung konstant zu halten, ihr Vorzug die sehr große Mischverstärkung, da die Mischsteilheiten bei den steilen Fünfpolröhren erheblich (etwa 3 zu 1 bis 4 zu 1) höher liegen als bei den üblichen Mischröhren. Der Nachteil der Kombination Vorröhre — normale Mischröhre wurde bereits genannt: die Notwendigkeit eines zusätzlichen Kreises, Vorteile sind: etwas geringeres Rauschen und im Betriebe u. U. leichtere Bedienung.

Zur Frage der Zwischenfrequenzrückkopplung sei noch bemerkt, daß wohl das einfachste Verfahren die Vergrößerung der Gitter-Anodenkapazität der Zwischenfrequenzröhre durch einen kleinen Zusatzkondensator ist. Allerdings ist das oft zur Regelung der Rückkopplung angewandte Ändern der Steuergittervorspannung und damit gleichzeitig der Verstärkung nicht sonderlich elegant, vielmehr wird man zweckmäßigerweise die Rückkopplungskapazität einstellbar machen, so daß man die Möglichkeit hat, die Zwischenfrequenzverstärkung — evtl. zusammen mit der Verstärkung der Vorröhre bzw. der Mischröhre — gesondert zu regeln. Bei geschickter Anordnung läßt sich die Bandfilterkopplung (s. o.) mit dem gleichen Knopf ändern.

Stellt man nun die hier umrissenen, mit dem kleinen Superhet zu erzielenden Ergebnisse denjenigen mit einem Geradeausempfänger beliebiger Konstruktion gegenüber, so ergibt sich folgendes Bild. Die nutzbare Empfindlichkeit liegt bei beiden in der gleichen Größenordnung (neben dem „inneren Störpegel“ des Gerätes, also dem Rauschen, ist ja für gewöhnlich ein erheblich höher liegender „äußerer Störpegel“ vorhanden!). Die Trennschärfe des Superhets ist bereits ohne Rückkopplung größer als die jedes praktisch möglichen Geradeausempfängers, weil der mindestens eine Vorkreis und die mindestens drei Zwischenfrequenzkreise — letztere noch dazu auf niedrigeren Frequenzen — des Superhets vor allem auch gegen weiter vom Signal entfernte starke Störer eine weitaus größere Sicherung bieten als der eine stark entdämpfte Kreis des Geradeausempfängers, zu dem evtl. noch ein oder zwei nicht entdämpfte Kreise (alle auf der Signalfrequenz) kommen. Aber auch bei der Trennung des Signals von eng frequenzbenachbarten Zeichen ist der Superhet im Vorteil, denn die Möglichkeit des Einzeichenempfangs ist ja beim Geradeausempfänger nicht gegeben.

Es handelt sich nun doch darum, festzulegen, was außer den beiden schon genannten Eingangsschaltungen für den kleinen Super noch notwendig ist. Eine Stufe Zwischenfrequenzverstärkung muß man natürlich minde-

stens haben. Mit dem älteren Typ des „Kleinsupers“, wie er heute im Rundfunkgebiet wieder auftaucht, bei dem auf die Mischröhre gleich ein Zwischenfrequenz-Rückkopplungsaudion folgt, sind praktisch keine ausreichenden Empfindlichkeiten erzielbar. Mehr als eine Zwischenfrequenzstufe ist selbst bei 1600 kHz für Kopfhörerempfang nicht unbedingt erforderlich, wenn sie auch größere Reserven ermöglicht. Zur Demodulation kommt eine Zweipolstrecke in Betracht, man wird also für die Zwischenfrequenzstufe gleich eine Verbundröhre (z. B. EBF 11) verwenden. Ob zwischen Mischröhre und Zwischenfrequenzröhre ein einzelner Kreis oder ein unterkritisch gekoppeltes Bandfilter zweckmäßiger ist und ob die Ankopplung an den Demodulator mittels Bandfilters oder Einzelkreises erfolgt bzw. ob zwei Bandfilter zweckmäßig sind, ist eine Frage, die noch zu beantworten wäre. Wünschenswert ist auf jeden Fall die Anwendung zweier Bandfilter, wobei die Zweipolstrecke an den hohen Kreiswiderstand angepaßt werden sollte (Anzapfung!). Wird ein Einzelkreis angewendet, so ist mit höherer Gesamtverstärkung zu rechnen, wenn auch die Trennschärfe geringer wird. Ob der Kreis vor oder nach der Zwischenfrequenzröhre eingesetzt wird, spielt dabei eine ziemlich untergeordnete Rolle, wenn auch bei Anordnung hinter der Mischröhre eine veränderbare Bandfilterkopplung in Wegfall kommt.

Eine Stufe Niederfrequenzverstärkung wird unbedingt benötigt. Das manchmal empfohlene Verfahren, einen Anodengleichrichter an Stelle einer Zweipolstrecke nachfolgender Niederfrequenzverstärkung zu verwenden, liefert mindestens 2 zu 1 schlechtere Verstärkung. Da man aber hinsichtlich Verstärkung nichts zu verschenken hat, wird ein solcher Verlust nicht tragbar erscheinen. Außerdem braucht man eine getrennte Röhre ja in beiden Fällen. Endlich gehört zum Telegraphensuperhet noch ein Zwischenfrequenz-Überlagerer. Hier kommt für besondere Ansprüche ein elektronengekoppelter Oszillator in Betracht, aber eine vernünftig aufgebaute — evtl. aus einem Spannungstabilisator mit Anodenstromversorge — Dreipolröhrenschaltung reicht bei den nicht extremen Selektionswerten praktisch aus. Man kann für die beiden zuletzt genannten Funktionen eine Doppel-dreipolröhre (EDD 11) verwenden, wobei der eine Teil für die Niederfrequenzverstärkung, der andere als Oszillator verwendet wird.

Mit Vorröhre (z. B. EF 13) und Mischröhre (z. B. ECH 11) bzw. steiler Fünfpolmischröhre (z. B. EF 14) mit getrenntem Oszillator (z. B. EF 7, EF 14, EBC 11), Zwischenfrequenzröhre einschließlich Demodulator (z. B. EBF 11) und der erwähnten Doppelröhre (EDD 11) kommt man also zu einem Vierröhrensuperhet, der für den Mehraufwand an Röhren und Material auch erheblich höheren Betriebswert hat als jeder Geradeausempfänger.

BUCHBESPRECHUNG

Moderne Mehrgitterelektronenröhren. Von Dr. M. J. O. Strutt (Eindhoven). 2. Aufl., Berlin, Verlag von Julius Springer. Preis 24.— RM, gebunden 26,80 RM.

Strutts Buch zeichnet sich dadurch aus, daß es nicht nur der sattelfeste Physiker mit reichen mathematischen Kenntnissen, sondern auch der Mann der Praxis gut und gewinnbringend lesen kann, der über geringere theoretische Kenntnisse verfügt. Der Grund dafür ist, daß, neben einer sehr reichhaltigen Bebilderung, durch viele graphische Darstellungen von Berechnungs- und Messergebnissen sowohl, wie durch anschauliche Diskussion von Formelausdrücken die Nutzenanwendung der Theorie klar zum Ausdruck gebracht wird. Auch die Gliederung des Werkes trägt sehr zur Erleichterung des Durcharbeitens bei.

Im ersten Abschnitt — „Bau, Arbeitsweise, Eigenschaften“ — ist zuerst von Hochfrequenzverstärkerröhren die Rede, wobei alle wichtigen Fragen, einschließlich der Kurzwelleneigenschaften diskutiert werden und auch die neuesten Entwicklungsergebnisse (z. B. Sekundäremissionsröhren) nicht

vergessen sind. Anschließend findet sich eine eingehende Würdigung der Mischröhren mit ihren verschiedenen Teilproblemen, wie u. a. Berechnung der Überlagerungsteilheit, Pfeiftonberechnung und Besprechung sonstiger charakteristischer Störeffekte. Am Schluß des ersten Abschnitts sind die Röhren zur niederfrequenten Leistungsverstärkung besprochen und Tabellen für die numerische Verwendung von Besselfunktionen in Röhrenberechnungen zusammengestellt.

Der zweite Abschnitt — „Elektrophysikalische Grundlagen“ — bringt dem Leser die „Vorgänge in Elektronenröhren unter quasistationären Betriebsbedingungen“ und „Das Verhalten der Elektronenröhren im Kurzwellengebiet“ von der physikalischen Seite her nahe. Eine reichhaltige Schriftumsübersicht und ein Sachverzeichnis mit vielen Stichworten erhöhen den Wert des Buches. Man kann nur den Wunsch aussprechen, daß dieses wertvolle Standardwerk moderner Elektronenröhren-Technik seinen Weg in die Bibliotheken recht vieler ernster Funkliebhaber findet, denn das A und O der gesamten Rundfunktechnik ist ja heute die Röhre, und zwar

vornehmlich die Mehrgitterröhre, und nur tiefgreifendes Verständnis dessen, was in der Röhre vorgeht, was man mit ihr anfangen kann und was man von ihr nicht erwarten darf, sichert den Erfolg.

Wenn wir hier einen Wunsch für eine spätere Neuauflage aussprechen dürfen, so ist es der nach einer Berücksichtigung auch der für Sendezwecke verwendeten Mehrgitterröhren, denn wenn auch da die Probleme streckenweise parallel zu denen der niederfrequenten Leistungsverstärker laufen, so ergeben sich doch vielerlei Abweichungen, die einer ähnlich überlegenen Darstellung würdig wären.

Rolf Wigand.

Maßeinheiten und Konstanten. Von K. Nentwig, Berlin-Tempelhof, Deutsch-Literarisches Institut J. Schneider. Preis kart. 1,20 RM.

Es ist zu begrüßen, daß es einmal jemand unternommen hat, die auf den verschiedenen Gebieten der Physik gebräuchlichen

Maßeinheiten nebst den wichtigsten Konstanten zusammenzustellen. Viel Mühe und Zeitaufwand geht ja oft durch das Aufsuchen der in der Literatur mehr oder weniger verstreuten Unterlagen verloren, wenn man nicht gerade nur immer mit einigen Einheiten bzw. Konstanten eines eng umrissenen Arbeitsgebietes zu tun hat. Der schnelle Absatz der ersten Auflage bewies, daß eine solche Zusammenstellung fehlte; daß bei der zweiten Auflage der Preis herabgesetzt werden konnte, ist nur erfreulich. Das Büchlein wird allen, die viel mit Berechnungen zu tun haben, gute Dienste leisten, zumal eine Tafel von Zahlenwerten am Schluß manche Rechnung abzukürzen erlaubt. Es wäre zu wünschen, daß hier noch Zahlenwerte, die der Hochfrequenztechniker immer wieder braucht, so z. B. $\frac{1}{2\pi}$ und $\frac{1}{4\pi^2}$, mit aufgenommen werden.

Rolf Wigand.

Erdmagnetischer Bericht

vom 1. Februar bis 25. März 1940

Zeiten in mittlerer Greenwicher Zeit

1. Februar (0) stärkere Unruhe. Von 0.00—16.00 schnelle Schwankungen geringen Ausmaßes. 17.08—18.30, H, \ominus , 120 γ ; 16.58—18.12, D, \ominus , 19'; 17.10—17.52, Z, \ominus , 22 γ . Zwischen 19.30 und 20.40 D und H sin-förmig, Ampl. bei D 16' und bei H 78 γ .
2. Februar (0) unruhig. 17.50—19.35, D, \ominus , 12 1/2'; 18.20 bis 19.54, H, \ominus , 40 γ .
3. Februar (0) unruhig. 16.55—18.25, H, \ominus , 78 γ ; 16.40 bis 18.20, D, \ominus , 13'. 21.20—23.00 D sin-förmig, Ampl. 18'. 21.25—23.03, H, \ominus , 33 γ . Von 22.04—22.10 steigt H um 49 γ .
4. Februar (0) geringe Bewegung. 15.50—16.22, D, \ominus , 13'.
5. Februar (0) leicht bewegt. 14.00—16.00, H, \ominus , 38 γ . 23.09 bis 0.40 des folgenden Tages, H, \ominus , 42 γ .
6. Februar (0) 7.00 bis Ende des Tages unruhig. 20.00—21.25, D, \ominus , 13'. 19.48—21.05, H, \ominus , 47 γ .
7. Februar (0) Unruhig ohne größere Amplituden.
8. Februar (0) Leichte Bewegung bis 19.00, der Rest des Tages unruhig.
9. Februar (0) leicht bewegt.
10. Februar (0) Ruhig bis auf die Stunden 19.00—23.00. 19.35 bis 20.22, H, \ominus , 28 γ ; 19.15—20.20, D, \ominus , 6'. Von 22.25 bis 22.37 steigt H um 27 γ .
11. Februar (0) Geringe Bewegung bis 18.30, der Rest des Tages unruhig.
12. Februar (0) unruhig. Größere Schwankungen treten nicht auf.
13. Februar (0) leicht bewegt. 19.56—20.55, H, \ominus , 40 γ . Von 19.57—20.09 fällt D um 10 1/2' und steigt bis 21.15 um 8'.
14. Februar (0) leicht bewegt.
15. Februar (0) leicht bewegt.
16. Februar (0) Unruhe von 7.00—13.30 und von 19.00 bis 24.00.
17. Februar (0) ruhig.
18. Februar (0) ruhig.
19. Februar (0) ruhig.
20. Februar (0) unruhig. H zwischen 2.00 und 3.30 sin-förmig. Ampl. 45 γ ; 2.30—3.30, D, \ominus , 9'. 20.22—21.05, D, \ominus , 8 1/2'.
21. Februar (0) Unruhe bis 18.00. Größere Schwankungen treten nicht auf.
22. Februar (0) leicht bewegt. 1.40—2.57, H, \ominus , 28 γ . 22.39 bis 23.25, H, \ominus , 26 γ .
23. Februar (0) 19.30 bis Ende des Tages unruhig.
24. Februar (0) leicht bewegt. H steigt von 0.21—0.45 um 42 γ . 22.09 Störung. H steigt von 22.09—22.13 um 47 γ , D um 2' und Z fällt um 14 γ .
25. Februar (0) unruhig. Zwischen 11.00 und 16.00 Amplitude bei H 68 γ , bei D 18' und bei Z 76 γ . 17.42—18.10, H, \ominus , 66 γ .
26. Februar (0) leichte Unruhe. Von 12.00—17.00 schnelle Bewegung geringen Ausmaßes. 19.30—20.25, H, \ominus , 54 γ . Z fällt von 19.29—19.40 um 22 γ .
27. Februar (0) geringe Bewegung.
28. Februar (0) leicht bewegt. 21.56—22.45, D, \ominus , 6 1/2'.
29. Februar (0) unruhig. Variationen gering. 15.40—17.00, D, \ominus , 13'.
1. März (0) Geringe Unruhe bis 18.00.
2. März (0) Unruhe während des ganzen Tages.
3. März (0) leicht bewegt. 21.12—22.10, H, \ominus , 33 γ ; 21.15 bis 22.00, D, \ominus , 3 1/2'; 21.15—22.00, Z, \ominus , 12 γ .
4. März (0) ruhig. 22.48—23.45, H, \ominus , 33 γ .
5. März (0) ruhig.
6. März (0) Geringe Unruhe von 10.00—24.00.
7. März (0) leicht bewegt.
8. März (0) Leichte Bewegung bis 20.00, der Rest des Tages unruhig. D fällt von 20.12—20.48 um 10 1/2'. 21.15—22.50, H, 35 γ ; 22.50—23.40, \ominus , 28 γ ; 23.13—0.45 des folgenden Tages, D, \ominus , 10'.
9. März (0) Stärkere Unruhe noch bis 5.00, der Rest des Tages leicht bewegt. Zwischen 1.00 und 5.00 Ampl. bei D 20', bei H 43 γ .
10. März (0) ruhig.
11. März (0) ruhig.
12. März (0) Ruhig bis 15.00, der Rest des Tages gestört. 15.35—17.10, D, \ominus , 10'; zwischen 20.00 und 23.30 Ampl. bei H 99 γ , bei D 18' und bei Z 68 γ .
13. März (0) geringe Unruhe.
14. März (0) leicht bewegt.
15. März (0) ruhig.
16. März (0) leicht bewegt. Zeitweilig auftretende Elementarwellen.
17. März (0) ruhig.
18. März (0) ruhig.
19. März (0) unruhig. Stärkere Bewegung von 15.00—24.00. D und H zwischen 18.00 und 20.00 sin-förmig, Ampl. bei 13' und bei H 50 γ .
20. März (0) unruhig. H steigt von 11.57—12.51 um 64 γ . 17.55—19.20, H, \ominus , 52 γ ; 17.45—19.20, D, \ominus , 13 1/2'.
21. März (0) leichte Unruhe.
22. März (0) leicht bewegt. 19.40—21.20, D, \ominus , 13 1/2'.
23. März (1) Ruhe bis 6.30, der Rest des Tages gestört, hauptsächlich die Stunden von 20.00—24.00. Von 20.36—21.06 fällt D um 22'. H fällt von 21.12—23.33 um 147 γ . Zwischen 23.00 und 0.30 des folgenden Tages D, H und Z sin-förmig, mit Amplituden bei D bis 21', bei H bis 165 γ und bei Z bis 58 γ .
24. März (2) gestört. Die Schwankungen nehmen bis 13.00 kein größeres Ausmaß an, folgen aber während der Stunden 7.00—13.00 schnell aufeinander. Es folgt dann ein magnetischer Sturm. Gesamtamplituden zwischen 14.00 und 22.00 bei D ca. 120', bei H ca. 2100 γ und bei Z ca. 600 γ .
25. März (2) gestört. Fortsetzung des Sturmes. Zwischen 0.00 und 3.00 Ampl. bei D ca. 100', bei H ca. 525 γ , bei Z ca. 300 γ . Die Variationen folgen einander weiter sehr schnell und erreichen bis ungefähr 11.00 noch immer Amplituden bis ca 35' bei D. 250 γ bei H und ca 75 γ bei Z. Zwischen 15.00 und 19.00 tritt eine gewisse Beruhigung ein. 20.00—24.00 Ampl. bei D ca. 50', bei H ca. 240 γ , bei Z ca. 140 γ .

Prof. Dr. R. Bock.

Zeitablenkgerät mit Gastriode

Zum Oszillographieren des zeitlichen Verlaufs einer Spannung bedient man sich meist eines Spannungserzeugers, der eine zeitproportionale Ablenkung des Kathodenstrahles in der Braunschen Röhre bewirken soll. Man wendet also eine sägezahnförmige Spannung an, die nach einer der Ablenk- oder „Kipp“frequenz entsprechenden Zeit auf den Anfangswert zurückspringt („kippt“), um dann wieder anzusteigen.

Im folgenden soll die Anwendung einer gasgefüllten Dreipolröhre (Gastriode) für die Zeitablenkung kurz beschrieben werden. Im Gegensatz zu den üblichen Glimmlampen ist diese Art Röhren mit einem Gas gefüllt, das eine sehr kurze Deionisierungszeit hat und daher wesentlich höhere Ablenkfrequenzen bis etwa 150 kHz zu erzeugen gestattet. Höhere Frequenzen lassen sich dann nur noch mit Schaltungen herstellen, die ausschließlich Hochvakuumröhren verwenden, aber meist einen größeren Aufwand erfordern.

Ein Kondensator (C_F Abb. 1) wird über einen Widerstand (R_L) soweit aufgeladen, bis der Zündpunkt der parallel geschalteten Gastriode erreicht ist. Die Größe des Zündspannungsbedarfs ist abhängig von der Höhe

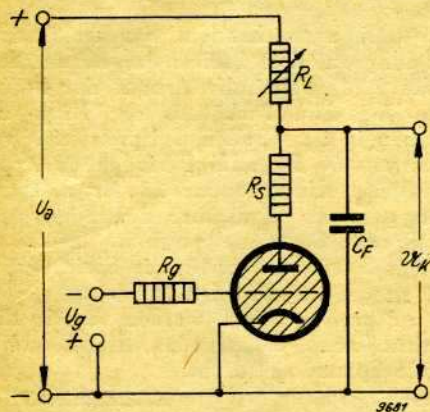


Abb. 1. Prinzip des Kippgerätes mit Gastriode

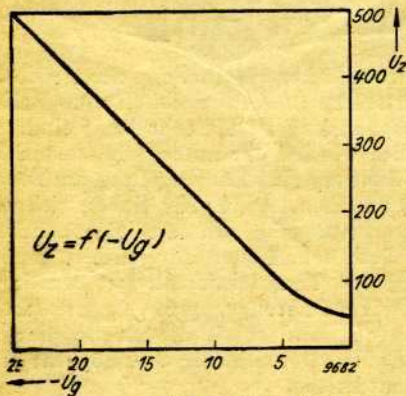


Abb. 2. Zündspannung in Abhängigkeit der Gittervorspannung einer Gastriode

der negativen Gittervorspannung der Gastriode. Je geringer sie ist, um so kleiner wird die nötige Zündspannung sein (Abb. 2). In dem Moment, wo der Zündpunkt erreicht ist, tritt ein Durchschlag in der Röhre ein; durch die hierbei auftretende Gasionisation ist der Anodenstrom ganz beträchtlich größer als bei Hochvakuumröhren. Der innere Widerstand wird jetzt fast zu Null, die Röhre wirkt als Schalter, und der Kondensator wird bis zur Löschespannung entladen. Um zu verhindern, daß der Anodenstrom über den zugelassenen Wert ansteigen kann, der eine Zerstörung der Röhre zur Folge hätte, wird in die Anodenleitung ein Schutz-

widerstand R_s zur Strombegrenzung eingeschaltet. Die an diesem Widerstand abfallende Spannung ist, unter Vernachlässigung des sehr geringen Innenwiderstandes der gezündeten Gastriode, die Kippscheitelspannung U_k . Die Größe der Kippspannung ist aber in Abhängigkeit der Ablenkempfindlichkeit der verwendeten Braunschen Röhre zu dimensionieren. Bezeichnet man den Scheitelwert des Anodenstromes der Gastriode mit $I_{a \max}$, so ergibt sich die Größe des Schutzwiderstandes zu

$$R_s = \frac{U_k (V)}{I_{a \max} (A)} (\Omega) \dots \dots \dots (1)$$

Unterhalb der Löschespannung (U_L) kommt keine Entladung mehr zustande; die Ionisation des Gases hört sehr plötzlich auf, der Anodenstrom wird Null und nach der kurzen Zeit, die zur Deionisation des Gases notwendig ist, wird die Steuerwirkung des Gitters wieder wirksam. Der zeitliche Verlauf der so erhaltenen Spannung hat die Form von Sägezähnen (Abb. 3), wobei die Fre-

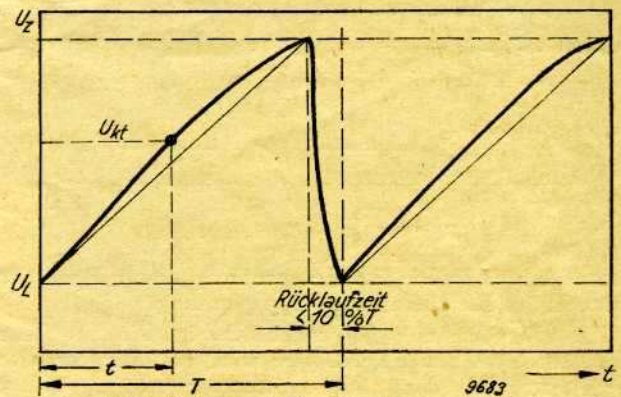


Abb. 3. Zeitlicher Verlauf der Spannung an C_F

quenz von den Zeitkonstanten (C_F und R_L) abhängig ist. Die Größe der Kippspannung ist durch die Differenz zwischen Zünd- und Löschespannung gegeben und kann demgemäß durch Verändern der Gittervorspannung geregelt werden (vgl. Abb. 2). Die Größe des Kondensators C_F wird aus der Zeitkonstantenbeziehung ermittelt.

$$T = \frac{1}{f} = R_L \cdot C_F = \frac{U_k}{i} \cdot C_F$$

$$C_F = \frac{i (A)}{f \cdot U_k (V)} (F) \dots \dots \dots (2)$$

Hierbei ist i der mittlere Aufladestrom des Kippkondensators im schwingenden Zustand. Diese Formel ist für die niedrigen Frequenzen ziemlich genau, weicht aber bei den hohen beträchtlich ab, da Leitungs- und Röhrenkapazitäten zu berücksichtigen sind, ebenso wie die Entladezeit des Kondensators, die sich nach höheren Frequenzen hin vergrößert. Der Ladestrom i darf nicht zu groß sein, da die Energie des Aufladestromes stoßweise abgeführt wird. Bei zu kleinem Aufladestrom können Kriechströme und die Belastung durch die Ablenkplatten Einfluß auf Linearität und Frequenz der Kippspannung haben.

Im ionisierten Zustand, also wenn die Röhre gezündet hat, werden eine große Menge positiv geladener Ionen von dem negativen Gitter aufgesogen. Der auftretende Gitterstrom muß durch einen Gitterwiderstand R_g eingeschränkt werden, dessen Größe abhängig ist von der größten negativen Gittervorspannung, wobei auch der Scheitelwert der eventuell angelegten Synchronisierungsspannung berücksichtigt werden muß. Man soll R_g aber nicht zu groß wählen, um ein unstabiles Arbeiten der Schaltung zu vermeiden.

Um eine zeitproportionale Ablenkung des Kathodenstrahles zu gewährleisten ist es unbedingt erforderlich,

daß der Spannungsanstieg des Sägezahns linear ist. Das ist bei der beschriebenen Schaltung nicht der Fall, denn der Kondensatorladestrom ist nicht konstant, sondern folgt einer e-Funktion (Abb. 3). Der momentane Aufladestrom ist

$$i_t = \frac{U_a}{R_L} \cdot e^{-\frac{t}{T}} \dots \dots \dots (3)$$

Bezeichnet man die zu einer Ladezeit t gehörende Kondensatorspannung mit U_{kt} und die Dauer der Aufladung mit T , beides in sec, so ergibt sich

$$U_{kt} = U_a \cdot e^{-\frac{t}{T}} \dots \dots \dots (4)$$

Diese Unlinearität beseitigt man durch Ersetzen des Ladewiderstandes durch eine Ladepenthode, die den Aufladestrom konstant hält. Man arbeitet in dem Gebiet der $i_a=f(U_a)$ -Kennlinie, in dem eine Anodenspannungsänderung praktisch fast keine Anodenstromänderung be-

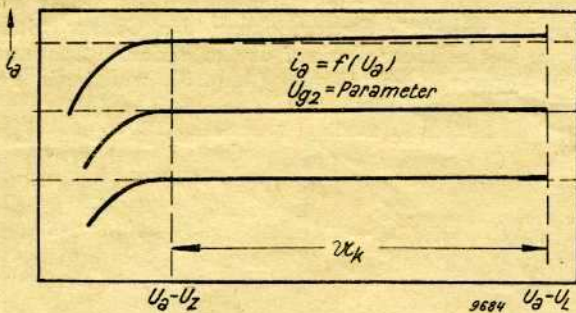


Abb. 4. Arbeitsgebiet der Ladepenthode

wirkt (Abb. 4). Die Anodenspannung dieser Penthode schwankt im Rhythmus der Kippspannung.

Wie aus Gleichung (2) ersichtlich, ist die Frequenz vom Ladestrom abhängig. Dieser wird vorteilhafterweise durch Regeln der Schirmgitterspannung geändert (Abb. 5), was besser ist als eine Regelung der Steuergitterspannung, da man jetzt eine um den Schirmgitterdurchgriff feinere Regelung hat.

Beim Oszillographieren von periodisch verlaufenden Vorgängen ist es angebracht, die Kippfrequenz mit dem

Meßvorgang in Gleichlauf zu bringen. Hierbei soll die Meßfrequenz den Beginn des Durchschlages der Gastriode

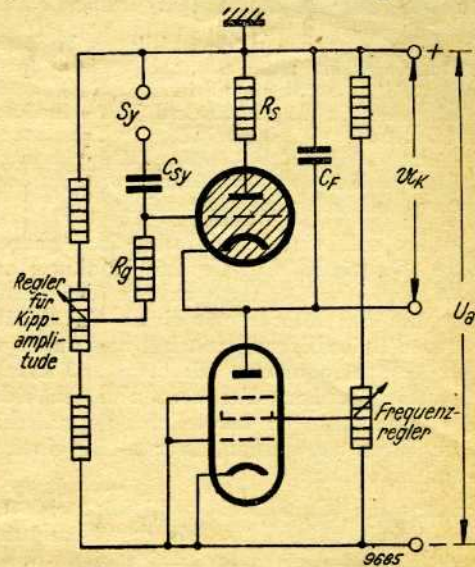


Abb. 5. Kippschaltung mit Ladepenthode

bestimmen. Bei ausreichendem Synchronisationszwang erhält man dann auf dem Schirm der Braunschen Röhre ein stehendes Bild, wobei die Anzahl der beobachteten Kurvenläufe von dem Verhältnis der Kipp- zur Meßfrequenz abhängig ist. Sollen beispielsweise von einer Meßfrequenz von 50 Hz zwei Perioden dargestellt werden, so muß die Kippfrequenz 25 Hz betragen. Die Synchronisierspannung wird über den Kondensator C_{sy} an das Gitter der Gastriode gegeben. Dieser Kondensator soll so groß sein, daß er für die Gleichlaufspannung einen nicht zu großen Widerstand bietet, er darf aber auch nicht zu groß gewählt werden, damit die Kippschaltung nicht einen dämpfenden Einfluß auf die zu untersuchende Spannung ausübt.

H. Eichholz; DE 2650/F
Zeichnungen vom Verfasser

Allstrom-Kurzwellen-Empfänger mit Tonselktion

Der hier beschriebene Empfänger soll vor allen Dingen als Telegraphie-Empfänger Verwendung finden, daher wurde besonderer Wert auf eine gute Tonselktion sowie auf größte Brumfreiheit gelegt. Der Schwingungseinsatz ist auf allen Bändern sehr weich, und das Gerät läßt sich, selbst wenn es nur an 110 Volt angeschlossen ist, auch noch unterhalb 10 m leicht zum Schwingen bringen. Der Rauschpegel im Schwebungsempfang ist trotz der ausgezeichneten Verstärkung gering. Das Gerät ist mit den stromsparenden 50 mA Röhren VF 7, VCL 11 und VY 2 bestückt (vergl. Abb. 1). Die DKE-Röhre VCL 11 wurde verwendet, weil der Vierpolteil dieser Röhre, wenn nur eine geringe Leistungsabgabe benötigt wird, die gleiche Empfindlichkeit hat wie die Hochleistungsendröhre VL 4 und daher mit zu den empfindlichsten Typen gezählt werden kann. Der Vierpolteil der VCL 11 sowie die VL 4 benötigen für 50 mW Sprechleistung eine Gitterwechselspannung von nur 0,4 Volt eff. Der Anodenstrom der VCL 11 beträgt nur 12 mA, der der VL 4 dagegen 45 mA. Da sich aber 12 mA viel leichter als 45 mA sieben lassen, bei 110 Volt der Spannungsabfall bei 12 mA nicht so kritisch wird, und der Klirrgrad bei einem Telegraphie-Empfänger keine Rolle spielt, wurde für die VCL 11 entschieden.

Vom Verfasser wurden die verschiedensten Versuche angestellt, um eine gute Tonselktion zu erreichen. Es mußte jedoch festgestellt werden, daß man bei den

meisten gebräuchlichen Methoden eine erhebliche Einbuße an Lautstärke in Kauf nehmen muß und die dabei erzielten Resonanzkurven oft sehr breit sind. Es wurde deshalb ähnlich wie bei der unter dem Namen Tonaudion bekannten Schaltung eine Entdämpfung des Tonselektionskreises vorgenommen. Nunmehr ließen sich ohne jeden Lautstärkenverlust sehr schmale Resonanzkurven erreichen, die auch sehr hohen Ansprüchen genügen. Zur Entdämpfung des Tonselektionskreises wurde der Dreipolteil der VCL 11 herangezogen. P_2 gestattet den Grad der Entdämpfung und somit die Breite der Resonanzkurve einzustellen. Der Schalter S ermöglicht es, die Tonselktion abzuschalten.

Die Induktivität sowohl wie die Parallelkapazität C_{19} der Gitterspule des Tonselektionskreises ergibt sich aus nachstehender Formel:

$$L = \frac{10^{12}}{4 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot C} \text{ Hy}$$

Es ist hierbei C in pF einzusetzen.

Für das Versuchgerät wurde $L = 3,5 \text{ H}$ und $C = 10\,000 \text{ pF}$ gewählt. Dies entspricht einer Frequenz von rund 850 Hertz. Es empfiehlt sich, die Parallelkapazität C_{19} nicht kleiner als 10 000 pF zu wählen, da sich sonst ein zu hoher Scheinwiderstand für die nicht zu sperrenden Frequenzen ergibt und dies natürlich eine schlechte Tonselktion bedeutet. Die Rückkopplungsspule soll sich zur Gitterspule zirka wie 1 : 20 verhalten. Sind keine

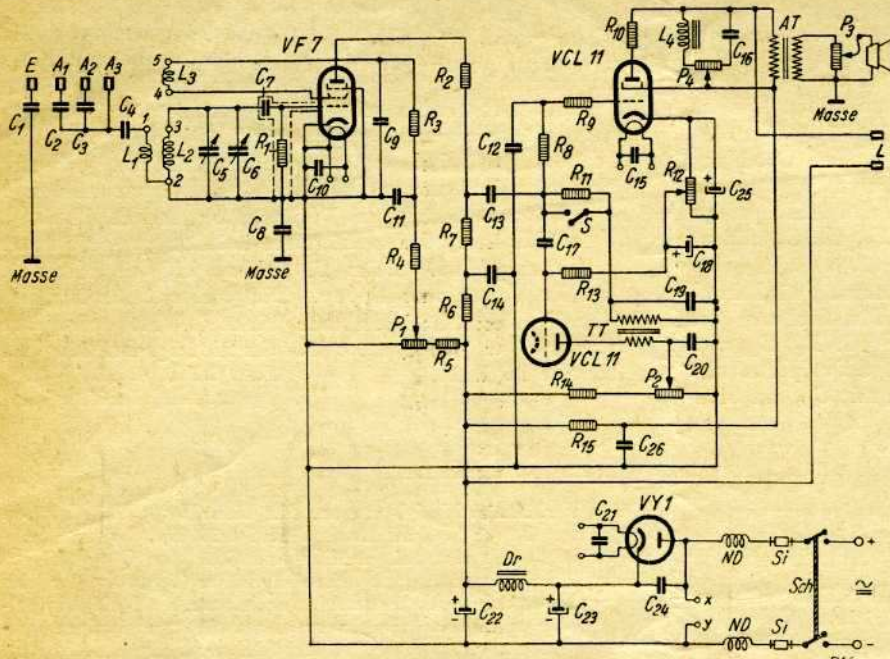


Abb. 1
 $C_1 = 10\ 000\ \text{pF}$; $C_2 = 10\ \text{pF}$; $C_3 = 30\ \text{pF}$; $C_4 = C_1$; $C_5 = 20\ \text{pF}$; $C_6 = 110\ \text{pF}$ mit Rastenscheibe; $C_7 = 50\ \text{pF}$; $C_8 = 0,1\ \text{MF}$; $C_9 = C_8$; $C_{10} = C_1$; $C_{11} = C_8$; $C_{12} = 500\ \text{pF}$; $C_{13} = 2000\ \text{pF}$; $C_{14} = 3\ \text{MF}/350\ \text{V}$ Elektrolytkondensator; $C_{15} = C_1$; $C_{16} = 50\ 000\ \text{pF}$; $C_{17} = C_{12}$; $C_{18} = 25\ \text{MF}$ Elektrolyt 20 Volt; $C_{19} =$ siehe Artikel; $C_{20} = 1\ \text{MF}$; $C_{21} = C_1$; $C_{22} = 8\ \text{MF}$ 400 Volt Elektrolytkondensator; $C_{23} = C_{14}$; $C_{24} = C_1$; $C_{25} = C_{18}$; $C_{26} = C_{14}$;
 $R_1 = 1\ \text{M}\Omega$; $R_2 = 10\ \text{k}\Omega$; $R_3 = R_4 = 50\ \text{k}\Omega$; $R_5 = 60\ \text{k}\Omega$; $R_6 = 25\ \text{k}\Omega$; $R_7 = R_8 = 200\ \text{k}\Omega$; $R_9 = 1\ \text{k}\Omega$; $R_{10} = 300\ \Omega$; $R_{11} = 800\ \text{k}\Omega$; $R_{12} = 350\ \Omega$ Drahtwiderstand mit Abgreifschleife; $R_{13} = 1\ \text{M}\Omega$; $R_{14} = R_7$; $R_{15} = 3\ \text{k}\Omega$;
 $P_1 = 50\ \text{k}\Omega$ lin.; $P_2 = 200\ \text{k}\Omega$ lin.; $P_3 = 15\ \text{k}\Omega$ log.; $P_4 = P_1$; $Dr =$ Netz-drossel 20 H, 25 mA; $ND =$ Kurzwel-lenhochfrequenz-Netz-drossel, 120 mA; $TT =$ Tonselektions-transformator siehe Artikel; $AT =$ Ausgangstransformator 2,5:1; $S =$ Schalter für Tonselektion; $Sch =$ Netzschalter; $Si =$ Netzschaltung 500 mA; $L_4 = 2\ \text{H}$

Kenntnisse vorhanden, wie man Eisenspulen konstruiert, so ist es am einfachsten, wenn eine gute im Handel erhältliche Tondrossel verwendet und eine Rückkopplungsspule zusätzlich angebracht wird. Es ist dabei auf richtigen Windungssinn der anzubringenden Rückkopplungsspule zu achten. Tritt keine Entdämpfung ein, so ist die Rückkopplungsspule umzupolen.

Die induktionsfreien Kondensatoren C_2 und C_3 ermöglichen es, die günstigste Anpassung an die vorhandene Antenne herzustellen. Die Dimensionierung der Abstimm-spulen ist aus Tabelle 1 und 2, der Wicklungssinn aus

Tabelle 1

Spulendaten für 20-, 40-, 80-, 160-m-Band;
 Wicklung nach Abb. 4

Spulendurchmesser für $L_1, L_2, L_3 = 35\ \text{mm}$

Band	Wdg L_1 Draht	Wdg L_2 Draht	Wdg L_3 Draht
160 m	12	0,5	15
80 m	10	0,8	12
40 m	4,5	0,8	9
20 m	2,5	0,8	6

Tabelle 2

Spulendaten für 10-m-Band und kürzer
 Luftspulen, Wicklung nach Abb. 4

Spulendurchmesser für $L_1, L_2 = 10\ \text{mm}$

„ „ „ $L_3 = 15\ \text{mm}$

L_2 in L_3 hineinschieben

Band	Wdg L_1 Draht	Wdg L_2 Draht	Wdg L_3 Draht
10 m	3,5	1,0	8,5
etwa 8 m	2,5	1,0	8
unter 8 m	2	1,0	7

Abb. 2 a und 2 b ersichtlich. Um auf dem 10 m-Band und im Ultrakurzwellengebiet einen weichen Rückkopplungseinsatz zu erhalten, wurde für diese Spulen eine besondere Wicklungsart notwendig. Wie aus Abb. 2 ersichtlich, wird die Gitterspule L_2 in die Rückkopplungsspule L_3 hineingeschoben. Die Rückkopplungsspule liegt in der Schirmgitterleitung. Würde sie in der Anodenleitung liegen, so bestände die Gefahr, daß durch die große Fläche der Spule sich Induktionsbrummen bemerkbar machen kann. Die Regelung des Schwingungseinsatzes erfolgt durch Verändern der Schirmgitterspannung mit P_1 ; R_4, C_{11}, R_3, C_9 beseitigen die Kratzgeräusche des Regel-gliedes und eine evtl. noch vorhandene Welligkeit der Schirmgitterspannung, C_9 muß induktionsfrei sein, da er

gleichzeitig als Rückkopplungsblock wirkt. Wird das Gerät an 110 bis 150 Volt betrieben, so ist R_5 kurz-zuschließen. R_2 und R_8 dienen als Hochfrequenzsperre. Die Ultrakurzwellenseibung der Endstufe erfolgt durch

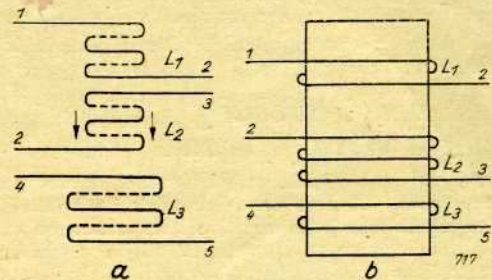


Abb. 2

R_6 und R_{10} . Die Gittervorspannung der Endstufe wird durch R_{12} erzeugt. Gleichzeitig wird an R_{12} eine kleine Vorspannung für den Dreipolteil der VCL 11 abgegriffen. Der Abgriff wird solange verschoben, bis sich durch P_2 die Entdämpfung des Tonselektionskreises am günstigsten einstellen läßt; C_{25} schließt die Kathode der Endstufe

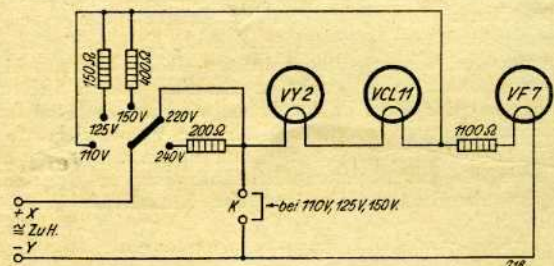


Abb. 3

gegen Minus kapazitiv kurz, C_{18} glättet die Vorspannung für den Dreipolteil der VCL 11. Die Tonblende, bestehend aus L_4, C_{16}, P_4 gestattet ein wahlweises Beschneiden der tiefen oder hohen Töne. Der Kopfhörer wird aus Sicherheitsgründen über einen Ausgangstransformator angeschlossen. Ein Pol der Sekundärspule führt an Masse und es können daher unerwünschte Spannungen zwischen Gehäuse (Masse) und Kopfhörer nicht auftreten. Die Lautstärkenregelung erfolgt durch P_3 .

Um unerwünschte Brummscheinungen zu vermeiden, sind alle Minusleitungen an einen einzigen Punkt zu führen. Die Abschirmung der Gitterkombination ist ebenfalls an

diesem Punkt zu erden. Es empfiehlt sich, alle tonfrequenzführenden Leitungen so kurz wie möglich zu machen und abzuschirmen, da sonst leicht durch Induktion bei oberwellenreichen Netzen Störgeräusche auftreten können.

Der negative Pol ist durch C_1 nur kapazitiv geerdet, da ja damit gerechnet werden muß, daß er Spannung gegen Erde führt. C_4 verriegelt den Minuspol gegen die Antenne. Die Masse ist durch C_3 über den Minuspol geerdet. C_3 ist direkt an C_1 zu legen. C_1 , C_4 , C_3 müssen induktionsfrei sein.

Die durch die VY 2 erzeugte Gleichspannung wird durch die Siebkette C_{23} , Dr. C_{22} gefiltert. Die Siebung der Gleichspannung für das Audion wird durch R_6 , C_{14} vorgenommen. R_{14} setzt die Spannung für den Dreipolteil der VCL 11 herab und wirkt in Verbindung mit C_{20} als Sieb-

kette. Bei Kopfhörerempfang wird der Anodenstrom für die Endstufe durch R_{15} , C_{26} gesiebt, um auf alle Fälle einen brummfreien Empfang zu erreichen; C_{24} , der von der Anode zur Kathode der VY 2 geht, ist für eine einwandfreie Brummentstörung wichtig. Die Netzdrosseln ND sollen aperiodische Kurzwellendrosseln mit geringem ohmschen Widerstand und hoher Belastbarkeit sein, wie sie in Kurzwellensendern Verwendung finden. Abb. 3 gibt die Schaltung des Heizkreises bei den verschiedenen Netzspannungen an. Beim Betrieb an 110 bis 150 Volt Netzen ist K kurzzuschließen. Die Widerstände für den Heizkreis müssen hochbelastbar (zirka 4 Watt) sein. Der Leistungsbedarf des Gerätes ist sehr niedrig. Bei 220 Volt beträgt er 16 Watt.

Horst Gebel, DE 3623/M.

Zeichnungen vom Verfasser

ZEITSCHRIFTENSCHAU

Piezoelektrischer Effekt

Es wird zuerst über die Achsen der Kristalle berichtet, die den piezoelektrischen Effekt zeigen, und die X- und Y-Schnitte besprochen sowie die Schwingungsarten eines Stabes (Längen-, Biegungs- und Drillingschwingungen) beschrieben. Unterlagen für die Berechnung der Ladungsdichte und der Spannung sowie der Eigenschwingung (Dicken- und Längenschwingung) werden angegeben und durch Rechenbeispiele erläutert. Ein weiterer Abschnitt ist den besonderen Quarzschnitten gewidmet, endlich folgt eine kurze Übersicht über die Halterung und den Anschluß von Quarzen, wobei auch die neuere Halterungsart mit aufgebrannten Silberbelägen und angelöteten Zuleitungsdrähten nicht vergessen wurde.

(Dr. Otto Macek in „Auslese der Funktechnik“ 1940, Heft 2, S. 24 ff.)

Frequenzvervielfachung mit hohem Wirkungsgrad

Bei der Frequenzvervielfachung kommt es darauf an, einen kleinen Stromflußwinkel zu erreichen (Zeit im Winkelmaß messen!), weshalb sehr hohe negative Vorspannungen und hohe Steueramplituden angewandt werden. Beim normalen Verdoppler tritt über die Gitter-Anodenkapazität eine Gegenkopplung durch die zweite Harmonische auf, die den Stromflußwinkel vergrößert. Neutralisiert man den Verdoppler, so läßt sich diese Gegenkopplung aufheben und in eine „Rückkopplung“ verwandeln. Durch die andere Phasenlage der auf der zweiten Harmonischen zurückgeführten Spannung wird der Stromflußwinkel verkleinert. Noch verbessern läßt sich der Wirkungsgrad der Anordnung, wenn man der den Verdoppler steuernden Wechselspannung eine Zusatzspannung der dritten Harmonischen überlagert, da bei richtiger Phasenlage sich dann eine Schwingungsform mit stark ausgeprägten Spitzen ergibt, die eine Verminderung des Stromflußwinkels und eine Vergrößerung des Wirkungsgrades ermöglicht. Es ist möglich, eine Steigerung des Wirkungsgrades in der Größenordnung bis zu 10% zu erzielen, so daß nicht unerheblich größere Leistungsentnahme möglich wird. In der Praxis wird zwischen die Anode der Steuerstufe und das Steuergitter der Verdopplerstufe ein auf die dritte Harmonische der erregenden Spannung abgestimmter Kreis gelegt, dessen Mittelanzapfung an das „heiße“ Ende des Anodenschwingkreises der Steuerstufe angeschlossen ist.

(High Efficiency Frequency Doubling von Frank C. Jones, W 6 AJF in „Radio“ 1939, April, S. 13 ff.)

Paralleldraht-Leitungen als Abstimmeelemente

Bei sehr hohen Frequenzen lassen sich hohe Kreiswiderstände und hohe Kreisgüteeffizienzen mit Spulen und Kondensatoren praktisch nicht mehr verwirklichen, weshalb man gern zu $\lambda/4$ -Leitungen als Abstimmeelementen übergeht. Für gewöhnlich wird ein Verhältnis von 3,6 zu 1 für Abstand der Leitungen zu Radius eines Leiters als bester Wert angegeben, allerdings sind dabei einige Faktoren vernachlässigt worden. Zur Erzielung eines Höchstwertes der Güte muß vielmehr

dieses Verhältnis 6,186 betragen. Mit einer Doppelleitung von $\lambda/4$ Länge, 1,2 engl. Zoll Abstand und 0,39 Zoll Leiter-Durchmesser z. B. läßt sich bei 60 MHz eine Güte von $Q = 1317$ erzielen, ein Wert, der ganz erheblich höher liegt als der mit einem der üblichen Abstimmkreise erzielbare. Soll die Doppelleitung für maximalen Eingangswiderstand dimensioniert werden, so ist ein völlig abweichendes Verhältnis von Abstand zu Leiterradius erforderlich, und zwar ergibt der Wert 20,96 die höchsten Werte. Bei 60 MHz kann man z. B. mit einer $\lambda/4$ -Doppelleitung bei 1,81 Zoll Abstand und 0,173 Zoll Durchmesser einen Eingangswiderstand von 477 420 Ω erzielen. In der Arbeit werden neben Kurven für die Varianten von Q unter verschiedenen Bedingungen auch noch Kurven für die zur Verlängerung kürzerer Doppelleitungen erforderlichen Kapazitätswerte angegeben und die dann herrschenden Verhältnisse besprochen, die u. a. in der Praxis durch die von Röhren herührende kapazitive Belastung sich ergeben, Formeln für die Berechnung bilden den Beschluß.

(„Transmission Lines as Circuit Elements“ von E. H. Conklin, W 9 BNX in „Radio“ 1939, April, S. 43 ff.)

Steuersender variabler Frequenz und 100 kHz-Standard

Einleitend werden die Forderungen genannt, die das Ziel der Entwicklung bilden sollten. Der Steuersender soll alle Amateurbänder von 3,5 bis 30 MHz bestreichen, wie ein hochwertiger Frequenzmesser gebaut sein, dem X-Schnitt-Quarz hinsichtlich Stabilität und Ton überlegen sein und eine verlässliche Kontrolle der Eichung ermöglichen. Schließlich ist beabsichtigt, die Steuersender-Einheit an einen druckknopf-gesteuerten Steuersender anzukoppeln, wobei er auf dem Bedienungsplatz untergebracht werden muß. Als weitere Forderungen für den Oszillator ergeben sich dann die Verwendung einer stabilisierten Anodenspannung, wozu eine Schaltung mit zwei Hochvakuumröhren in der bekannten Weise dient, große mechanische Stabilität und Freiheit von Vibrationen, was durch entsprechenden Aufbau gesichert wird, Kompensation von Temperaturschwankungen, zu welchem Zwecke in den Schwingkreis zusätzlich ein Festkondensator mit negativem Temperaturkoeffizienten eingeschaltet ist. Schließlich ist noch zu verlangen, daß Laständerungen ohne Einfluß auf die Frequenz bleiben, was durch Anwendung einer gitterstromlos arbeitenden „A“-Verstärkerstufe nach dem Oszillator zu erreichen ist, und vollständige Schirmung gegen äußere Einflüsse notwendig. Als Steuerröhre findet eine normale Empfänger-Dreipolröhre (6 J 5) in Dreipunktschaltung (hochgelegte Kathode) Verwendung, an deren Kathode das Steuergitter der nachfolgenden „A“-Verstärkerstufe mit einer Vierpolröhre (6 V 6) von etwa 11 Watt max. Verlustleistung angekoppelt wird (Gittervorspannung durch Kathodenwiderstand), in deren Anodenkreis eine Hochfrequenzdrossel liegt. Es folgt eine 18 Watt-Vierpolröhre (6 L 6), deren Anodenkreis auf 3,5 MHz abgestimmt ist, während der Oszillator auf 1,75 MHz schwingt. Zur Frequenzkontrolle wird ein normaler Oszillator mit Fünfpolröhre und einem für 100 oder 1000 kHz umschaltbaren Quarz verwendet.

(„A Combined V. F. O. and 100-KC. Standard“ von Robert M. Stephens, W 1 JLT in „Radio“ 1940, März, S. 17 ff.)

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

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