

# MITTEILUNGEN DES DEUTSCHEN AMATEUR-SENDE- UND EMPFANGS-DIENSTES e. V.

MAI/JUNI 1940

(DASD e.V.)

HEFT 5/6



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

## Zur Frage des Entwurfes von Kurzwellen-Superhets

Von ROLF WIGAND

Der in weitesten Kreisen bestehende Wunsch nach besseren Kurzwellenempfängern — speziell für den Telegraphieempfang — gibt Veranlassung, nach der Veröffentlichung praktischer Vorschläge zu diesem Thema<sup>1)</sup> einmal eine Zusammenstellung der Hauptgesichtspunkte zu bringen, die beim Entwurf derartiger Geräte beachtet werden müssen. Da größere Empfänger hohe Empfangsempfindlichkeit (bzw. Verstärkung) mit großer Trennschärfe verbinden sollen, werden vor allen Dingen quantitative Unterlagen für die Planung gegeben und die physikalisch bedingten Grenzen aufgezeigt.

Die Empfindlichkeit eines Empfängers, d. h. diejenige Spannung, die man ihm eingangsseitig zuführen muß, um am Ausgang eine bestimmte Tonfrequenzspannung (bzw. -leistung) zu erhalten, könnte theoretisch beliebig hoch getrieben werden, wenn nicht der durch die quantenhafte Teilung des Elektronenstromes bedingte „Schroffeffect“ der Röhren und das Wärmerauschen des ersten Kreises [1], [2], [3], [4]\* der Verstärkung eine Grenze setzen würden (von atmosphärischen Störungen sei hier abgesehen). Es ist klar, daß eine Verstärkung keinen Sinn mehr hat, wenn das Signal „im Rauschpegel des Empfängers versinkt“, und man wird bei Telegraphieempfang im Dauerbetrieb fordern müssen, daß die Empfangsspannung etwa das Dreifache der Rauschspannung beträgt. Nimmt man an, daß in erster Linie der erste Abstimmkreis und die erste Röhre für das Rauschen bestimmend sind [4], so ergibt sich also aus der am Ausgang eines Empfängers geforderten Spannung einerseits und der zu erwartenden Rauschspannung am Eingang andererseits die aufzubringende Gesamtverstärkung, deren Überschreitung keinen Sinn mehr hat. Die Rauschspannung läßt sich mit der für den Entwurf vollauf ausreichenden Genauigkeit berechnen zu

$$U_r = 126,6 \cdot 10^{-12} \sqrt{R \cdot B} \dots (1)$$

In dieser Formel ist  $B$  die Bandbreite der gesamten Wiedergabekurve des Empfängers (Frequenzgang über das ganze Gerät berücksichtigen!), während durch  $R$  der sogenannte Ersatzrauschwiderstand [3] gekennzeichnet ist.  $B$  ist in Hz und  $R$  in Ohm einzusetzen, die Formel (1) gilt für eine Temperatur von 20° C. Man kann mit guter Annäherung den Rauschwiderstand eines Kreises dessen Resonanzwiderstand gleichsetzen, also annehmen, daß der Kreis ebenso stark rauscht wie ein Ohmscher Widerstand von der Größe des Resonanzwiderstandes [3]. Da im Kurzwellengebiet die Röhren einen Eingangswiderstand  $R_e$  (zwischen Gitter und Kathode) aufweisen, der u. U. in die Größenordnung des Kreiswiderstandes kommen kann, muß man auch diesem Falle Rechnung tragen [3]. Der gesamte Widerstand, der in Formel (1) einzusetzen ist, wird durch

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_k} + \frac{1}{R_e} \dots (2)$$

( $R_k$  = Resonanzwiderstand des ersten Kreises ohne ange-

<sup>1)</sup> Vgl. „CQ“ 1940, Heft 1/2.

\* Die in [ ] gesetzten Zahlen beziehen sich auf das Schrifttumsverzeichnis am Schluß der Arbeit.

schaltete Röhre) bestimmt, sofern  $R_k$  praktisch den gesamten Widerstand bestimmt,  $R_e$  also viel größer als  $R_k$  ist. Wird andererseits der gesamte Eingangswiderstand des Gerätes vorwiegend durch  $R_e$  bestimmt, wenn also  $R_k$  erheblich größer als  $R_e$  ist, so muß man den zwei- bis dreifachen Betrag des aus (2) ermittelten Wertes in Ansatz bringen. Auch für Röhren läßt sich ein sogenannter „äquivalenter Rauschwiderstand“  $R_a$  angeben, der zwischen Gitter und Kathode einer ideal rauschfreien Röhre geschaltet die gleiche Rauschspannung liefern würde wie die Röhre (umgerechnet auf deren Gitter). Die Summe von  $R$  und  $R_a$  ist zur Ermittlung der Rauschspannung in die Formel (1) einzusetzen.

Um die Rauschspannung nun also wirklich ausrechnen zu können, muß man die Bandbreite  $B$  des Empfängers, den Resonanzwiderstand des ersten Kreises  $R_k$ , den Eingangswiderstand  $R_e$  der an erster Stelle zu verwendenden Röhre sowie deren äquivalenten Rauschwiderstand  $R$  kennen. Hinsichtlich der Bandbreiten werden an Telegraphieempfänger völlig andere Forderungen gestellt als an Telephonieempfänger und zwar sind die Bandbreiten durchweg erheblich geringer. Beim Telephonieempfänger rechnet man mit 4 bis 12 kHz Bandbreite, wohingegen für den Telegraphieempfänger im Extremfall eine Bandbreite der Größenordnung 100 Hz (Quarzfilter, Tonselktion) in Betracht kommt. Nachstehend sind die Bandbreiten für einige charakteristische Fälle zusammengestellt. Dabei muß berücksichtigt werden, daß in einem Empfänger mit normalem Niederfrequenzteil die Bandbreite vorwiegend durch die Selektionsmittel des Zwischenfrequenz-Verstärkerteils festgelegt ist. Bei einem Zwischenfrequenzverstärker mit Quarzfilter liefert die Selektion der einfachen Kreise und Bandfilter gegenüber dem Quarzfilter selbst keinen nennenswerten Beitrag zur Gesamtselektion, ebenso wie in einem mit normalem Hochfrequenzverstärker aufgebauten Gerät mit Tonselktion, deren Selektion (Bandbreite) praktisch allein bestimmend ist. In Anbetracht der Möglichkeit, bei Verwendung eines Quarzfilters Einzeichenempfang durchzuführen, ist die Rolle der Tonselktion im Superhet von untergeordneter Bedeutung, außer wenn es sich um die Erzielung ganz extrem hoher Selektionsziffern handelt, die jedoch die Bedienung des Gerätes und die Aufnahme hoher Telegraphiertempi erschweren.

Tabelle I

Gerätetype	Bandbreite (Hz)
Normaler ZF- und NF-Verstärker	1000...5000
ZF-Quarzfilter, NF normal:	
ZF = 468 kHz .....	50...100
ZF = 1500 kHz .....	150...300
ZF-Verstärker normal,	
NF-Tonselktion F 285 .....	140...170
D 125 .....	230
D 42 .....	160



Für die Tonselktion sind dabei normale handelsübliche Drosseln mit Spezialeisenkern (F 285) bzw. Normaleisenkern angenommen worden [5] [6].

Die Resonanzwiderstände für Vorkreise wurden auf Grund bekannter Daten für Spulen auf keramischem Körper und sehr verlustarme Drehkondensatoren mit keramischer Isolation [7] errechnet, die Kapazität ist zu 100 pF angenommen worden. Für die vier Hauptamateurbänder sind folgende (abgerundeten) Werte in Ansatz zu bringen:

Tabelle II

Frequenz (MHz)	Resonanzwiderstand $R_k$ (k $\Omega$ )
3,5	110
7	75
14	55
28	40

Über die äquivalenten Rauschwiderstände von Röhren finden sich in der Literatur verstreut eine Reihe von Daten, auch werden vereinzelt von den Röhrenherstellern Werte mitgeteilt, eine Zusammenstellung, die durch einige berechnete Werte [3] ergänzt ist, wurde nach Röhrentypen geordnet.

Tabelle III

Röhrentype	Äquivalenter Rauschwiderstand $R_d$ (etwa k $\Omega$ )
EF 14	0,85 (berechnet 1,37)
EF 50 (HF-Verst.)	1
EF 13	2,5 (berechnet 3,5)
EF 8	3,2
EF 50 (Mischr.)	4
EF 6	5,5 (berechnet)
SF 1a	6,7 (berechnet)
EF 9	6,9 (berechnet)
EF 11	7,6 (berechnet)
4672	8,4 (berechnet)
EF 5	15
ACH 1 (ECH 11)	50
AH 1	100

Die Type EF 50 ist eine z. Z. in Deutschland nicht erhältliche Fünfpolröhre hoher Steilheit, die speziell für Fernsehwecke entwickelt wurde und als Allglasröhre ausgeführt ist, die Type 4672 ist eine Knopfröhre (Fünfpol-Schirmröhre) holländischer Herkunft (ähnlich den amerikanischen „Acorn“-Röhren). Die übrigen Typen dürfen wohl als bekannt vorausgesetzt werden [8], [9], [10], [11].

Die nachstehend zusammengestellten Daten für den Eingangswiderstand verschiedener Röhrentypen bei den Amateurband-Frequenzen entstammen teils der Literatur [3], teils Angaben von Röhrenherstellern; wo Angaben nur für eine Frequenz erhältlich waren, sind die anderen Werte unter Berücksichtigung der Tatsache errechnet worden, daß der Eingangswiderstand proportional dem Quadrat der Wellenlänge ist.

Tabelle IV

Type	Eingangswiderstand $R_e$ (k $\Omega$ ) für			
	3,5 MHz	7 MHz	14 MHz	28 MHz
EF 14	> 500	250	62	15,5
EF 50	> 500	400	100	25
EF 8	> 500	> 500	145	38
EF 6	> 500	> 500	145	47
SF 1a	> 500	> 500	272	68
EF 9	> 500	460	112	30
EF 11	> 500	340	80	22
4672	> 500	> 500	> 500	220
EF 5	> 500	> 500	175	55
EK 2	> 500	> 500	145	47
AH 1 (Mischr.)	336	84	21	5,7

Interessant ist, daß Fünfpolröhren als Mischröhren im allgemeinen kleinere äquivalente Rauschwiderstände haben als die Spezialmischröhren, wie Achtpol- oder Sechspolröhren. Andererseits weisen sie eine größere Mischsteilheit auf. Das Rauschen beträgt für eine Fünfpolröhre in der Mischstufe rund viermal so viel wie bei Anwendung als normaler Hochfrequenzverstärker, während bei günstig gewählter Oszillatorwechselspannung die Mischsteilheit in der Größenordnung von  $\frac{1}{2}$  bis  $\frac{1}{3}$  der statisch gemessenen Steilheit liegt. Bei den steilen Spezialröhren ist daher eine größere Mischsteilheit zu erwarten, als sie mit den üblichen Mischröhren erzielt werden kann. Infolge der additiven Mischung bei Fünfpolröhren ist allerdings die Störanfälligkeit (Quermodulation, Oberwellenüberlagerung usw.) größer als bei den modernen, multiplikativ mischenden Mehrgitterröhren [12]. Zumindest erfordern die Fünfpol-Mischröhren (mit getrenntem Überlagerer!) die Anwendung von Vorstufen zur Erzielung hinreichender Vorselektion.

Aus den bisherigen Ausführungen geht weiterhin hervor, daß das Rauschen normaler Mischröhren ganz erheblich höher liegt als das von Fünfpolröhren, so daß es sich empfiehlt, als erste Röhre eines Gerätes eine Fünfpolröhre anzuwenden, um den Rauschpegel hinreichend klein zu halten. Bei nicht zu geringer Verstärkung in der Vorstufe kommt man zu Werten, die das Rauschen des zweiten Kreises und das der Mischröhre als vernachlässigbar erscheinen lassen, nur in Sonderfällen wird man eine zweistufige Vorverstärkung mit Fünfpolröhren benötigen.

Für das Rauschen des ersten Kreises ist noch die Antenne zu berücksichtigen, da ja deren Ankopplung den ersten Kreis bedämpft. Ist der gesamte Eingangsauswiderstand (d. h. Kreis mit angekoppelter Antenne) parallel zum Eingangswiderstand der Röhre) erheblich größer als der äquivalente Rauschwiderstand der ersten Röhre, so ist durch Vergrößerung des ersteren im Interesse einer Eingangsspannungserhöhung praktisch am Verhältnis der Signalspannung zur Rauschspannung nichts zu ändern, nur wenn der äquivalente Rauschwiderstand erheblich größer als der Eingangsauswiderstand ist, wird durch Erhöhung des Kreiswiderstandes das erwähnte Verhältnis verbessert [3]. Die beste Spannungsverstärkung von der Antenne zum ersten Kreis erhält man ja bekanntlich, wenn der Kreis durch die Antenne auf den doppelten Wert bedämpft wird, was der Fall ist, wenn das Übersetzungsverhältnis gleich der Wurzel aus dem Widerstandsverhältnis wird. Nicht immer wird man diese Optimumbedingung einhalten können; wenn nämlich Einknopf-abstimmung gewünscht wird, müssen evtl. gewisse Verluste in Kauf genommen werden (vgl. u. a. [13]).

Mit dem bisher Besprochenen liegen die Grenzen für die mit Nutzen anwendbare Verstärkung fest, es wäre also noch zu entscheiden, wie ihre Verteilung auf Hochfrequenz-, Zwischenfrequenz- und Niederfrequenzverstärker zu erfolgen hat. Die Hochfrequenzverstärkung (vor der Mischröhre) soll hoch sein, damit man mit Sicherheit den Rauschpegel der letzteren vernachlässigen kann. Im Niederfrequenzteil braucht man kaum eine hohe Verstärkung anzuwenden, um so mehr als im Zwischenfrequenzverstärker vielfach zwei Röhren verwendet werden, so daß die ausnutzbare Verstärkung bei normalen Betriebsverhältnissen für gewöhnlich bereits hinter dem Zwischenfrequenzgleichrichter erreicht oder überschritten wird.

Wird selbsttätiger Schwundausgleich (mit großer Zeitkonstante!) angewandt, so sollte man die Vorröhre mit verzögertem Regeleinsatz betreiben, damit sie nicht bereits bei kleinen Signalen zu weit heruntergeregelt und das Rauschniveau des Gerätes zu hoch wird. Die Zwischenfrequenzröhren können ohne verzögerten Regeleinsatz arbeiten, ebenso die zweckmäßigerweise mitzuregelnde Niederfrequenzstufe. Da diese für gewöhnlich eine nicht ausnutzbare hohe Verstärkung aufweist, setzt



man zweckmäßigerweise die ihr zugeführte Wechselspannung an ihrem Eingang 4 zu 1 bis 10 zu 1 herunter. Die Röhre arbeitet mit Ausgangsübertrager direkt auf den Kopfhörer, nur für Lautsprecherempfang ist eine nachgeschaltete Endröhre zu verwenden. Was die Regelung der Vorstufe angeht, so muß man berücksichtigen, daß sich ihre Eingangskapazität im Verlaufe der Regelung ändert und daß dadurch die Abstimmung des Eingangskreises verschoben wird. Da im allgemeinen die rauscharmen und die sehr steilen Regelröhren in dieser Hinsicht ungünstiger sind als normale Fünfpol-Regelröhren, wird man bei Anwendung guter Eingangskreise u. U. auf die rauscharmen Typen verzichten müssen, sofern man nicht das Gitter lose an den Vorkreis ankoppelt und dadurch eine Verminderung der Kapazitätsänderung mit dem Quadrat des Übersetzungsverhältnisses erzielt. Dieses Verfahren der losen Ankopplung kann u. U. auch dann angebracht sein, wenn — insbesondere bei den sehr hohen Frequenzen — der Eingangswiderstand der Röhren zu gering ist und bei Parallelschaltung zum Schwingkreis legeren zu stark bedämpfen würde.

Die Regelspannung für die Mischröhre wird man für gewöhnlich geringer nehmen müssen als die für die anderen Röhren. Der Grund liegt darin, daß neben einer Änderung der Eingangskapazität während der Regelung auch infolge der Stromverteilungsänderung eine Änderung der Kapazität am Oszillatorkreis auftritt, die eine „Frequenzverwerfung“ des Oszillators verursacht. Man kann zwar durch geschickte Schaltungsdimensionierung diesen Einfluß vermindern, jedoch nicht ganz beseitigen. Bei Geräten extrem hoher Trennschärfe, also mit Quarzfilter oder Tonselktion, ist es meist zweckmäßig, die Mischröhre überhaupt nicht zu regeln. Wenn man sich den Luxus zweier Vorstufen erlauben kann, so wird dadurch die Regelfähigkeit erheblich gesteigert.

In diesem Zusammenhange muß noch darauf hingewiesen werden, daß man [3] durch Anwendung einer Stromgegenkopplung, d. h. durch Einschaltung eines nicht oder nur durch eine kleine Kapazität überbrückten Kathodenwiderstandes die durch die Regelung hervorgerufene Kapazitätsänderung vermindern, den Eingangswiderstand der Röhre aber erhöhen kann. Als Beispiele [3] seien einige Werte genannt: Bei 60 MHz hat die EF 5 einen Eingangswiderstand von rund 10 k $\Omega$ , dieser Wert wird auf etwa 31 k $\Omega$  erhöht, wenn man in Serie mit dem normalen, überbrückten Kathodenwiderstand einen Widerstand von 125  $\Omega$  schaltet, allerdings wird dann die Steilheit der Röhre (infolge der Gegenkopplung) von etwa 1,7 mA/V auf etwa 1,4 mA/V erniedrigt. Für 10 m sind im Arbeitspunkt (8 mA Anodenstrom) die Werte 40 k $\Omega$  ohne und etwa 76 k $\Omega$  mit Gegenkopplung. Bei der EF 50 ändert sich die Eingangskapazität im Anodenstromintervall von 10 bis 1 mA bereits um rund 1,2 pF, während durch Einschaltung eines Kathodenwiderstandes von 25  $\Omega$  parallel zu einem 50 pF-Kondensator knapp 0,5 pF Kapazitätsänderung übrig bleiben. Die Erhöhung des Eingangswiderstandes ist auch bei der EF 50 in ähnlicher Größenordnung. Für andere Röhren liegen bedauerlicherweise z. Zt. keine Unterlagen vor, doch wird man zumindest die Kapazitätsänderung und ihre Verminderung bei Gegenkopplung unschwer größenordnungsmäßig messen können.

Bevor auf die Fragen der Trennschärfe näher eingegangen wird, möge noch kurz über die Größenordnung der in den einzelnen Stufen des Empfängers erzielbaren Verstärkung berichtet werden. Bei den in Hochfrequenz- und Zwischenfrequenzverstärkern sowie in der Mischstufe angewandten Mehrgitterröhren, die alle sehr hohe Innenwiderstände haben, kann man ohne beträchtlichen Fehler die Verstärkung aus Steilheit (mA/V) mal Resonanzwiderstand (k $\Omega$ ) des Anodenabstimmkreises errechnen. Für die Vorstufen gelten die Werte der Tabelle II, während in der nachstehenden Tabelle V einige charakteristische Daten für erreichbare Resonanzwiderstände bei Anwen-

dung von Hochfrequenzisen-Haspelkernen (ähnlich den etwa 10 % besseren Rollenkernen [14]) sowie von Kreuzwickelspulen mit Hochfrequenzisen-Abgleichschrauben von 10 mm Durchmesser [14] zusammengestellt sind. Die Bandbreite für einen Einzelkreis errechnet sich dabei zu Frequenz dividiert durch Güte der Spule (die Verluste der Abstimmkondensatoren brauchen bei Überschlagerrechnungen nicht berücksichtigt zu werden, da sie in der Größenordnung von etwa 1/10 der Spulenverluste liegen). Die Tabellenwerte sind abgerundet.

Tabelle V

Frequenz kHz	Induktivität mH	Resonanzwiderst. k $\Omega$	Güte	Bandbreite kHz
468	Haspelkern 0,5 (Litze 3 · 0,07)	310	200	2,34
468	Haspelkern 0,5 (Litze 20 · 0,05)	620	400	1,17
1500	Haspelkern 0,2 (Litze 3 · 0,07)	450	220	6,8
1500	Haspelkern 0,2 (Litze 45 · 0,04)	770	380	3,95
468	Kreuzspule 0,5 (Draht 0,1 mm)	150	100	4,68
1500	Kreuzspule 0,3 (Draht 0,1 mm)	50	100	15

Werden zwei gleichartige Kreise miteinander gekoppelt, so sinkt bei kritischer Kopplung der Eingangswiderstand des so entstehenden Zweikreis-Bandfilters auf die Hälfte, die Bandbreite wird größer als die des Einzelkreises. Man sollte nun denken, daß man für den Aufbau eines derartigen Filters die bestmöglichen Spulen verwenden muß. Gewiß werden dann Verstärkungsgrad und Trennschärfe hoch. Zumal läßt sich letztere erheblich steigern, da man im Zwischenfrequenzverstärker gar nicht die volle Verstärkung der zwei Stufen voll auszunutzen braucht, daher also beträchtlich losere als die kritische Kopplung anwenden kann. Schwierig ist dann nur die praktische Verwirklichung dieses Wunsches. Ein Zweikreis-Kopplfilter ist kritisch gekoppelt, wenn der Kopplungsfaktor gleich der Dämpfung  $d$  ist:

$$\left( d = \frac{1}{Q}; Q = \text{Güte des Kreises} \right).$$

Welche Art der Kopplung dabei angewandt wird, spielt keine Rolle. Nimmt man zunächst einmal an, daß zwischen den „heißen“ Enden beider Kreise, die jeder für sich sorgfältig abgeschirmt seien, ein Kopplungskondensator  $C_k$  liegt und daß die Abstimmkapazitäten beider Kreise gleichgroß ( $= C$ ) sind, so ergibt sich die Kopplung  $K$  zu  $K = \frac{C_k}{C}$ , also  $C_k = K \cdot C$  und wenn  $K = \frac{1}{Q} = d$  ist, so müßte bei  $C = 200$  pF,  $Q = 400$  der Kopplungskondensator  $C_k = \frac{C}{Q} = 0,5$  pF sein! Es gehört nicht viel Phantasie dazu, um sich auszumalen, daß diese Kapazität u. U. bereits durch die Zuleitungen innerhalb des Bandfilters und zu den Röhren überschritten werden kann, wenn man nicht außergewöhnlich sorgfältig abschirmt. Da man aber eine geringere Kopplung als  $K = \frac{1}{Q}$  anwenden will, macht das bei sehr hohen Kreisgüten und verhältnismäßig kleinen Abstimmkondensatoren beträchtliche Schwierigkeiten.

Man geht daher zweckmäßigerweise zu geringeren Gütewerten und (vor allen Dingen) größeren Kondensatoren über. Bei einer Abstimmkapazität von ca. 550 pF und einer Haspelkernspule von 0,2 mH mit einer Wicklung von Hochfrequenzlitze  $20 \times 0,05$  ergibt sich eine Güte in der Größenordnung von 250 für 468 kHz, also eine Bandbreite von rund 2 kHz. Der Resonanzwiderstand eines derartigen Einzelkreises liegt immer noch bei 60 k $\Omega$ , für ein Zweikreisfilter also bei 30 k $\Omega$ , was einer rund 60 fachen Stufenverstärkung entspricht. Dafür ist aber die „kritische“ Kopplungskapazität jetzt 2,2 pF, ein Wert, den man bei richtigem Aufbau leicht erheblich



unterschreiten kann, so daß die übliche lose induktive Kopplung angewandt werden kann. Nach den bei der Entwicklung eines großen Superhets gewonnenen Erfahrungen des Verfassers wählt man zweckmäßigerweise die induktive Kopplung ziemlich viel geringer als erforderlich und stellt dann im fertigen Gerät durch entsprechendes Auseinander- oder Zusammenbiegen der auf ein kurzes Stück parallel miteinander geführten, nicht abgeschirmten Zuleitungen zu den „heißen“ Kreisenden bei heraufgeregelten Röhren die erforderliche Kopplung ein.

Bei der Betrachtung der Trennschärfe eines Superhets ist bekanntlich zu unterscheiden zwischen der Vorkreis-Trennschärfe, die in erster Linie hinsichtlich des Freikommens von Pfeifstellen [12] und unter diesen vor allen Dingen von der Spiegelfrequenz wichtig ist und der Zwischenfrequenztrennschärfe, die bei hohen Frequenzen praktisch ausschließlich für die Trennung eng frequenzbenachbarter Zeichen ausschlaggebend ist. Aus den weiter oben angegebenen Daten für die Zwischenfrequenzkreise (Tabelle V) kann man schließen, daß bei den normalerweise zur Anwendung kommenden sechs (zweimal drei) Zwischenfrequenzkreisen mit loser Kopplung der Zweikreisfilter die Erzielung einer Bandbreite von 1 bis 1,5 kHz keine nennenswerten Schwierigkeiten bereitet, was ebenfalls mit den praktischen Erfahrungen des Verfassers übereinstimmt.

Immerhin reicht diese Trennschärfe für schwierige Empfangsbedingungen und für Einzeichenempfang noch nicht aus, so daß man entweder zur Anwendung von Tonselektion [5] [6] (s. a. Tabelle I) übergehen muß oder — da diese keinen Einzeichenempfang ermöglicht — zur Rückkopplung in einer (möglichst der ersten) Zwischenfrequenzstufe (die dann natürlich nicht vom Schwundausgleich mitgeregelt wird). Man kann sicher einen etwa fünffachen Gewinn an Kreisgüte durch eine solche Rückkopplung erreichen, eine zehnfache Güteverbesserung der ersten Zwischenfrequenzkreise macht noch keine unüberwindlichen Schwierigkeiten. Man kommt also bei einer Zwischenfrequenz von 468 kHz mit rückgekoppeltem Zwischenfrequenzverstärker unschwer auf Bandbreiten von 300 bis 500 Hz, so daß man bei 468 kHz u. U. sogar auf eine zweite Verstärkerstufe verzichten könnte, während man bei 1500 kHz wohl stets mindestens zwei Stufen braucht. Eine noch weitergehende Trennschärfe-Steigerung ist natürlich mittels Quarzfilters erzielbar (vgl. a. Tabelle I). Dieses bietet gegenüber der Rückkopplung vor allen Dingen den Vorteil, daß man unerwünschte Sender stark benachteiligen kann. (Auf das Verfahren, Zwischenfrequenzkreise gemischt induktiv und kapazitiv zu koppeln und die Kopplungen so gegeneinander auszugleichen, daß für eine Störfrequenz die Kopplung Null wird [15], das auch zur Unterdrückung von Spiegelfrequenzen anwendbar ist, sei hier nur der Vollständigkeit halber hingewiesen.) Zwar kann es vorkommen, daß durch die Anwendung eines Quarzfilters ein Verstärkungsverlust verursacht wird, aber erstens braucht dieser Fall bei richtiger Dimensionierung nicht einzutreten und zweitens hat man, wie schon erwähnt, bei zwei Zwischenfrequenzstufen hinreichend Reserve zum Ausgleich eines Verlustes. Die Erreichung einer genügend hohen absoluten Trennschärfe ist also beim Kurzwellenempfänger lediglich eine Kostenfrage, technisch lassen sich die für schwierigste Betriebsverhältnisse erforderlichen Trennschärfewerte immer erreichen.

Ein Kompromiß hinsichtlich der Wahl der Zwischenfrequenz wird dem Konstrukteur durch die Bedingung aufgenötigt, daß der Empfänger hinreichend „spiegelsicher“ sein muß, d. h. daß durch die Trennschärfe der Vorkreise die Spiegelfrequenzen stark genug abgeschwächt werden, so daß sie keine ins Gewicht fallende Störung mehr hervorrufen können. Darüber allerdings, was „hinreichend“ genannt werden kann, gehen die Meinungen u. U. stark auseinander, so daß wohl am besten einige praktische Werte von Kurzwellengeräten angegeben

werden. Ein amerikanischer Kurzwellensuperhet (National-HRO) mit zwei Hochfrequenzstufen vor der Mischröhre hat bei 14 MHz eine Spiegelfrequenzselektion von 1000, d. h. erst ein tausendmal so starkes Signal auf der Spiegelfrequenz (Empfangsfrequenz plus doppelter Zwischenfrequenz) ergibt die gleiche Lautstärke wie das zu empfangende Zeichen. Für einen kommerziellen deutschen Großempfänger (Telefunken-Spez. 801 Gr) mit einem Frequenzbereich von 1500—23 000 kHz wird für hohe Frequenzen eine Spiegelselektion von 450 angegeben. Das Gerät hat ebenfalls zwei Vorröhren und die Größenordnung stimmt mit der des eben genannten Gerätes überein. Ein zweiter kommerzieller Empfänger (Telefunken-E 390 Gr) für 1500 bis 24 000 kHz mit einer Vorstufe hat eine Spiegelselektion von rund 150 bei den hohen Frequenzen, eine dritte Type (Telefunken-Ae 15) mit einer Vorröhre für 186 bis 508 kHz und 3,7 bis 21,4 MHz weist eine Spiegelselektion von ca. 100 bei hohen Frequenzen auf.

Um die Vorselektion eines Empfängers berechnen zu können, was nach der Formel

$$s = \sqrt{1 + (C \cdot R)^2 \cdot \left(2 \pi \frac{\Delta f}{f}\right)^2 \cdot (f + f_r)^2} \quad (3)$$

erfolgen kann [16], muß man neben dem Kapazitätswert  $C$  auch noch den Resonanzwiderstand  $R$  des Kreises unter Berücksichtigung aller Dämpfungseinflüsse (Antenne, Röhreneingangswiderstand!) sowie die Empfangsfrequenz  $f_r$  und die Spiegelfrequenz  $f$  kennen. Mit  $\Delta f$  ist die Differenz  $f - f_r$  bezeichnet, sie ist also definitionsgemäß gleich der doppelten Zwischenfrequenz. Aus der Formel geht hervor, daß für einen bestimmten Resonanzwiderstand mit einer großen Kapazität ein höherer Vorselektionswert erreicht wird als mit geringer Kapazität, deshalb wird man — selbst wenn die Resonanzwiderstände nicht ganz so hoch werden wie bei kleinen Kapazitätswerten — vielfach im Interesse hoher Vorselektion auf relativ hohe Kapazitätswerte übergehen.

Hier sei noch erwähnt, daß zu hohe Kreiswiderstände im Gebiete hoher Frequenzen u. U. zu Schwierigkeiten hinsichtlich der Stabilität führen können, da der kapazitive Leitwert zwischen Gitter und Anode ( $\omega C_{\text{gla}}$ ) bzw. die Gitter-Anodenkapazität absolut genommen bei steigender Frequenz nach irgendeiner von der Röhrenkonstruktion abhängigen quadratischen Funktion zunimmt [3]. So beträgt z. B. bei der AF 3 diese Kapazität auf den Rundfunkfrequenzen 0,003 pF, bei 28 MHz jedoch ist sie schon auf etwa 0,02 pF (absolut) gestiegen (für 10 MHz beträgt sie Null: sogen. „Selbstneutralisation“). Das Produkt dieses „Rückwirkungsleitwerts“ mit der Steilheit der Röhre und dem Quadrat des wirklich vorhandenen Kreiswiderstandes muß kleiner als 1 bleiben, wenn nicht Selbsterregung der Stufe auftreten soll.

Zur Verbesserung der Vorselektion und damit der Spiegelsicherheit wird vielfach Rückkopplung am Empfänger eingang angewandt, insbesondere wenn die erste Röhre eine Mischröhre ist. Dieses Verfahren liefert zwar gute Werte, hat aber den Nachteil, daß ein besonderer Bedienungsgriff für die Rückkopplung notwendig ist und daß obendrein bei weitgehender Entdämpfung praktisch kein vollkommener Gleichlauf zwischen Eingangs- und Oszillatorkreis aufrechterhalten werden kann, so daß man zusätzlich auch noch eine Abstimmkorrektur bedienen muß. Obendrein wird der das Rauschen (Formel [1]) bestimmende erste Kreiswiderstand durch Rückkopplung vergrößert und somit der an sich schon hohe Rauschpegel noch weiterhin erhöht. Bei Rückkopplung der Mischstufe ist ebenso wie wenn man die an sich durch eine Vorröhre erheblich verbesserte Vorselektion mittels geringer Zusatzrückkopplung noch weiter erhöhen will, Schwundregelung der rückgekoppelten Röhren nicht anwendbar, da beim Herunterregeln ja die Rückkopplung schwächer wird. Soll Schwundausgleich mit zusätzlicher Entdämpfung



des Vorkreises verbunden werden, so ist die Anwendung einer getrennten Röhre für die Entdämpfung (mit entsprechendem Rückkopplungsregler) anzuraten.

Zum Schluß sei noch kurz ein Berechnungsbeispiel gebracht. Bei einem Empfänger, der auf 14 MHz arbeiten soll, sei die Bandbreite 1,5 kHz. Nach Tabelle II ist der Resonanzwiderstand etwa 55 kΩ. Als Vorröhre soll eine EF 11 mit 7,6 kΩ äquivalentem Rauschwiderstand (Tabelle III) und rund 80 kΩ Eingangswiderstand (Tabelle IV) verwendet werden. Der erste Kreis sei an die Antenne optimal gekoppelt, so daß also noch ein Kreiswiderstand von rund 27,5 kΩ bestehen bleibt. Da der Eingangswiderstand der Röhre höher ist, kann man in die Formel (1) also etwa den resultierenden Widerstand von 27,5 parallel zu 80 kΩ oder rund 20 kΩ einsetzen. Damit ergibt sich eine Rauschspannung von etwa 0,7 μV. Die Signalspannung muß also etwa 2 μV betragen, und da man am Kopfhörer von 4 kΩ eine normale Spannung von 1 V (1 · 10<sup>6</sup> μV) benötigt, muß man eine insgesamt rund 500 000fache Verstärkung aufwenden. Mit einer EK 2 als zweite Röhre, die bei 14 MHz einen Eingangswiderstand von 145 kΩ hat (Tabelle IV) und dem Kreiswiderstand von 55 kΩ ergibt sich als Außenwiderstand für die EF 11 rund 40 kΩ, bei 2 mA/V Steilheit daher eine etwa 80fache Hochfrequenzverstärkung, die reichlich genügt, um den Rauschpegel der Mischröhre vernachlässigen zu können. Mit den weiter oben gegebenen Daten für die Zwischenfrequenzfilter (30 kΩ Resonanzwiderstand bei 468 kHz) ergibt sich bei einer Mischsteilheit der EK 2 von 0,5 mA/V eine Mischverstärkung von 15, die Niederfrequenzverstärkung mit EBF 11 sei zu 10 angesetzt (etwa 6 zu 1 abgeschwächt durch zugeordneten Lautstärkenregler), die „Verstärkung“ in der Diodenstufe kann bei günstiger Spannung des Zwischenfrequenzüberlagerers zu 1 eingesetzt werden, so daß diese Stufen zusammen also einen Anteil von 12 000 an der Gesamtverstärkung haben. Für die Zwischenfrequenzverstärkung bleibt dann nur noch eine knapp 42fache Verstärkung übrig, was eine Röhre bequem schaffen würde, wenn man nicht für Reserve sorgen müßte und evtl. noch Störunterdrückerschaltungen anwenden würde. Die Spiegelselektion für die erste Stufe errechnet sich für 14 MHz und 468 kHz Zwischenfrequenz nach (3) zu etwa 23, die für die Mischstufe zu etwa 46, so daß eine über 1000 liegende Spiegelselektion erzielt wird. Die Durchrechnung anderer Beispiele sei dem Leser überlassen.

**Schrifttum**

- [1] H. ROTHE und G. PLATO, Das Rauschen von Empfänger- röhren im Gebiet von 150 kHz bis 15 MHz, I, Tele- funkenröhre 1936, Heft 7, S. 94.
- [2] H. ROTHE und W. ENGBERT, Das Rauschen von Emp- fänger- röhren im Gebiet von 150 kHz bis 15 MHz, Tele- funkenröhre 1937, Heft 11, S. 183.
- [3] M. J. O. STRUTT, Moderne Kurzwellen - Empfangstechnik, Berlin 1939.
- [4] M. ZIEGLER, Das Rauschen von Rundfunkempfängern, Philip's Technische Rundschau, 1938, Heft 7, S. 193.
- [5] ROLF WIGAND, Induktivitäten für Tonselktion, „CQ“ 1937, Heft 12, S. 19.
- [6] ROLF WIGAND, Neue Tonselektionsdrossel, „CQ“ 1938, Heft 8, S. 57.
- [7] Archiv für Kurzwellentechnik und Messen (AKTM), Blatt 001.
- [8] Ebenda Blatt 062.
- [9] Ebenda Blatt 065.
- [10] Ebenda Blatt 086.
- [11] R. WIGAND, Zwerg- röhren, „CQ“ 1937, Heft 12, S. 181.
- [12] R. WIGAND, Der Superhet, Berlin 1936.
- [13] u. a. R. WIGAND, Rundfunktechnik II, Leipzig 1940.
- [14] H. NOTTEBROCK und K. MARQUARDT, Über die Güte von Hochfrequenzspulen mit Siruferkernen, Veröffentlichungen aus dem Gebiete der Nachrichtentechnik, 1939, 2. Folge.
- [15] R. WIGAND in „Fortschritte der Funktechnik“, Bd. 3, S. 40.
- [16] R. WIGAND, Der Schwingkreis, „CQ“ 1937, Heft 4, S. 60.

(Vgl. auch die Schrifttumsverzeichnisse in den angegebenen Veröffentlichungen.)

**Sonnenflecken und Kurzwellen- ausbreitung vom 25. 3. 40 bis 1. 4. 40**

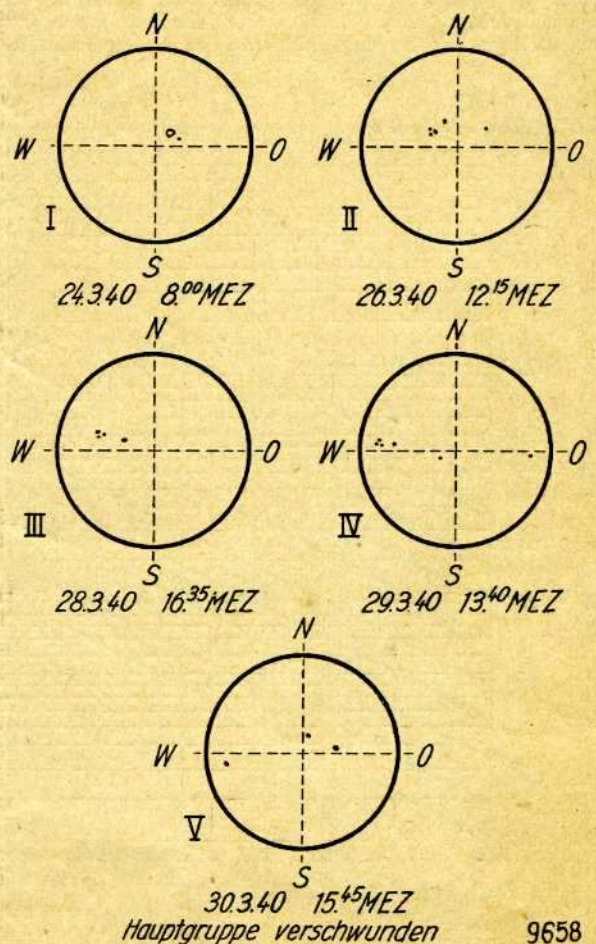
Die DX-Bedingungen auf 14 MHz waren im Monat März 1940 ausgezeichnet, bis plötzlich am 25. 3. 40 abends eine merkliche Verschlechterung eintrat. Während bis zu diesem Tag DX-Stationen aus allen Erdteilen — bis auf Afrika, das sehr schlecht zu hören war — in großen Mengen „hereinkamen“, wurden in der Zeit vom 25. 3. bis 1. 4. 40 nur 11 DX-Stationen (2 PY, 2 VQ 2, je 1: CX, EK 1, W 1, W 3, TA 1, OQ 5, K 6) beobachtet.

Auch auf 7 MHz ging der bisher gute morgendliche DX-Empfang zum selben Zeitpunkt erst schwach, dann stark zurück: 24. 3. 7.54—8.15: 4 DX; 25. 3. 7.25—7.46: 1 DX; 26. 3. 7.35 1 DX; 27. 3.—1. 4.: 0 DX.

Durch das plötzliche Wechseln der Bedingungen wurde ich auf die Sonnenflecken- tätigkeit aufmerksam, die gerade in diesem Zeitraum besonders stark war.

Die Skizzen, die am (umkehrenden!) Fernrohr gemacht wurden, zeigen das Wandern einer größeren Flecken- gruppe, die von Osten nach Westen — mit der Drehung der Sonne um ihre Achse — über die Sonnenscheibe wandert. (Vgl. Abb.)

Bemerkenswert ist, daß die Störungen in der Kurz- wellenlage „mit Verspätung“ beginnen und aufhören, denn die Verschlechterung der Bedingungen setzte erst ein, als die Fleckengruppe schon fast die Mitte der Sonnenscheibe erreicht hatte. Auch dauerte die Emp- fangs- „krise“ noch drei Tage über das Verschwinden der Fleckengruppe hinaus an. Dennoch ist ein Zusammen- hang zwischen dem Auftreten dieser Fleckengruppe und der Kurzwellenkrise unverkennbar. *Zeichnung vom Verfasser Johannes Ahrens, DE 6588/L*





# ZEITSCHRIFTENSCHAU

Ralph P. Glover, „R-f Impedance-matching Networks“, Electronics 1936, Januar, S. 28. Der Verfasser gibt in diesem Artikel Berechnungsunterlagen für die Dimensionierung von Anpassungsfilters der  $\pi$ -Type, wie sie besonders für die Anpassung eines verhältnismäßig hohen Senderausgangswiderstandes an den niedrigen Wellenwiderstand einer Antennenübertragungsleitung zweckmäßigerweise verwendet werden und die in Amateurkreisen unter dem Namen „Collins“ bekannt geworden sind. Die Angaben erstrecken sich sowohl auf die Berechnung der benötigten Eingangs- und Ausgangskapazitäten und der Induktivität, wie

der an den Leitungswiderstand  $R_L$  mittels des Filters anzupassen ist, die anderen Bezeichnungen verstehen sich wohl von selbst. In Abb. 1 b ist gezeigt, wie die Induktivität in zwei gleiche Teile geteilt wird, um zur symmetrischen Art des Filters zu kommen. Um die Möglichkeit zu haben, etwa auftretende induktive oder kapazitive Belastung auszugleichen, empfiehlt es sich, Induktivität sowohl wie Kapazitäten innerhalb gewisse Grenzen beiderseits des Rechenergebnisses variabel zu machen. Für die Berechnung werden folgende einfachen Formeln verwendet:]

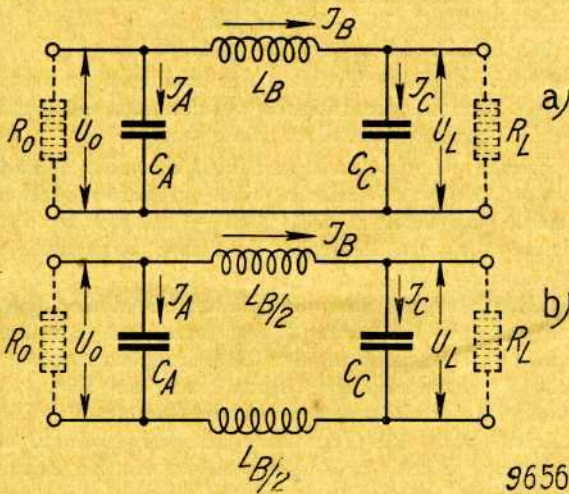


Abb. 1

$$X = \sqrt{R_0 \cdot R_L} \dots (1) \quad U_L = \sqrt{R_L \cdot N} \dots (5)$$

$$C_a = C_c = \frac{1}{\omega X} \dots (2) \quad I_A = \frac{U_0}{X} \dots (6)$$

$$L_B = \frac{X}{\omega} \dots (3) \quad I_c = \frac{U_L}{X} \dots (7)$$

$$U_0 = \sqrt{R_0 \cdot N} \dots (4) \quad I_B = \sqrt{I_A^2 + I_c^2} \dots (8)$$

Mit  $N$  ist die Nutzleistung des Senders bezeichnet,  $\omega = 2\pi f$ . Für die einfache Ermittlung von  $X$  sowie der Spannungen kann die Abb. 2 verwendet werden. Für einen gegebenen Ausgangs- (Belastungs-) Widerstand  $R_L$  des Filters findet man zum Schnittpunkt der dazugehörigen Senkrechten mit der entsprechenden schrägen Geraden für den Eingangswiderstand des Filters  $R_0$  (Ausgangswiderstand des Senders) links den Wert  $X$ , der zur Berechnung der Spulen und Kapazitäten dient, geht man von unten mit der Leistung  $N$  in die Tafel, so findet man zu den Schnittpunkten der schrägen Geraden für  $R_0$ , die in diesem Fall natürlich auch für  $R_L$  mitbenutzt werden können, links die Spannungen  $U_0$  bzw.  $U_L$ . Der Verfasser beschreibt weiterhin, wie man durch Auswechseln des einen Kondensators gegen einen Leitkreis (Serienschaltung von Kondensator und Selbstinduktion) die an sich durch die Schaltung bereits stark abgeschwächten Oberschwingungen noch weitergehend unterdrücken kann. Letzteres Verfahren ist besonders für die Rundfunkstationen von Bedeutung, wird jedoch für Amateure weniger praktischen Wert haben, während die anderen Angaben für alle Fälle, in denen ein Sender an eine nichtabgestimmte Antennenspeiseleitung anzuschließen ist, recht wertvoll sein können. R. W.

auf die Berechnung der auftretenden Effektiv-Wechselspannungen und der Wechselströme, die für die Dimensionierung der Teile von Bedeutung sind. In Abb. 1 a sind die Bezeichnungen zu finden, mit  $R_0$  ist der Ausgangswiderstand des Senders bezeichnet,

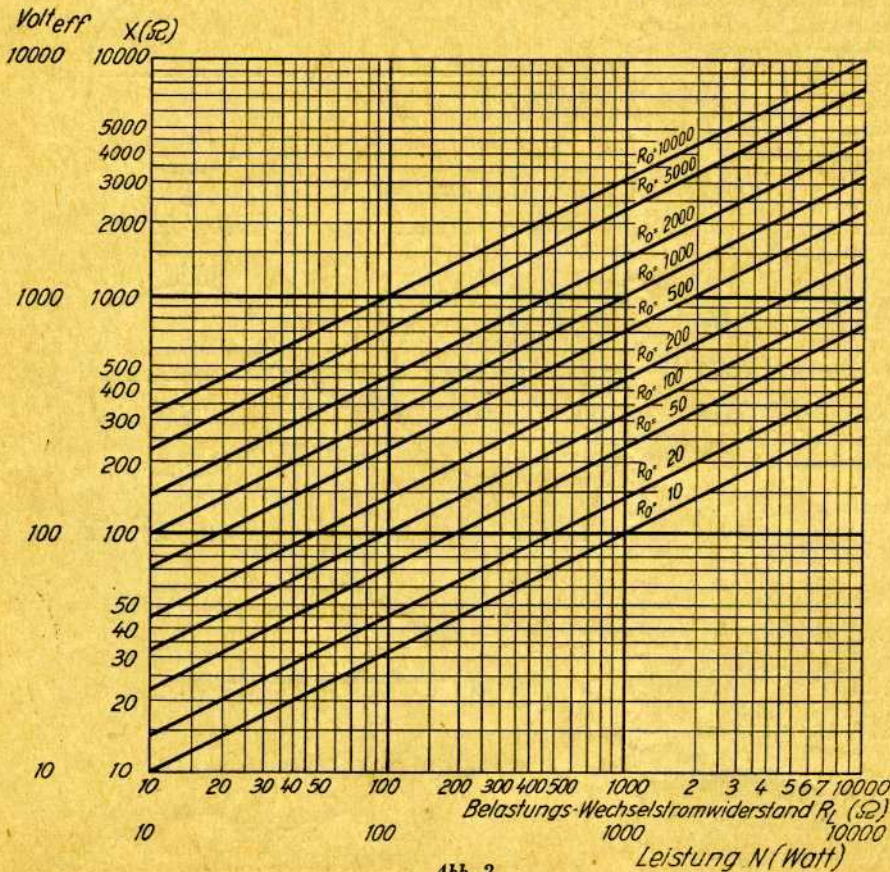


Abb. 2

## Trioden als Elektrometer (statisches Voltmeter)

Nach „l'Onde électrique“ kann man eine Triode als Elektrometer (statisches Voltmeter) zum Messen von Spannungen bis 1000 Volt benutzen. Die Schaltungen wurden ausgeführt mit TC 0% (E 4-M, TA <sup>1</sup>/<sub>40</sub> usw.). Dabei wird eine Gitterbatterie von 40 bis 160 Volt benutzt, die mit Minus an die Kathode und mit Plus an das Gitter gelegt wird. Von Plus bis Gitter liegt noch ein Schutzwiderstand von 2000  $\Omega$  und ein Milliampereometer. Das Gitter übernimmt hierbei die Funktion der Anode. Die Anode wird entsprechend als Gitter benutzt: die zu messende Spannung wird mit Plus an die Kathode und Minus an die Anode gelegt. Je höher die Anodenspannung ist, um so mehr sinkt der Gitterstrom. Man kann entweder das Gitterinstrument für die Anodenspannungen eichen oder man benutzt ein Kurvenblatt zu den Messungen, das die Abhängigkeit des Gitterstromes von der Anodenspannung zeigt. Durch Veränderung der Gitterspannung ergeben sich verschiedene Meßbereiche.

(REF Juni 1938.)

W. Ilse



# Umschaltbarer Sender-Empfänger

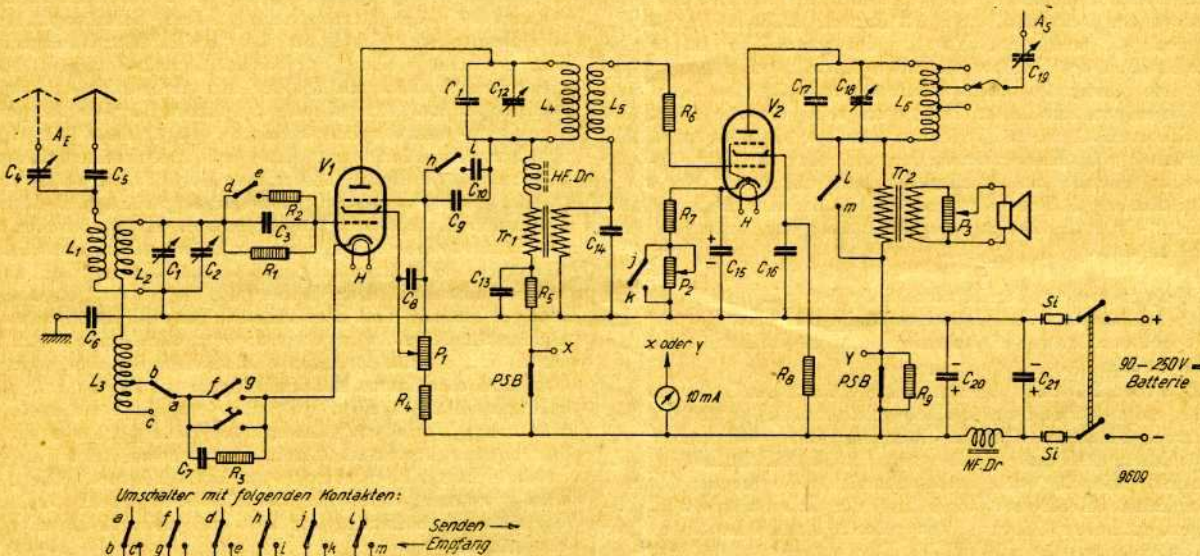
Von GÜNTER BARTELS DE 6234

Die Schaltung ist eine Kombination aus den DASD-Standardgeräten Nr. 6 und 7. Das Gerät soll tragbar gebaut werden und vom Lichtnetz unabhängig arbeiten können. Wenn die Röhren der E-Serie verwendet werden, lassen sie sich aus einem 6 Volt-Akku heizen. Die Anodenspannung kann aus einer Batterie, aber auch dem Gleichstromnetz entnommen werden. Ist nur Wechselstrom vorhanden, so muß ein zusätzlicher, kleiner Gleichrichter mit Netztransformator Verwendung finden. Bei Allstromröhren ist Heizung mit 13 V bzw. 12 V Wechsel- oder Batteriestrom in Parallelschaltung möglich oder eine Serienschaltung bei Gleich- und Wechselstrom mit einem

Strom von 200 mA, wenn man von Batteriebetrieb absieht. Wenn man nur Batteriebetrieb wünscht, nimmt man die anspruchlosen 2 Volt-K-Röhren.

Der Empfänger besteht aus Audion mit Kathodenrückkopplung und einer transformatorisch angekoppelten Verstärkerstufe. Rückkopplungs- und Lautstärkereglung erfolgt an den Potentiometern  $P_1$  und  $P_3$ .

Das Ganze läßt sich durch Umschaltung an den bezeichneten Stellen in einen zweistufigen Sender verwandeln. Der Audion arbeitet dann auf der Frequenz, auf der empfangen wurde, als Oszillator weiter, während die Niederfrequenzröhre als Leistungsverstärker dient.



$C_1$  20 pF,  $C_2$  100 pF,  $C_3$  200 pF,  $C_4$  50 pF,  $C_5$  200 pF,  $C_6$  5000 pF,  $C_7$  1000 pF,  $C_8$  0,1 MF,  $C_9$  50 pF,  $C_{10}$  10 000 pF,  $C_{11}$  50 pF,  $C_{12}$  50 pF,  $C_{13}$  0,1 MF,  $C_{14}$  1000 pF,  $C_{15}$  20 MF EL,  $C_{16}$  0,1 MF,  $C_{17}$  50 pF,  $C_{18}$  50 pF,  $C_{19}$  500 pF,  $C_{20} = C_{21}$  8—16 MF Elektrol.,  $R_1$  1 M $\Omega$ ,  $R_2$  30 K $\Omega$  (?),  $R_3$  50  $\Omega$ ,  $R_4$  0,1 M $\Omega$ ,  $R_5$  5 K $\Omega$ ,  $R_6$  50  $\Omega$ ,  $R_7$  500  $\Omega$  (?),  $R_8$  15 K $\Omega$  (?),  $R_9$  Shunt für 100 mA Meßbereich des mA-Meters,  $P_1$  Potentiometer 0,1 M $\Omega$  lin.,  $P_2$  Pot. 1000  $\Omega$ ,  $P_3$  Pot. 15 K $\Omega$  log. — Auswechselbare Spule,  $L_1$  Sendenspule,  $L_2$  Abstimmspule für Sender und Empfänger,  $L_3$  Rückkopplungsspule (Kathodenrückkopplung),  $L_4 = \bar{L}_6$  Antennenspule, auf dieselbe Frequenz wie  $L_2$  abstimbar,  $L_5$  Kopplungsspule,  $Tr_1$  NF Trafo 1:3—1:5,  $Tr_2$  Ausgangstrafo, angepaßt an Röhre und Ausgang.  $V_1$  EF 7 bzw. CF 7 bzw. KF 4,  $V_2$  EL 1 bzw. CL 1 bzw. KL 2 (1). Die mit (?) bezeichneten Teile sind nur Näherungswerte.

## BUCHBESPRECHUNGEN

„Moderne Kurzwellen-Empfangstechnik“ von Dr. M. J. O. Strutt, Eindhoven. Berlin. Verlag von Julius Springer. Preis 19,80 RM, br. 18,60 RM.

Diese Neuerscheinung schließt eine Lücke, die bisher im deutschsprachigen Schrifttum über die Kurzwellentechnik bestanden hat. Das Buch von Strutt bringt einen Überblick über die einzelnen Hauptbestandteile einer Empfangsanlage, nämlich Antennen, Übertragungsleitungen, Röhren und Kreise, über ihr Zusammenwirken und ihre Eigenschaften, weiterhin werden die Meßeinrichtungen zur Ermittlung der letzteren und — nicht zuletzt — die physikalisch bedingten Grenzen für die Verstärkung behandelt.

Dadurch, daß auf verwickelte mathematische Ableitungen verzichtet wurde und der Verfasser die Formeln den praktischen Bedürfnissen weitgehend anpaßte, ferner dadurch, daß die theoretischen Erörterungen jeweils von Angaben aus der Praxis begleitet sind, ist das Buch für den Praktiker von gleichem Wert wie für denjenigen, der einen Gesamtüberblick über Möglichkeiten und Grenzen der Kurzwellen-Empfangstechnik gewinnen will. Ein Anhang bringt die ausführlichere Ableitung einiger im Text verwendeten Ergebnisse, so daß auch der mathematisch interessierte Leser nicht enttäuscht wird.

Das behandelte Wellengebiet erstreckt sich von 20 cm bis 50 m. Man findet in dem Struttischen Buch u. a. wertvolle Angaben über Antennen und Übertragungsleitungen, bei ersteren sind die Richtantennen und Wellenleiter sehr anschaulich behandelt, bei letzteren wurden auch die dielektrischen Rohrleitungen für sehr kurze Wellen nicht vergessen. Weiterhin bietet sich eine gute Übersicht über mancherlei neuent-

wickelte Röhrentypen, die selbst bei 20 cm-Wellen (!) noch brauchbare Verstärkungen liefern. Der Abschnitt über die Messungen ist besonders durch die ausführliche Beschreibung der verwendeten Meßanordnungen und eine eingehende Diskussion der gewonnenen Ergebnisse wichtig. Zusammen mit den Angaben über Röhreneingangswiderstände, Kapazitätsänderungen, Rückwirkungsimpedanzen und Verbesserung einiger Röhreneigenschaften durch Gegenkopplung wird dieser Teil für den Praktiker besonderen Wert gewinnen.

Das gleiche gilt auch für die Abschnitte über das Rauschen der Röhren, Überlagerungsverstärkung und Gleichrichtung, über Verstärkungsregelung und endlich über die für das Fernsehen wichtige Breitbandverstärkung und über den Empfang frequenzmodulierter Zeichen. Leider fehlt hier der Raum, um noch weiter auf den überaus reichhaltigen, gut gegliederten und reichlich bebilderten Inhalt einzugehen.

Das Schrifttumsverzeichnis umfaßt mehr als 160 Stellen und stellt für den Leser, der sich über Teilgebiete noch weitergehend informieren will, eine gute Hilfe dar. Hier sei für eine Neuauflage der Wunsch ausgesprochen, daß auch die zahlreichen Beiträge zum neueren Schrifttum, die aus den Laboratorien der deutschen Röhrenindustrie stammen, mit berücksichtigt werden, zumal diese Veröffentlichungen vielfach dem deutschen Leser leichter zugänglich sind als amerikanische, englische, holländische und italienische.

Das von Strutt geschriebene, ausgezeichnete Werk kann man jedem, der mit der Technik des Empfanges von Kurzwellen und Ultrakurzwellen zu tun hat, aufs wärmste empfehlen. Jedoch muß abschließend darauf hingewiesen werden, daß es



nicht für den oberflächlichen Leser bestimmt ist, der lediglich Vorlagen für einen bequemen, gedankenlosen Nachbau von Geräten darin sucht.

„Ein Sender erobert die Herzen der Welt“ von Herbert Schroeder, Essen. Essener Verlagsanstalt, geb. 3,60 RM.

Die Stimme des Deutschen Kurzwellensenders dringt täglich hinweg über alle Grenzen zu den vielen Auslandsdeutschen und zur übrigen Welt, deutsche Nachrichten und deutsches Kulturgut zu vermitteln. Ein langjähriger Mitarbeiter des Deutschen Kurzwellensenders unternimmt es in diesem Büchlein, seine Leser über die Geschichte, die Arbeitsweise, den Aufbau und die Erfolge des Senders zu unterrichten. Den technisch eingestellten Leser werden vor allen Dingen die Abschnitte „Zeesen — das Wunder der kurzen Wellen“ und „Mit sieben Mann fing es an“ interessieren, in denen sich über die technischen Einrichtungen mancherlei findet. Im geschichtlichen Rückblick wurde besonders der Zeit nach dem 30. Januar 1933 breiter Raum gewidmet, von welchem Datum an der planmäßige und großzügige Ausbau des Senders mit allen Mitteln gefördert wurde. Über diese Abschnitte hinaus dürften gerade für den Techniker auch diejenigen Abschnitte lesenswert sein, die sich nicht mit Technik beschäftigen und in denen von der vielseitigen Arbeit der Männer vom Kurzwellensender und über die Stimmen des Weltechos lebendig und anschaulich berichtet wird. Ein statistischer Anhang „Gliederung des Widerhalls nach Ländern und Sprachen“ vervollständigt dieses Buch, das man bestens empfehlen muß.

„Richtig morsen.“ Von Rudolf Grötsch. Ein Leitfadern für den Morseunterricht. Deutsche Radio-Bücherei, Bd. 61, Berlin-Tempelhof, Deutsch-Literarisches Institut J. Schneider. Preis kartoniert RM 1,80.

Daß dieses Büchlein bereits seine fünfte Auflage erleben konnte, empfiehlt es an sich schon genügend. Hier hat ein alt-erfahrener Funklehrer einen Lehrgang über das Geben von Morsezeichen geschrieben, der sowohl als Hilfsbuch für den Unterricht wie für den Selbstunterricht die besten Dienste leisten kann. Besonders wird auf die Erlernung des gleichmäßigen, sauberen Gebens Wert gelegt. Zahlreiche Abschnitte führen den Lernenden schließlich zu den schwierigsten Übungen. Sehr wichtig sind die Abschnitte über das Gedächtnisgeben, über den Telegraphierkrampf und seine Behebung sowie über die Erhöhung der Sicherheit und Schnelligkeit im Geben. Im Verlaufe der Übungen ist auf alle vorkommenden Fehler hingewiesen und damit eigentlich schon vermieden, daß dieser so gefürchtete Krampf einsetzen kann. Man wird dieses Büchlein insbesondere auch allen jenen empfehlen können, die endlich einmal etwas für ihren schlechten Geberhythmus tun wollen, darüber hinaus aber natürlich allen Anfängern im Geben von Morsezeichen und den weniger erfahrenen Lehrern dieser Kunst. Da die Gefahr besteht, daß man beim Erlernen des Abhörens von Morsezeichen die einzelnen Punkte und Striche zählt, bei

der Erlernung des Gebens aber zunächst ein Zählen nicht ganz vermieden werden kann, wird man zweckmäßigerweise erst nach längerer Übung im Aufnehmen auch mit dem Geben beginnen.

„Das große Kurzwellen- und Ultrakurzwellen-Empfänger-Schaltungsbuch“ von Werner W. Diefenbach. Deutsche Radio-Bücherei, Bd. 79, Berlin-Tempelhof, Deutsch-Literarisches Institut J. Schneider. Preis kart. 6,50 RM, Leinen 7,80 RM.

Diefenbach hat in diesem Buch eine sehr reichhaltige Sammlung von erprobten Kurzwellen-Empfängerschaltungen zusammengetragen, die sich teilweise in der Zeitschriftenliteratur verstreut finden, bzw. von den Laboratorien der Einzelunternehmen entwickelt wurden, teilweise aus den eigenen Entwicklungsarbeiten des Verfassers stammen. Nach einem einleitenden Abschnitt über den Unterschied zwischen Kurzwellen- und Rundfunkempfängern, in dem auch auf die Eigenschaften der Amateurempfänger eingegangen wird, folgt eine Übersicht über die Besonderheiten der Kurzwellenempfänger-Schaltungstechnik und eine Besprechung des Kurzwellenteils im Rundfunkgerät, sowie eine Zusammenstellung der bei der Einzelteilenauswahl, beim konstruktiven Aufbau und bei der Inbetriebnahme zu beachtenden Gesichtspunkte. Ausgehend von Kurzwellen-Vorsatzgeräten in Geradeaus- und Superhetchaltung folgt dann die eigentliche Schaltungssammlung mit Ein- und Mehrkreisempfängern und Superhets. Weitere Abschnitte beschäftigen sich mit Frequenzmessern, Ultrakurzwellen-Vorsatzgeräten und -Empfängern sowie mit Übungs- und Zusatzgeräten. Hervorgehoben sei noch ein Kapitel über die Exportsuperhets und kommerzielle Empfänger, in dem sich auch die Schaltbilder zweier charakteristischer amerikanischer Großempfänger finden. In einem reichhaltigen Anhang sind u. a. Tabellen der Abkürzungen usw. sowie andere für den Empfängerbauer wertvolle Formeln und Tabellen zusammengestellt. Zu allen Schaltbildern ist eine genaue Stückliste und eine kurze Beschreibung gegeben. Es scheint zweckmäßig zu sein, in einer späteren Neuauflage die unter der Bezeichnung „Autodyne“ laufenden Vorsatzgeräte mehr in den Hintergrund treten zu lassen, da sie bekanntermaßen nur sehr bescheidenen Anforderungen genügen können. Die Fülle des hier zusammengetragenen Materials läßt dieses Buch als willkommene Bereicherung der Bücherei jeden Kurzwellenfreundes erscheinen.

Rolf Wigand

## Zwei moderne Amateur-Superhetchaltungen

### Berichtigung

In den Stücklisten auf Seite 77 und 78 (Funk 1940/H. 5) muß es bei den Werten der Induktivitäten nicht mHz, sondern mH heißen.

Auf Seite 78, linke Spalte, 5. Zeile muß es heißen: „...0...—50 Volt als Vorspannung an die rechte (nicht linke) Diodenanode gelangt.“ Entsprechend der Höhe aller über dieser Vorspannung liegenden Signalamplituden wird dadurch über die linke Diode und über  $R_{26}$ ,  $R_{25}$  ein Gegenstrom zum Gleichrichterstrom erzeugt.“

H. R.

## Erdmagnetischer Bericht

### Vom 17. Oktober bis 13. November 1939

Zeiten in mittlerer Greenwicher Zeit

17. Oktober (0) unruhig. Zwischen 5.00 und 14.00 schnelle Bewegung geringen Ausmaßes. 17.52—19.38, H (mit Unterbrechung),  $\curvearrowright$ , 64  $\gamma$ . 18.08—19.30, D,  $\curvearrowright$ , 19'.
18. Oktober (0) unruhig. 14.54—15.35, H,  $\curvearrowright$ , 38  $\gamma$ . 15.11 bis 16.20, D,  $\curvearrowright$ , 12'. Von 20.10—20.30 steigt H um 85  $\gamma$  und fällt bis 21.06 um 54  $\gamma$ . 20.03—20.36, D,  $\curvearrowright$ , 12'.
19. Oktober (0) leicht bewegt.
20. Oktober (0) ruhig.
21. Oktober (0) geringe Bewegung. 19.10—20.30, D,  $\curvearrowright$ , 7'. 22.30—0.25 des folgenden Tages, H,  $\curvearrowright$ , 40  $\gamma$ .
22. Oktober (0) geringe Bewegung. Von 19.50—20.30 fällt D um 10' und steigt bis 21.00 um 6½'.
23. Oktober (0) unruhig. 16.03—17.09, D,  $\curvearrowright$ , 13½'.
24. Oktober (0) ruhig.
25. Oktober (0) Von 0.00—15.00 leicht bewegt.
26. Oktober (0) geringe Unruhe von 8.00—13.00 und 17.00 bis 22.00.
27. Oktober (0) Zwischen 11.00 und 18.00 leichte Unruhe.
28. Oktober (0) geringe Unruhe. 23.00—0.30 des folgenden Tages H,  $\curvearrowright$ , 40  $\gamma$ .
29. Oktober (0) ruhig. 20.20—21.10, H,  $\curvearrowright$ , 35  $\gamma$ .
30. Oktober (0) leicht bewegt.

31. Oktober (0) ruhig.
1. November (0) geringe Bewegung.
2. November (0) ruhig.
3. November (0) leichte Unruhe zwischen 11.00 und 15.00.
4. November (0) 9.00—14.00 leichte Unruhe.
5. November (0) leicht bewegt.
6. November (0) leicht bewegt.
7. November (0) leicht bewegt.
8. November (0) ruhig.
9. November (0) zwischen 6.00 und 11.00 geringe Störungstätigkeit, sonst ruhig.
10. November (0) ruhig.
11. November (0) Bis 18.00 ruhig, der Rest des Tages unruhig.
12. November (0) Geringe Unruhe während des ganzen Tages.
13. November (1) gestört. Von 2.54—3.45 steigt D um 12½', 3.30—4.54, H,  $\curvearrowright$ , 80  $\gamma$ . Zwischen 5.00 und 14.00 schnelle Variationen geringen Ausmaßes. Von 14.09—14.21 steigt Z um 23  $\gamma$  und fällt bis 15.10 um 33  $\gamma$ . 14.03—14.28 H sinförmig, Ampl. 59  $\gamma$ . Von 20.15—20.40 fällt D um 13' und steigt bis 21.39 um 18'. 20.18—21.50, H,  $\curvearrowright$ , 54  $\gamma$ .

Prof. Dr. R. Bock

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