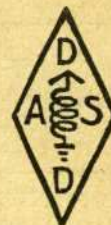


CQ

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

SEPTEMBER / OKTOBER 1940 (DASD e. V.)

HEFT 9/10



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

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

Zwölföhren-Zwölfkreis-Kurzwellen-Superhet mit Quarzfilter und Störbegrenzer (Hammarlund HQ — 120 — X)

Auf dem deutschen Markt gibt es bekanntlich zwischen dem Rundfunkempfänger mit Kurzwellenbereich (oder Bereichen) einerseits und dem kommerziellen Empfänger andererseits keine Zwischenstufe, so daß der Amateur darauf angewiesen ist, sich die für seine Zwecke verwendbaren Geräte selbst zu entwerfen, selbst zu entwickeln und einschließlich vieler Einzelteile selbst zu bauen. Für die Planung können Erfahrungen, die von anderen schon gemacht wurden, eine wertvolle Hilfe bedeuten, deshalb bringen wir hier die Besprechung eines sogenannten „Communication-Receiver“ amerikanischer Herkunft, der bei uns fehlenden Zwischenstufe. Auch in Zukunft sollen technisch interessante Geräte dieser Art in dieser Zeitschrift kurz beschrieben werden, da zweifellos der Amateur daraus Anregungen für eigene Geräte entnehmen kann, wenn er auch nicht immer einen so hohen Aufwand wird treiben können. (Die Schriftleitg.)

Das Gesamtschaltbild des Empfängers (Abb. 1) läßt zunächst den grundsätzlichen Aufbau erkennen. Auf eine Vorstufe (HF), die zur Gewinnung der notwendigen Spiegelselektion und zur Herabsetzung des Rauschpegels notwendig ist, folgt in Sperrkreiskopplung die Mischröhre (M), eine Verbundröhre ähnlich den deutschen Dreipol-Sechspolröhren, dann ein normales Zweikreis-Bandfilter (ZBI) mit fest eingestellter Kopplung, eine Zwischenfrequenzstufe (ZFI), ein Quarzfilter (QF) mit innerhalb weiter Grenzen einstellbarer Selektivität (Schalter S_7), einem 455 kHz-Quarz (Q) und Phasenregler (Ph). Die beiden folgenden Zwischenfrequenzstufen (ZF II und ZF III) sind wieder mittels Zweikreis-Bandfiltern (ZB II und ZB III) gekoppelt und arbeiten auf den als Zweipolgleichrichter verwendeten einen Dreipolteil (D) einer Doppeldreipolröhre (6 F 8 G), deren andere Hälfte (N) als Niederfrequenzverstärker in RC-Kopplung die Endröhre (E) steuert. An diese kann wahlweise der Lautsprecher (Lspr) oder, mittels einer Klinke, ein Kopfhörer (K) angeschlossen werden. Ein Vollweggleichrichter (G) mit doppelter Siebkette liefert die erforderlichen Ströme, für den Empfang unmodulierter Telegraphiezeichen wird mittels des Zwischenfrequenz-Überlagerers (Ü) auf den Demodulator (D) überlagert. Die von dessen Belastungswiderstand abgenommene Regelspannung wird an Vorröhre und die beiden ersten Zwischenfrequenzröhren (Fünfpol-Regelröhren) geliefert.

Zur Empfindlichkeitsregelung kann die Grundgittervorspannung dieser Röhren mittels eines gemeinsamen Kathodenregelwiderstandes (ER) eingestellt werden, die Lautstärkenregelung wird bei Verwendung von Schwundausgleich mittels des niederfrequenzseitigen Reglers (LR) vor der Endröhre besorgt. Der Schalter S_8 gestattet wahlweise An- und Abschaltung des Schwundausgleichs (H bzw. CW), in einer der beiden „Aus“-Stellungen (CW) wird gleichzeitig der Zwischenfrequenzüberlagerer in Be-

trieb gesetzt. Dann wird LR voll aufgedreht und mittels ER die Lautstärke geregelt. Bei Stellung S (Schwundausgleich in Betrieb) steuert die an ER entstehende Spannung über eine besondere Abstimmröhre (Ab, Dreipolröhre) den Abstimmanzeiger (A), der eine nach „S“-Werten und db geeichte Skala trägt. Die Röhre B (Type 6 Z 7 G), eine Doppeldreipolröhre mit untereinander verbundenen Gittern, Anoden und Kathoden, wird zur Abkappung von Störspannungsspitzen, also als Störbegrenzer, verwendet. Zur Verminderung des Einflusses von Netzspannungsschwankungen auf die im Oszillatorteil der Mischröhre erzeugte Frequenz wird eine Glimmlicht-Stabilisierungsröhre ST (Type VR—150) verwendet, die stabilisierte Spannung wird zudem den Schirmgittern der vier ersten Röhren und der Anode der Abstimmröhre Ab zugeführt.

Die Bestreichung der sechs Abstimmbereiche, die ein sechsteiliger Wellenschalter ($S_1 \dots S_6$) umschaltet, wird hier nicht allein mittels Spulenumschaltung bewerkstelligt, sondern je Abstimmkreis werden zwei Spezialkondensatoren mit zwei bzw. drei Statorpaketen mit umgeschaltet. Die Bereiche sind: I. 0,54 .. 1,32 MHz, II. 1,32 .. 3,2 MHz, III. 3,2 .. 5,7 MHz, IV. 5,7 .. 10 MHz, V. 10 .. 18 MHz und VI. 18 .. 31 MHz, die Frequenzvariationen also I. 1:2,445, II. 1:2,425, III. 1:1,78, IV. 1:1,75, V. 1:1,8 und VI. 1:1,725.

Der Umschalter S_1 schaltet die Antennenspulen (für Dipol oder Antenne gegen Erde) um (römische Ziffern jeweils den oben genannten Bereichen entsprechend), der Schalter S_2 die Spulen des ersten Abstimmkreises (A). In Schaltstellung I und II wird zum einen Stator (C) des Hauptabstimmkondensators dessen zweiter Stator (C_I ; II) parallelgeschaltet, für Bereich III... VI jedoch werden die Statoren (C_{III} , C_{IV} ; VI bzw. C_V) des Bandspreizkondensators angeschlossen, die von einer zweiten Skala angetrieben werden. Hauptskala und Bandspreizskala sind mit Schwungradantrieb versehen und in MHz geeicht. Das Schalterpaar S_3 und S_4 schaltet den Anodensperkreis (An) der Vorröhre und den Gitteranschluß der Mischröhre in ähnlicher Weise, S_5 und S_6 die Spulen des Oszillatorteils (O). Alle gerade nicht gebrauchten Spulen werden mittels gesonderter Schalterkontakte kurzgeschlossen, ihre räumliche Anordnung ist so getroffen, daß Absorptionsstellen nicht auftreten.

Wichtig ist, daß parallel zur Spule des ersten Kreises nicht wie bei den anderen Spulensätzen zwecks Kapazitätsabgleich Trimmerkondensatoren (T) parallel geschaltet sind, sondern statt dessen ein kleiner, von der Frontplatte aus bedienbarer Drehkondensator entsprechender Kapazität (AK), der zur Kompensation des Antenneneinflusses dient und mittels dessen man das Verhältnis von Signal- zu Störpegel günstig beeinflussen kann.

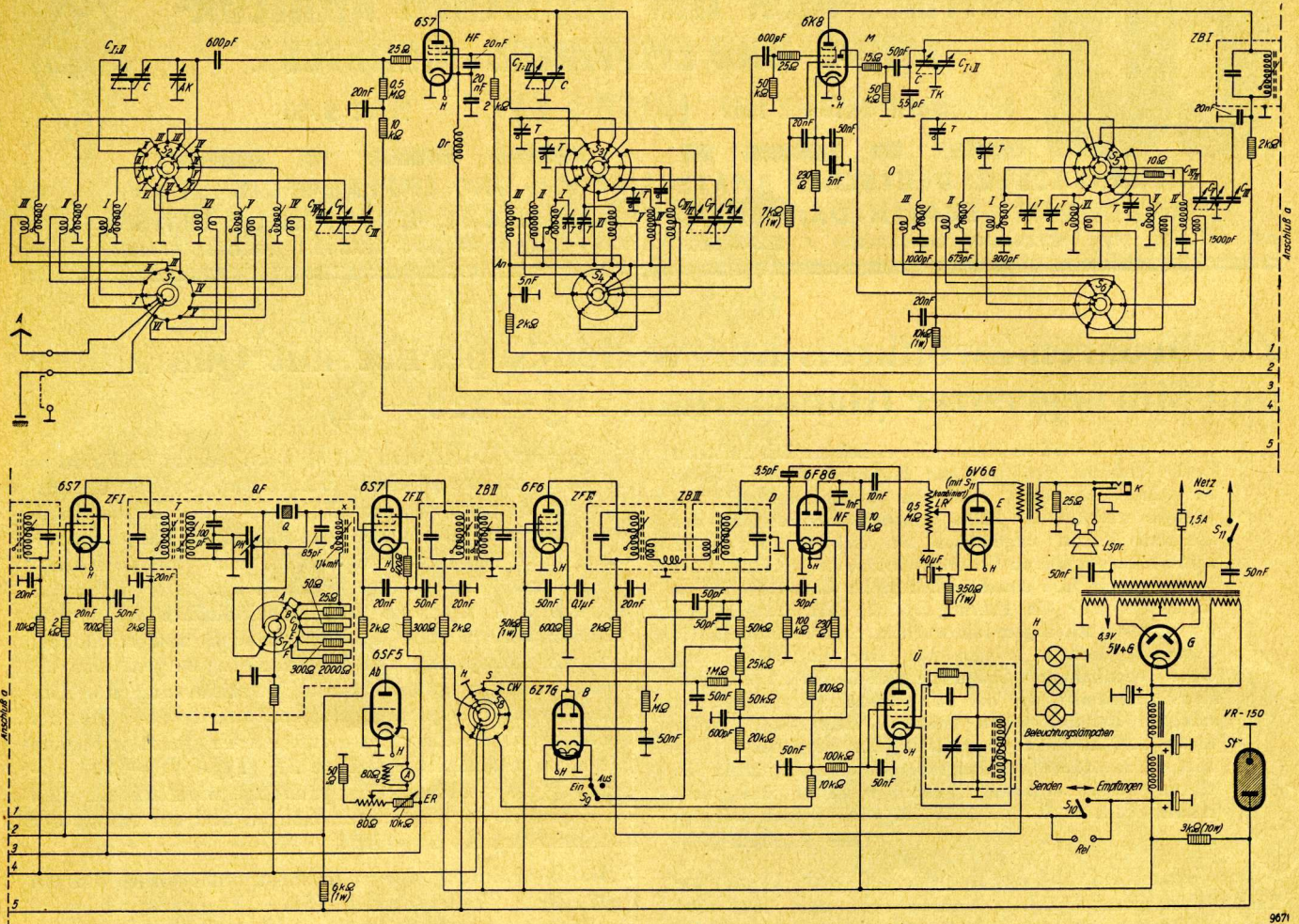


Abb. 1. Das vollständige Schaltbild des HQ-120-X

Ein weiterer interessanter Teil des Gerätes ist das Quarzfilter (Q¹). Der Schalter S₇ schließt in Stellung A den Quarz kurz, in den Stellungen B...F wird eine entsprechend den Kurven in Abb. 2 zunehmende Trennschärfe erzielt. Der Phasenkondensator ist so ausgebildet, daß die Kapazität zwischen dem Rotor und beiden Statoren, wenn man diese parallelschaltet, konstant bleibt. Der Eingangstransformator (T) hat eine niederohmige Sekundärwicklung, um eine möglichst gleichbleibende Spannung an Quarz und Ausgangskreis zu liefern, der Quarz ist in einem Spezialhalter geringer Kapazität und mit konstantem Luftspalt untergebracht und hat 40 kHz beiderseits der Resonanzfrequenz (455 kHz) keine Störresonanzen.

Die Wirkungsweise ist kurz folgende. Der Quarz bildet bei entsprechender Einstellung von Ph („Neutralisation“ der Quarzhalterkapazität) einen Serienresonanzkreis mit einem geringen Resonanzwiderstand, während der Ausgangskreis des Filters (1,14 mH und 85 pF), der auf die Quarzfrequenz abgestimmt ist, einen um Größenordnungen höherliegenden Resonanzwiderstand aufweist. Beide Kreise zusammen können als Spannungsteiler aufgefaßt werden und am Teilpunkt X, an dem das Gitter der nächsten Röhre liegt, tritt daher bei exakter Resonanz praktisch die gesamte von der Sekundärwicklung von T gelieferte Spannung auf. Bei Verstimmung steigt der Wechselstromwiderstand des Quarzes (Serienresonanzkreis), während der des Ausgangskreises sinkt. Letzterer Abfall ist in seinem Betrage durch die Güte des Kreises bestimmt. Für einen festen Wert wird mit zunehmender

Verstimmung die größere Güte des Quarzes eine zunehmende Verschlechterung der Übertragung an X hervorrufen, weil das Spannungsteilerverhältnis der beiden (durch Q und den Ausgangskreis gebildeten) Wechselstromwiderstände sich verschlechtert. Es ist klar, daß bei geringer Güte des Ausgangskreises dessen Wechselstromwiderstand sich über einen verhältnismäßig großen Verstimmungsbereich nur sehr wenig ändert, während die Quarzimpedanz erheblichen Änderungen unterworfen ist, so daß auch die an X stehende Spannung sich um erhebliche Beträge ändert. Bei einem Ausgangskreis hoher Güte jedoch sinkt dessen Wechselstromwiderstand bei Verstimmung auch schon (wenn auch nicht im gleichen Maßstab, wie der Wechselstromwiderstand des Quarzes steigt), deshalb wird hier das Spannungsteilerverhältnis und damit die an X stehende Spannung bei Verstimmung nicht so schnell abnehmen. Mit einem Ausgangskreis gegebener, verhältnismäßig hoher Güte bekommt man also eine Resonanzkurve bestimmter Breite, während man durch zunehmende Verminderung der Kreisgüte (hier einfach durch Einschaltung von Ohmschen Widerständen bewirkt) die Bandbreite mehr und mehr vermindern kann. Bei kurzgeschlossenem Quarz wirkt natürlich nur der Kreis allein und liefert so die breiteste Resonanzkurve. Erwähnt sei, daß man hier mit Quarzgüten von 15 000 und einer Ausgangskreisgüte von 133 (ohne eingeschaltete Zusatzwiderstände) rechnete. Durch Einstellung von Ph kann beispielsweise ein um 1 kHz gegen das zu empfangende Signal verstimmtes Zeichen auf etwa 1/1000 abgeschwächt werden.

Für das Verständnis der Wirkungsweise des Störbegrenzers²⁾ mag die Abb. 3 a herangezogen werden, die

¹⁾ Vgl. auch die ausführliche Beschreibung in „QST“ 1938, Dezember, S. 33 ff.

²⁾ Vgl. auch die ausführliche Beschreibung in „QST“ 1938, November, S. 19 ff.

die Schaltung des Demodulators (*D* in Abb. 1) und der Begrenzerröhre (*B*) zunächst vereinfacht darstellt. Der Belastungswiderstand des Zweipolgleichrichters ist hier in drei Widerstände unterteilt ($R_1 \dots R_3$), von R_2 wird die Steuerspannung für den Niederfrequenzverstärker abgenommen (*NF*), bei *a* oder *b* die Regelspannung für den Schwundausgleich. Vom Punkt *a* ausgehend kommt man über *b*, *c* nach *d* zu immer positiveren Potentialen,

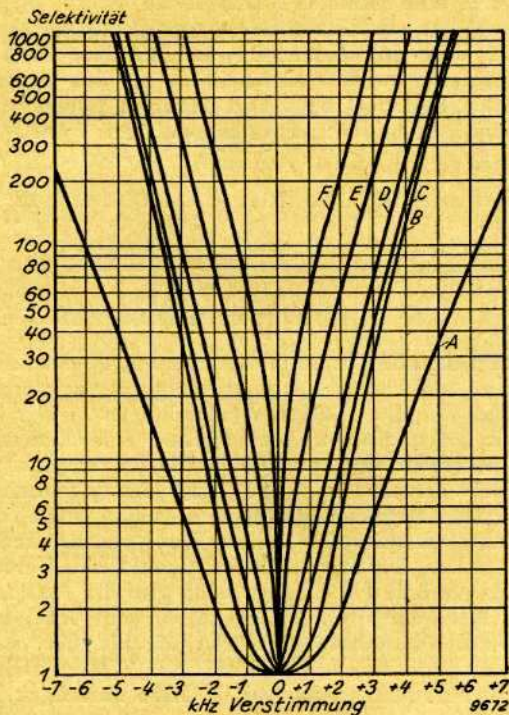


Abb. 2. Die Resonanzkurven des gesamten ZF-Teils für verschiedene Stellungen von S_1

wenn man einmal eine bestimmte Signalspannung am (letzten Zwischenfrequenz-) Kreis (*K*) annimmt. Am Punkt *e* wird über das RC-Glied R_4 und C_2 (C_1 ist der übliche Überbrückungskondensator für die Zweipolröhrenbelastung) eine Gleichspannung entsprechend dem Trägerfrequenzmittelwert aufrechterhalten. Die Spannung am Punkte *b* schwankt zwischen diesem Wert und einer negativen Spannung. Nimmt man an, daß zwischen *a* und *c* die Spannung infolge der Modulation zwischen -20 und 0 Volt und die zwischen *b* und *c* zwischen -10 und 0 Volt schwankt, so wird sich das Potential von *e* auf -10 Volt (Mittelwert zwischen 0 und -20) einstellen. An R_3 findet ein zusätzlicher Spannungsabfall statt, der der Dreipolröhre eine gewisse, verhältnismäßig niedrige Anodenspannung gibt.

Normalerweise ist also deren Gitter niemals positiv gegenüber der Kathode (bzw. letztere niemals negativ gegenüber dem Gitter), da die Spannung an *e* -10 Volt beträgt, während die an *b* zwischen -10 und 0 Volt schwankt. Da für *B* eine Röhrentype verwendet wird, bei der ein Anodenstrom praktisch erst fließen kann, wenn das Gitter positiv gegenüber der Kathode ist, wird innerhalb der normalen 100 %igen Modulation also die Begrenzerröhre außer Funktion sein. Treten jedoch jetzt Störspitzen auf, wie sie beispielsweise von Zündanlagen von Kraftwagen durch nicht entstörte Schalter etc. verursacht werden, so wird am gesamten Belastungswiderstand ($R_1 \dots R_3$) momentan eine erheblich höhere Spannung als durch den Empfang auftreten, der die Spannung *e* infolge der großen Zeitkonstante von R_4 mit C_2 nicht folgen kann. Die Kathode von *B* wird daher momentan negativer als das Gitter der Röhre, zudem wird im gleichen Augenblick die Anodenspannung (zwischen *d* und *b*) erhöht. Die Röhre (Strecke Kathode—Anode)

wird nunmehr leitend, und ihr verhältnismäßig geringer Innenwiderstand schließt die Widerstände R_2 und R_3 für die Dauer des Störimpulses praktisch kurz, so daß auch der Eingang zum Niederfrequenzverstärker kurzgeschlossen ist und auf diese Weise das Störsignal abgekappt wird. Es übersteigt in seiner Amplitude die Modulationspitzen bei 100 %iger Modulation nur wenig und ist daher praktisch nicht mehr störend.

Zwei Bedenken bei dieser Art von Störunterdrückung sind folgende. Bei Empfang mit extrem schmalen Band wird durch Störimpulse das Quarzfilter stoßerregt, und man bekommt das bekannte „Klingeln“, das oft ebenso oder noch mehr stört. Eine Störunterdrückung vor dem Quarzfilter ist deshalb wahrscheinlich vorteilhafter, wenn sie auch mehr Aufwand erfordert. Außerdem ist anzunehmen, daß bei häufigen, schnell aufeinander folgenden Störungen, wie sie u. U. durch eine in der Nähe laufende Maschine verursacht werden, das RC-Glied am Gitter der Röhre *B* die Spannungen über die Zeit integriert und daher Punkt *e* immer negativer wird, so daß *B* schließlich stets leitend ist. Das wird sich aber wohl durch geschickte Dimensionierung der gesamten Schaltung weitgehend vermeiden lassen. Eine solche wird auch dann notwendig sein, wenn die amerikanischen Originalröhren nicht zur Verfügung stehen, da z. B. die deutsche Doppel-dreipolröhre EDD 11, die evtl. als Äquivalent gelten könnte, aus anderen Gründen für eine konstante Vorspannung von $-6,3$ Volt (an Stelle von 0 Volt wie die amerikanischen Typen) dimensioniert ist. Eine vollständige Schaltung für Demodulator und Störbegrenzer des in Abb. 1 gezeigten Gerätes findet sich in Abb. 3b. Es muß besonders darauf hingewiesen werden, daß infolge der Abhängigkeit der Begrenzerwirkung von der Spannung am gesamten Zweipolröhren-Belastungswiderstand der Begrenzer stets arbeitet, gleichgültig ob eine hohe oder niedrige Zwischenfrequenzspannung an *D* gelangt. Mittels des Schalters S_1 läßt sich der Begrenzer auch abschalten.

Bemerkenswert an dem Empfänger ist weiterhin die im Oszillatorkreis mittels eines Zusatzkondensators (*TK*) negativen Temperaturkoeffizienten innerhalb gewisser

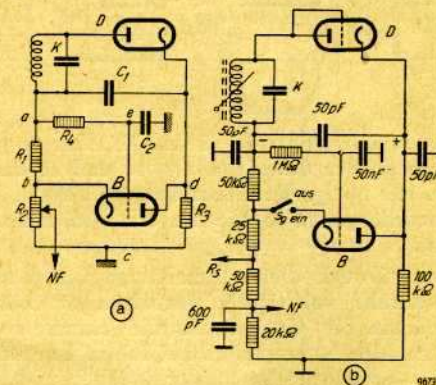


Abb. 3. Die Wirkungsweise des Störbegrenzers

Grenzen bewirkte Temperaturkompensation, die zusammen mit der Spannungstabilisierung natürlich einen sehr zuverlässigen Betrieb ermöglicht. Die Niederfrequenzverstärkung ist verhältnismäßig niedrig gehalten, so wird in der Vorstufe (*NF*) Gegenkopplung (nicht überbrückter Kathodenwiderstand [R_k]) angewandt und nur rund $1/12$ der gesamten vom Demodulator bereitgestellten Niederfrequenzspannung abgegriffen. Um bei der außerordentlich hohen Verstärkung die notwendige Stabilität zu gewährleisten, sind in allen Stufen weitgehend Entkopplungsglieder angebracht. Ein „Sende-Empfangsschalter“, parallel zu welchem noch Anschlüsse für ein Relais vorhanden sind, gestattet die Abschaltung der Anodenspannung für die ersten drei Röhren.

Bei Umstellung auf deutsche Röhren wäre zu bemerken, daß die Type 6 S 7 eine Steilheit von nur 1,5 mA/V gegenüber 2,3 bei EF 13 und 2,2 bei EF 11 hat und daß der äquivalente Rauschwert in der Größenordnung von 18 k Ω liegt (berechnet)³⁾, während er bei EF 13 weniger als $\frac{1}{6}$ dieses Wertes beträgt. Die Mischsteilheit der 6 K 8 beträgt nur 0,4 mA/V gegen 0,65 bei der ECH 11, auch sind die Innenwiderstände der amerikanischen Röhren fast durchweg ziemlich erheblich niedriger als die der deutschen (250 k Ω bei 6 S 7 gegenüber 3 M Ω bei EF 11).

Rein verstärkungsmäßig ließ sich mit zwei statt drei Zwischenfrequenzstufen auskommen, auch selektionsmäßig würde bei Verwendung der uns zur Verfügung stehenden erstklassigen HF-Eisenspulen eine Einsparung von zwei Kreisen praktisch ohne Selektionsverlust zulässig

³⁾ Vgl. auch „CQ“ 1940, Heft 5/6, S. 17 ff.

sein. Als Abstimmindikator wäre vielleicht eine EFM 11 zweckmäßig, deren Fünfpolteil gleichzeitig an Stelle von NF (Abb. 1) verwendet und durch Regelung zur erheblichen Verbesserung der Regeleigenschaften herangezogen werden könnte. Die Endröhre könnte für Kopfhörerempfang dann wegfallen, als Glimmröhre kommt eine der deutschen Typen für ca. 150 V stabilisierte Spannung in Betracht. Für die Zwischenfrequenzüberlagerung empfiehlt sich eine Glasröhre (AF 7, EF 7, EF 6)⁴⁾. Der Nachbau der Drehkondensatoraggregate dürfte kaum möglich sein, der Ersatz der Kreisschalter etwa durch Nockenschalter wird wahrscheinlich an den dann meist zu großen Leitungslängen und daher zu hohen Leitungsinduktivitäten und -kapazitäten scheitern. Rolf Wigand

Zeichnungen vom Verfasser

⁴⁾ Vgl. auch „CQ“ 1939, Heft 9, S. 136 ff., u. 1938, Heft 7, S. 107 ff.

Empfänger mit zwei Audionstufen

Von WALDEMAR KEHLER

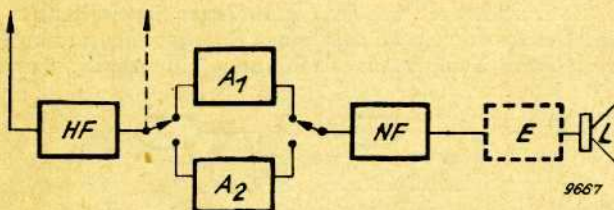
Seit langer Zeit habe ich einen Empfänger in Betrieb, dessen Schaltung manchen Amateur interessieren wird. Er besteht aus 1 Hochfrequenz-Stufe, 2 Audionstufen und 1 Niederfrequenz-Stufe. Für Lautsprecherempfang kann noch eine Endstufe angeschaltet werden.

Durch einen, aus 6 Kontaktfedern bestehenden Umschalter ist es möglich, die Vorstufe sowie die Niederfrequenzstufe wahlweise an das Audion 1 oder 2 zu legen. Dabei wird bei dem außer Betrieb befindlichen Audion die Anoden- und Schirmgitterspannung abgeschaltet, während jedoch die betreffende Röhre weiter geheizt wird. Dadurch ist also nach jedem Umschalten das eingeschaltete Audion sofort betriebsbereit.

Der Grundstock dieses Empfängers war das Standardgerät mit den beiden Röhren AF 7. Dazu kam in der Vorstufe, die jedoch nicht unbedingt notwendig ist, die

Doch nicht nur der Empfangsamateur, sondern auch der Sendeamateur kann diese Anordnung gut verwenden. Da sind zunächst die „Dreieck-Verbindungen“. Wir können dabei in jedem Audion einen Partner einstellen und sind damit stets für die betreffende Station empfangsbereit. Auch bei Versuchen, z. B. über Ausbreitungerscheinungen, ist die Anordnung mit den beiden Audionstufen von Vorteil. Als Beispiel folgendes: Ein Verkehr findet auf 7 MHz statt. Der Partner möchte gern einen Versuch auf 28 MHz machen. Wir lassen dann also das Audion 1 fest auf 7 MHz eingestellt, während wir mit Audion 2 das 28 MHz-Band absuchen. Hören wir ihn dort nicht, so schalten wir zwischendurch öfters auf 7 MHz und stellen fest, ob er schon wieder auf 7 MHz zurückgekehrt ist.

Zeichnung vom Verfasser

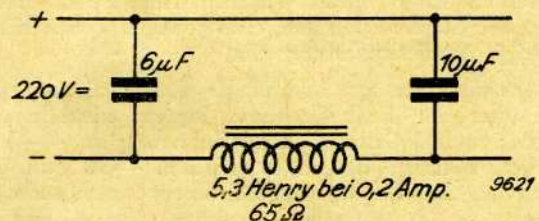


AF 3 und in der Endstufe die AL 4. Der Netzteil wurde auch etwas größer dimensioniert, so daß er für sämtliche 5 Röhren die nötige Betriebsspannung liefert. Das zweite Audion wurde genau so wie das erste, also mit der AF 7, aufgebaut.

Nun der Zweck dieser Schaltung: Um als DE einen Wechselverkehr vollständig verfolgen zu können, muß man zunächst die Gegenfunkstelle einmal suchen. Da man aber dadurch, besonders bei leisen Überseestationen, leicht die erste Stelle wieder verlieren kann (durch Schwund usw.), ist es zweckmäßig, den Empfänger gut auf die zuerst gehörte Funkstelle einzustellen und dann mit einem anderen Empfänger die Gegenstelle zu suchen. Das läßt sich nun mit dem vorstehenden Empfänger leicht bewerkstelligen. In Audion 1 (vgl. Abb.) wird z. B. ein deutscher Amateur gehört, der in Verbindung mit einem Amerikaner steht. Audion 1 bleibt nun fest auf die deutsche Station eingestellt, während nach Beendigung des Anrufes auf Audion 2 umgeschaltet und dort der Amerikaner gesucht wird. Ist er gefunden, so ist es jetzt ein Leichtes, dem Verkehr durch einfaches Umschalten vollständig zu folgen. So ist es auch möglich, auf zwei verschiedenen Wellenbändern aufzunehmen. Mir gelang es z. B. öfters, Funkverkehr zu verfolgen, bei denen ein Partner auf 14 MHz und der andere auf 28 MHz arbeitete. Auch bei Wettbewerben bringt diese Schaltung mancherlei Vorteile.

Beseitigung von Netzstörungen

Das Gleichstromnetz, an dem meine Geräte angeschlossen sind, wird durch Quecksilberdampfgleichrichter gespeist. Die Entfernung der Gleichrichterstation von meiner Wohnung beträgt etwa 300 Meter. Bei der üblichen Schaltung des Netztes, Netzdrossel in der Plusleitung, war außer dem Brodeln des Gleichrichters nichts zu hören. Die starken Störungen, welche einen Empfang unmöglich machten, zwangen mich, die Angelegenheit näher zu untersuchen. Dabei stellte ich als erstes fest, daß der Pluspol geerdet ist.



Darauf legte ich die Netzdrossel in die Minusleitung. Der Erfolg war gering. Beim Herausnehmen des Erdungssteckers gingen die Störungen etwa 30 % zurück. Aber auch mit dem nun angelegten Gegengewicht war ein Empfang von Morsezeichen nicht möglich, da die Störungen noch zu stark waren. Als nächste Maßnahme wurde ein Netzfilter (s. Abb.) vorgeschaltet, das auch die Störungen zum großen Teil zum Verschwinden brachte. Der Rest der Störungen verschwand gänzlich beim Einsetzen der Rückkopplung. Beim Abhören mit einer Zimmerantenne ist der Gleichrichter wieder mit R 2 — R 3 hörbar.

Zeichnung vom Verfasser Karl Schurr

Gibt es „Tote Frequenzen“? Eine Anregung zu neuartigen Beobachtungen

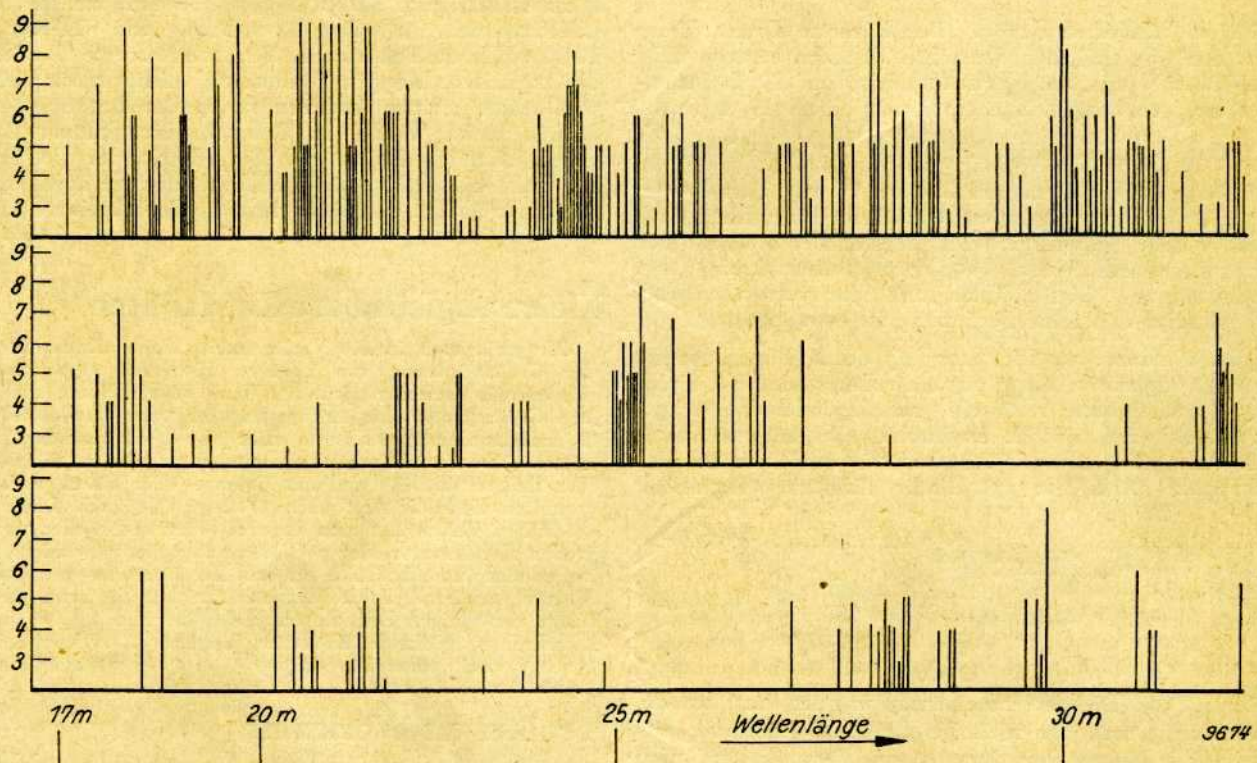
Allen, die sich überhaupt jemals mit kurzen Wellen näher beschäftigt haben, ist die als „tote Zone“ bezeichnete Erscheinung bekannt, die durch die verschiedenartigen Ausbreitungsbedingungen der Boden- und Raumwellen zustande kommt. Im folgenden will ich nun auf ein Phänomen hinweisen, das ich im Laufe meiner Beobachtungszeit immer wieder finden konnte und das ich in Anlehnung an diese tote Zone als die Erscheinung der „toten Frequenzen“ bezeichnen möchte.

Wenn man mit einem Empfänger, der den gesamten Kurzwellenbereich mit möglichst gleichbleibender Empfindlichkeit überstreichen läßt, etwa mit höchsten Frequenzen beginnend, alle jene Frequenzen herausucht, auf denen ein Sender gehört wird, so finden sich diese meist zu Gruppen vereinigt, und dazwischen liegen oft nur ganz schmale, manchmal aber auch sehr breite Frequenzbänder, auf denen kein Sender gehört werden kann, sie sind „tot“. Bis zu einem gewissen Grad wird diese Beobachtung ja nicht in Erstaunen versetzen, wenn man bedenkt, daß von vornherein je nach dem bekannten Wellenverteilungsplan die einzelnen Frequenzen un-

diesen zwei Frequenzbereichen mehr oder weniger guten Empfang, die große Lücke hat sich scheinbar zu höheren Frequenzen gegen 25 m hin verschoben.

Die hier geschilderten Ergebnisse wurden mit einem gewöhnlichen Zweiröhren-Empfänger (Elektronengekoppeltes Audion und drosselgekoppelte Niederfrequenzstufe) erzielt, wobei durch geeignete Verwendung zweier Feineinstellscheiben der in den Figuren wiedergegebene Frequenzbereich ohne irgendwelche Umschalter auf über 3000 Skalenteile aufgeteilt werden konnte. (Die eine Einstellscheibe muß zu diesem Zwecke Vollkreisteilung tragen und beliebig oft durchdrehbar sein.)

Es dürfte ganz interessant sein, zu erfahren, ob nicht vielleicht auch andere Kurzwellenbeobachter diesen Effekt gelegentlich bemerkt haben, und ich will für etwa geplante derartige Versuchsreihen einige Punkte, die mir beachtenswert erscheinen, kurz anführen. Die notwendigen Voraussetzungen sind nämlich nicht ganz so leicht zu erfüllen: Vor allem gehört sehr viel freie Zeit dazu, um wirklich ein einigermaßen zusammenhängendes Bild der Übertragungsverhältnisse zu gewinnen, dann ist



gleichmäßig mit Sendern besetzt sind und sich daher schon daraus solche empfangslose Lücken ergeben müssen. Genauere Beobachtungen scheinen aber darauf hinzuweisen, daß dieser eben geschilderte Effekt nicht allein durch die ungleichmäßige Wellenverteilung bedingt ist, sondern auch noch anderen Einflüssen unterliegt. Die beigegebene Abbildung zeigt einen ganz besonders charakteristischen Fall, der im Januar beobachtet werden konnte; für die Wellenlängen zwischen cc. 17 und 32 m wurden zu drei verschiedenen Tageszeiten (12, 18, 19 MEZ) alle hörbaren Sender ihrer Lautstärke (R-Skala) entsprechend durch senkrechte dünne Linien eingetragen. Während zur Mittagsstunde dieses Band voll besetzt war und nur ganz schmale Frequenzbänder leer blieben (etwas unter 20 m, bei cc. 23 m, 26 und 29 m), findet sich um 18 Uhr zwischen 27 und 31 m eine ausgesprochene Lücke und bei einer Wellenlänge von rund 20 m ein auffallend schwacher Empfang. In der letzten der drei Abbildungen findet man dagegen gerade in

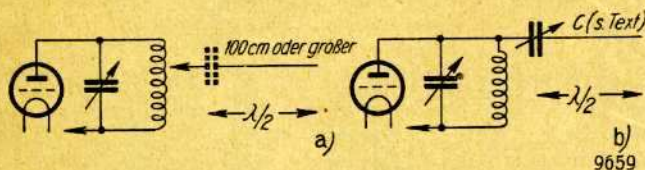
unbedingt nötig ein Empfänger, der auf größeren Frequenzbereichen möglichst gleiche Empfindlichkeit aufweist, eine Bedingung, die bei Wellen unter 10—12 m schon oft nicht mehr recht erfüllt ist. Für ganz grobe Versuche würde es genügen, lediglich das Vorhandensein eines Senders zu bestimmter Zeit und auf bestimmter Frequenz festzuhalten, man könnte also daran denken, eine selbsttätig registrierende Anordnung zu verwenden. Die Empfindlichkeit bleibt allerdings hinter der eines Empfängers mit Hörempfang meist ziemlich weit zurück. Für feinere Beobachtungen wären dagegen unbedingt auch die jeweiligen Lautstärken der Sender festzuhalten, und es wäre der gesamte Wellenbereich von etwa 6—7 m aufwärts bis gegen das 80 m Band auf Sender abzusuchen. Gleichzeitig soll die dazu aufgewendete Zeit nicht zu groß sein, weil ja ein „Augenblicksbild“ der Verhältnisse erwünscht ist, allerdings waren bei den Fällen mit vollbesetztem Band zwischen 17 und 31 m allein schon fast 30 Minuten notwendig, um alle Frequenzen

und Lautstärken zu Papier zu bringen. Das Hauptziel der Beobachtungen aber muß bleiben, festzustellen, ob diese „toten Frequenzen“ regelmäßig auftreten, ob sie einen tages- oder jahreszeitlichen Gang in irgendeiner Richtung aufweisen und ob sie schließlich nur die Überseeverbindungen auf verhältnismäßig kurzen Wellen (etwa unter 40 m) betreffen oder auch bei Kurzwellen-Nahverkehr gefunden werden können. Im letzteren Fall wäre eine Erklärung durch Absorption der Wellen in einer Schicht der Ionosphäre nicht von der Hand zu weisen.

Fuchsantenne, aber bequem!

In der heutigen Zeit scheint ein Sendeamateur, der nicht irgendeine der komplizierten „Anpaßantennen“ besitzt, kaum noch auf der Höhe zu sein. Trotzdem haben diese Antennen alle den Nachteil, daß sie meist nur für ein oder zwei Bänder zu verwenden sind. Die bei weitem einfachste Antenne, die sich auf allen Bändern erregen läßt, ist nach wie vor ein spannungs- $\frac{\lambda}{2}$ erregter Draht in einer Länge von $\frac{\lambda}{2}$ oder einem ganzzahligen Vielfachen davon. Der kürzeste Draht dieser Art, der sich auf allen deutschen Bändern erregen läßt, muß 38 m lang sein. Verwendet man auf 80 m Stromkopplung, so kommt man schon mit einem 19 m Draht aus. Das entspricht einer Länge von $\frac{\lambda}{4}$ auf 80 m, $\frac{\lambda}{2}$ auf 40 m, λ auf 20 m und 2λ auf 10 m. Der Grund, weshalb sich diese Antennenart bei ihrer Einfachheit doch nicht so sehr eingebürgert hat, liegt an der Methode der Erregung durch einen besonderen Schwingkreis (sog. Fuchsantenne). Dieser Kreis muß sehr verlustfrei aufgebaut sein, und seine Bedienung ist etwas kritisch.

Viel einfacher als die Erregung durch Fuchskreis ist aber die kapazitive Kopplung. Allerdings wird bei dieser Art der Kopplung stets ein grundlegender Fehler gemacht. Es wird nämlich empfohlen, die Antenne durch eine Anzapfung an den Anodenkreis der Endröhre anzukoppeln (Abb. 1 a; vgl. Radio Amateurs Handbook



1939 S. 299). Die geeignete Anzapfung ist dort, wo die Endröhre gerade die zulässige Leistung aufnimmt. Um die Hochspannung von der Antenne fernzuhalten, wird noch ein Blockkondensator in die Antennenleitung eingeschaltet. Bei dieser Art der Ankopplung wird die Eigenwelle der Antenne stets verschoben, so daß ihre Resonanzfrequenz nicht mehr an der Stelle liegt, für die man die reine Drahtlänge der Antenne getrimmt hat. Eine verringerte Abstrahlung ist natürlich die Folge.

Um dies zu vermeiden, muß man richtigerweise die Antenne über einen ganz kleinen Kondensator an das „heiße“ Ende des Anodenschwingkreises ankoppeln (Abb. 1 b). In den Jahren 1933 bis 1935 habe ich eine 81,5 m lange Antenne in dieser Weise erregt, und dabei folgende Kondensatorwerte ermittelt: Für 80 m = 30 cm; 40 m = 20 cm; 20 m = 10 cm und 10 m = 5 cm. Die Werte für eine 38 m-Antenne sind ganz ähnlich. Den genauen Wert stellt man am besten mit einem Kleindrehkondensator ein, wobei man die Skala nur einmal für alle Bänder zu eichen braucht. Für Anodenspannungen bis 700 V hat bei mir ein normaler

Anmerkung der Schrifteleitung

Für schnelle Erfassung größerer Frequenzbereiche würde sich gerade hier die Gemeinschaftsarbeit mehrerer Beobachter mit gleichartigen Empfängern (z. B. Standardgeräten) gut bewähren. Der Versuchsreihe müßte ein Lautstärkenvergleich mittels gemeinsam beobachteter Sender vorausgehen, um Unterschiede durch die Antennenanlage usw. bei der Auswertung berücksichtigen zu können. Es kommen nur örtlich eng benachbarte Beobachter für eine jede solche Gruppe in Betracht, da sonst kein zuverlässiges Bild gewonnen werden kann, auch empfiehlt es sich, je Frequenzbereich mehrere Empfänger einzusetzen.

Zeichnung vom Verfasser Dr. Burkhard

50 cm Kleindrehkondensator ohne jegliche Mängel gearbeitet.

Da bei der geschilderten kapazitiven Kopplung die Eigenwelle der Antenne nicht durch zusätzliche Selbstinduktionen oder Kapazitäten gegen Erde verlängert wird, muß die reine Drahtlänge im allgemeinen etwas größer sein, als man sie nach den üblichen Faustformeln errechnet. So mußte ich meine zu 78 m errechnete Antenne nachträglich auf 81,5 m verlängern, um die Resonanzfrequenz für das 20 m-Band von 14 600 auf 14 300 kHz zu bekommen. Für selbsterregte Sender ist die kapazitive Kopplung allerdings nicht zu empfehlen, weil schon geringe Änderungen an der Antenne (z. B. Schwingen im Winde) zu Frequenzschwankungen Anlaß geben können. Neben der Einfachheit der Bedienung hat man bei der kapazitiven Kopplung aber noch das beruhigende Gefühl, daß die Verluste im Fuchskreis wegfallen.

Zeichnung vom Verfasser Walther Kawan, D4 KPJ.

Kleine abgleichbare Kapazitäten

Oft gerät man in die Verlegenheit, kleine Kapazitäten in der Größenordnung von wenigen Picofarad verwenden zu müssen, die entweder nicht zur Hand oder so klein sind, daß ihre Größe unter der Anfangskapazität der handelsüblichen Trimmerkondensatoren liegt. Hier gibt es ein einfaches Hilfsmittel. Es besteht einfach darin, daß man zwei isolierte Schaltdrähte verdreht und mit Cohesan oder einem selbstergestellten Zelluloid-Azetonkitt festlegt. Je nach Länge der verdrehten Enden hat man dadurch einen mehr oder weniger großen Kondensator, der noch dazu abgeglichen werden kann, indem man ihn allmählich bis zum Erreichen des gewünschten Wertes verkürzt. Solche Kapazitäten haben, wenn sie die Länge von einigen Zentimetern nicht überschreiten, eine vollkommen ausreichende Konstanz, nehmen fast keinen Platz ein und sind jederzeit verfügbar.

Fürchtenicht.

Trolitul als Werkstoff

Die erstaunliche Entwicklung unserer Rundfunk- und Kurzwellengeräte wurde zu einem guten Teil durch die Schaffung hochwertiger und verlustfreier Isolierstoffe, wie Trolitul, Calit usw. ermöglicht. Bei einem Rundfunkgerät wurde nun eine Eigenschaft des Trolitul festgestellt, die nicht allgemein bekannt ist. Das fragliche Gerät setzte zeitweise vollständig aus. Eine eingehende Untersuchung zeigte folgendes: Die Statorplatten der Drehkondensatoren waren an einem Ende in einen Trolitulstreifen eingelassen, auf dem ein Trimmer saß. Dieser Trolitulstreifen von etwa 5 Zentimeter Länge hatte sich im Laufe der Zeit um etwa 2 Millimeter ausgedehnt, so daß die Plattenabstände entsprechend größer geworden waren. Da der Rotor unverändert geblieben war, begannen die Platten an den Außenseiten des Kondensators zu schleifen und infolgedessen den Schwingkreis kurzzuschließen. Es ist zwar bekannt, daß Trolitul sich geringfügig verformen kann; ich hatte aber eine derartig große Ausdehnung bisher nicht für möglich gehalten. Vielleicht genügt dieser kurze Hinweis, um manche zunächst unerklärliche Erscheinung zu klären oder den einen oder anderen Kameraden vor Schaden zu bewahren.

Bernhard Pusmann, D4 hwg.

ZEITSCHRIFTENSCHAU

Verbessertes Antennen-Anpassungsfilter

Die Antennenfilter haben sich in Amateurräumen große Beliebtheit erringen können, weil man mit ihrer Hilfe in der Lage ist, praktisch jedes beliebige Drahtstück auf jeder Welle zu erregen und dabei für den Sender die optimale Auskopplung zu erreichen. Allerdings ergeben sich bei der Speisung der Antenne beispielsweise mittels Zweidrahtspeiseleitungen mit Stehwellen unter Zuhilfenahme eines Anpassungsfilters häufig Schwierigkeiten. Sind die Speiseleitungen ungerade Vielfache einer Viertelwelle lang, so ist bei der Zeppelinantenne die Leitungsimpedanz am Anfang sehr gering und die Kapazität des Filter-Ausgangskondensators müßte einen zu großen Wert bekommen, als daß das praktisch durchführbar wäre. Beträgt andererseits im gleichen Falle die Länge der Speiseleitungen gerade Vielfache einer Viertelwelle, so wird der Leitungsanfang hochohmig und die dann erforderliche geringe Kapazität läßt sich praktisch u. U. gar nicht herstellen. Um diese Nachteile zu umgehen, empfiehlt der Verfasser, auf die Antennen- bzw. Speiseleitungsseite des Anpassungsfilters noch eine Zusatzspule zu schalten, mittels derer man die Eingangsimpedanz der Speiseleitung innerhalb weiter Grenzen ändern kann, so daß man die Ausgangskapazität des Filters auf praktische Werte einstellen kann.

Für ein π -Filter wird der senderseitige Kondensator bis zu 200 Watt als 500 pF-Empfänger-Drehkondensator, der ausgangsseitige als 100...200 pF-Sendedrehkondensator mit doppeltem Plattenabstand angegeben. Die im Filterkreis liegende Spule ist aus zwei Teilen zusammengesetzt, und zwar werden für die niederfrequenten Bänder auf 75 mm Durchmesser 75 Windungen eng gewickelt mit fünf oder sechs Anzapfungen in gleichmäßigen Abständen. Für höhere Frequenzen ist diese Spule kurzgeschlossen und eine in Serie liegende mit etwa 10 Windungen auf 2,5 cm Durchmesser wird allein benutzt, die Verlängerungsspule am Ausgang hat 30 Windungen auf 75 mm Durchmesser mit drei oder vier Anzapfungen. Die Windungszahlen für symmetrische Filter sind etwa zu halbieren.

(„QST“, Januar 1940, S. 40, „Improved Pi-Section Antenna Coupler“ von R. B. Jeffrey, W 8 gdc.)

R. W.

Einfacher Speiseleitungs-Abstandsisolator

Aus einigen Enden Glasrohr, Siegellack und Bindedrähten läßt sich sehr einfach ein Satz von Speiseleitungsisolatoren herstellen, der den Vorteil großer Billigkeit neben sehr geringem Gewicht hat. Man schneidet das Glasrohr in entsprechend lange Stücke, je nachdem wie groß der Abstand der beiden Leitungsdrähte sein soll. Das Abschneiden geht sehr einfach vor sich, indem man mittels einer Dreikantfeile das Rohr an der betreffenden Stelle anritzt, es dann beiderseits fest anfaßt und abbricht. Die Enden können in einer Gasflamme vorsichtig rund geschmolzen werden, damit man sich nicht verletzt. Dann wird aus erwärmtem Siegellack ein Stopfen für jedes Rohrende geknetet und etwa 20 mm in das zu diesem Zweck erhitzte Rohrende eingeführt. Aus 1,2 mm starkem blanken Kupferdraht von etwa 10 cm Länge wird eine „Haarnadel“ gebogen, diese stark erhitzt und in den Siegellackstopfen etwa 20 mm tief hineingesteckt. Nach dem Erkalten sitzt dieser Bindedraht fest und kann seitlich abgebogen werden, so daß man ihn nachher um die Speiseleitungsdrähte wickeln kann.

(„QST“, 1939, Dezember 1939, „An efficient and easily-made feeder spreader“, von Omar E. Snyder, W 8 qzp.)

R. W.

Senderabstimmkreis für drei Bänder ohne Bereichumschaltung

Die Verwendung von Steckspulen in Sendern hat den Nachteil, daß Wellenbereichwechsel immer ziemlich zeitraubend ist und u. U. die Spulensätze kostspielig sind. Letzterer Nachteil haftet auch den Umschaltspulensätzen an, wenn sie auch einen schnellen Wellenwechsel ermöglichen. Allerdings ist die Beschaffung der erforderlichen Schalter häufig schwierig. Der Verfasser schlägt nun vor, auf die Achsverlängerung des Abstimmkondensators ein Variometer zu setzen, um auf diese Weise eine Vergrößerung des bestrichenen Wellenbereichs zu

erzielen. Es bereitet keine großen Schwierigkeiten, ein Induktivitätsverhältnis von 1 zu 4 mittels eines leicht herstellbaren Variometers zu erzielen; bei gleichgroßem Verhältnis zwischen Anfang- und Endkapazität des verwendeten Drehkondensators bekommt man dann also eine Wellenbereichvariation von 1 zu 4, d. h. man kann drei Amateurbänder ohne Umschaltung überstreichen.

Bei einer 450-Watt-Gegentakt-Senderendstufe wurde diese Kombination eingebaut und lieferte auf 1,75, 3,5 und 7 MHz praktisch gleichgute Wirkungsgrade. Die äußere Spule des verwendeten Variometers hatte 21 Windungen 2 mm Draht auf 10 cm Durchmesser, die innere (drehbare) Spule 9 Windungen 2,5 mm Draht auf ca. 87 mm Durchmesser, die Länge beider Spulen betrug ca. 63 mm. Der Abstimmkondensator hatte 2×200 pF Maximalkapazität und eine kleine Anfangskapazität, die Ankopplungswindungen („link-coupling“) waren über die Mitte der äußeren Spule gewickelt, die innere Spule in der Mitte angezapft.

(„QST“, 1939, November, S. 33 u. folg., „A single-control wide-range tank circuit“, von T. M. Ferill, Jr. W 1 lji.)

R. W.

Vierröhren-Superhet

Bei Wenigröhren-Superhets muß man gegenüber großen Vierröhrengeräten mit allen Schikanen natürlich mancherlei Kompromisse, insbesondere hinsichtlich des Bedienungskomforts schließen. Trotzdem wird dem hier beschriebenen Vierröhrengerät nachgesagt, daß man im Verhältnis von R 7 zu R 3 Einzeichenempfang machen kann. (Nach Messungen der Schrifteleitung der „CQ“ läßt sich bei einem ähnlich aufgebauten Zwischenfrequenzverstärker mit erstklassigen deutschen Eisenspulen das Verhältnis auf annähernd R 8 zu R 1 in die Höhe treiben!) Als Mischröhre wird eine sehr steile Penthode (1852) mit einem getrennten Oszillator mit Triode (6 J 5) verwendet. Von dessen Anode (normale Rückkopplungsschaltung mit Abstimmkreis am Gitter) wird über eine kleine, einstellbare Kapazität die Oszillatorschwingung auf das Gitter 1 der 1852 gekoppelt, es wird also hier additive Mischung verwendet, bei der der dynamische Innenwiderstand der Mischröhre hoch ist. Die auf diese Weise zu erzielende Mischsteilheit wird sehr hoch (etwa $\frac{1}{4}$ der statischen, d. h. hier nahezu 1,8 mA/V) und da der äquivalente Rauschwert der steilen Penthode sehr niedrig liegt, wird selbst bei Steigerung auf den etwa vierfachen Betrag bei Verwendung als Mischröhre der hohe Rauschpegel der üblichen Mischröhren auch nicht im entferntesten erreicht, so daß rauschmäßig diese Anordnung günstig arbeitet. Ein gewisser Zuwachs an Spiegelfrequenzsicherheit wird durch schwache, das Rauschen noch nicht wesentlich erhöhende Zusatzrückkopplung vom Anoden- auf den Gitterkreis der Mischröhre erzielt.

Die verwendete Zwischenfrequenz ist 1,6 MHz, es wird eine Penthode (6 K 7) als Zwischenfrequenzverstärker verwendet, die Gittervorspannung ist regelbar, die Gitter 1-Anodenkapazität wird durch einen aus zwei Drähten bestehenden Zusatzkondensator künstlich vergrößert und so eingestellt, daß bei voll aufgedrehtem Regler die Röhre gerade zu schwingen beginnt, so daß man also die Zwischenfrequenzselektion auf diese Weise erheblich vergrößern kann. Auf diese Stufe folgt — mittels eines zweiten Zweikreisbandfilters angekoppelt — ein Anodengleichrichter, in dessen Anodenkreis über einen Lautstärkenregler direkt der Kopfhörer liegt, ein Zwischenfrequenzüberlagerer für Telegaphieempfang arbeitet in der normalen Rückkopplungsschaltung. Für die beiden letzteren Stufen wird eine Doppeltriode (6 C 8) mit getrennten Kathoden verwendet. (Anmerkung der Schrifteleitung: Man wird bei Anwendung deutscher Röhren mit EF 14 als Mischröhre und EBC 11 als Oszillator arbeiten, vorteilhaft erscheint, die Demodulation mittels Diode vorzunehmen [mit in der EBF 11 enthalten] und dann die eine Triodenhälfte der Doppeltriode EDD 11 als Tonfrequenzverstärker zu schalten, ferner wird man die Rückkopplungskapazität regelbar machen, um die Zwischenfrequenzverstärkung unabhängig von dem Rückkopplungsgrad regeln zu können.)

(„QST“, 1939, Dezember, S. 16 u. folg., „A four-tube Superheterodyne“, von Byron Goodmann, W 1 jpe.)

R. W.

BUCHBESPRECHUNG

„Die Mathematik des Funktechniklers“ von Otto Schmid. Lieferung 2: Geometrie und Trigonometrie I, Lieferung 3: Trigonometrie II und Analysis, Franckh'sche Verlagsbuchhandlung, Stuttgart. Preis je 4,50 RM.

Der Verfasser behandelt, ausgehend von den Grundlagen der ebenen Geometrie und den zeichnerischen Hilfsmitteln, die ebenen, geradlinigen Figuren, die Kegelschnitte, und geht dann auf die räumliche und darstellende Geometrie und das technische Zeichnen ein. Bei der Besprechung der Trigonometrie folgen auf die Winkelfunktionen die wichtigen Funktionen zusammengesetzter Winkel. Hier seien die sehr anschaulichen Beispiele, die die Gleichrichtung, die Entstehung von Verzerrungen an gekrümmten Röhrenkennlinien und die Überlagerung zum Gegenstand haben, besonders hervorgehoben. Mit einer Zusammenstellung der zyklometrischen und hyperbolischen Funktionen schließt dieser Teil.

Im wesentlichen mit der Differential- und Integralrechnung beschäftigt sich der Teil Analysis. Auf eine kurze Einführung in die Aufgaben dieses Zweiges der Mathematik folgen Kapitel über die Erweiterung des Funktionsbegriffs und Grenzwerte von Funktionen. Hier sei besonders auf die sehr anschauliche Behandlung der Herkunft der Eulerschen Zahl hingewiesen. Im Kapitel über den ersten Differentialquotienten wird auch die Ableitung transzendenter Funktionen besprochen, anschließend bringt der Verfasser die höheren Ableitungen, Maximum- und Minimumrechnung, endlich die Taylorsche und MaxLaurinsche Reihe. Es folgen Abschnitte über Differentialgleichungen und schließlich über bestimmte und unbestimmte Integrale. Die am Schlusse jeden Teils des Buches stehenden Zusammenfassungen der wichtigsten Sätze und Formeln werden dem Leser in Zweifelsfällen bei der praktischen Anwendung des Gelernten ein schnelles Zurechtfinden ermöglichen.

Man darf für eine spätere Neuauflage dieses Buches einige Wünsche aussprechen. So wäre z. B. ein näheres Eingehen auf die Exponentialfunktionen und ihre Bedeutung in der Hochfrequenztechnik zweckmäßig, auch könnte es nichts schaden, wenn man bei dieser sowohl wie bei der Parabel und der Taylorreihe nicht nur sagte, daß man beispielsweise Kennlinienteile durch sie ersetzen kann, sondern auch wie man die Konstanten experimentell gewonnener Kurven ermittelt. Generell erscheint es angebracht, die zahlreichen Rechenbeispiele rein mathematischer Natur ebenso wie die aus anderen Zweigen der Physik stammenden nach Möglichkeit durch solche aus der Funktechnik zu ersetzen. Die Abschnitte über Differentialgleichungen, über die Maximum- und Minimumrechnung sollten ebenso wie die über die praktische Anwendung der Integralrechnung erheblich erweitert werden, da nicht nur diese Rechenarten in der gesamten Hochfrequenztechnik weiteste Anwendung finden, sondern auch in der gesamten mathematischen Literatur gerade die Funktechnik in dieser Beziehung recht stiefmütterlich behandelt wird. Es wäre zu erwägen, ob man nicht auch auf die u. a. für viele elektromagnetischen Aufgaben wichtigen elliptischen Integrale und das für die Analyse von Schwingungsformen häufig gebrauchte Fourierintegral noch näher eingehen kann.

Dem ernst strebenden Funktechnikler, der sich durch das Schmid'sche Buch hindurchgearbeitet hat, werden umfangreiche Kenntnisse zur Verfügung stehen, die ihm die Lösung sehr vieler Aufgaben aus der Hochfrequenztechnik und das Verständnis mancher schwierigeren Probleme ermöglicht, darüber hinaus wird das Buch auch zur Wiederauffrischung früher erworbener mathematischer Kenntnisse wertvolle Dienste leisten und deren praktische Anwendung auf das interessierende Fachgebiet erleichtern.

Rolf Wigand

Erdmagnetischer Bericht

Vom 14. November bis 31. Dezember 1939

Zeiten in mittlerer Greenwicher Zeit

14. November (0) unruhig. 0.30—2.00, D, \cup , 15 $\frac{1}{2}$ ' . 15.25 bis 16.10, D, \cup , 8 $\frac{1}{2}$ ' . 20.45—21.45, H, \cup , 35 γ ; 21.15—22.30, D, \cup , 10 $\frac{1}{2}$ ' .
15. November (0) leicht bewegt. 15.15—16.30, D, \cup , 9' .

16. November (0) ruhig. Zeitweilig auftretende Elementarwellen.
17. November (0) ruhig. 19.20—20.00, D, \cup , 7' .
18. November (0) ruhig.
19. November (0) Von 9.00 bis Ende des Tages unruhig.
20. November (0) ruhig.
21. November (0) ruhig.
22. November (0) ruhig.
23. November (0) leicht bewegt.
24. November (0) Von 11.00—24.00 leichte Unruhe. 21.25 bis 22.40, H, \cup , 38 γ .
25. November (0) unruhig. 4.35—6.55, D, \cup , 10' ; 5.28—6.26, H, \cup , 26 γ . H fällt von 19.50 bis 21.10 um 76 γ . D zwischen 20.00 und 23.00 sin-förmig, Ampl. 23' .
26. November (0) unruhig. 19.45—20.45, D, \cup , 14 $\frac{1}{2}$ ' . H steigt von 20.03—20.22 um 40 γ und fällt bis 20.58 um 26 γ .
27. November (0) geringe Bewegung.
28. November (0) ruhig.
29. November (0) leicht bewegt.
30. November (0) geringe Bewegung.
1. Dezember (0) Leichte Bewegung während des ganzen Tages.
2. Dezember (0) geringe Bewegung.
3. Dezember (0) geringe Bewegung. 21.55—22.45, D, \cup , 9' .
4. Dezember (0) ruhig.
5. Dezember (0) 0.00—15.00 ruhig, der Rest des Tages unruhig. D steigt von 16.16—16.40 um 12 $\frac{1}{2}$ ' und fällt bis 17.55 um 5 $\frac{1}{2}$ ' .
6. Dezember (0) ruhig bis 19.40, der Rest des Tages gestört. D fällt von 20.21—20.49 um 26' . Amplitude bei H zwischen 20.00 und 22.00 97 γ . Von 22.57—23.42 steigt D um 21 $\frac{1}{2}$ ' und fällt bis 24.00 um 7 $\frac{1}{2}$ ' .
7. Dezember (0) stärkere Unruhe. D zwischen 2.00 und 3.00 sin-förmig, Ampl. 18 $\frac{1}{2}$ ' ; 2.52—3.35, H, \cup , 61 γ . Zwischen 7.00 und 13.00 sehr schnelle Bewegung geringen Ausmaßes. 14.05—15.20, D, \cup , 20' . 21.45—23.15, H, \cup , 76 γ .
8. Dezember (0) Bis 14.00 und von 21.00—24.00 geringe Unruhe, die übrigen Stunden des Tages stärker gestört. 15.15—17.05, D, \cup , 25 $\frac{1}{2}$ ' , 15.35—17.06, H, \cup , 47 γ . 17.50—18.54, D, \cup , 13' . 19.25—20.45, D, \cup , 17 $\frac{1}{2}$ ' , 19.40—20.45, H, \cup , 42 γ . 23.40—0.35 des folgenden Tages D, \cup , 10 $\frac{1}{2}$ ' .
9. Dezember (0) geringe Unruhe. 17.55—19.05, D, \cup , 15' . 18.05—19.20, H, \cup , 42 γ .
10. Dezember (0) geringe Unruhe. 14.35—15.20, H, \cup , 31 γ . D zwischen 14.00 und 16.00 sin-förmig, Ampl. 8' . 21.05—22.30, H, \cup , 32 γ .
11. Dezember (0) leicht bewegt.
12. Dezember (0) Zwischen 15.00 und 19.00 leichte Unruhe. 21.52—23.02, H, \cup , 43 γ . 21.50—23.07, D, \cup , 9' .
13. Dezember (0) Leichte Bewegung bis 16.00.
14. Dezember (0) ruhig.
15. Dezember (0) leicht bewegt. Von 15.35—16.30 steigt H um 38 γ und fällt bis 18.00 um 21 γ .
16. Dezember (0) leicht bewegt. 22.00—24.00 D sin-förmig, Ampl. 15 $\frac{1}{2}$ ' . 22.40—24.00, H, \cup , 38 γ . 22.40—23.35, Z, \cup , 17 γ .
17. Dezember (0) ruhig.
18. Dezember (0) ruhig.
19. Dezember (0) Ruhe bis 12.00, der Rest des Tages leicht bewegt.
20. Dezember (0) leichte Unruhe.
21. Dezember (0) unruhig. 15.40—16.42, D, \cup , 15 $\frac{1}{2}$ ' . 15.55 bis 17.10, H, \cup , 42 γ . 20.40—21.45, D, \cup , 9' . H steigt von 21.11—21.24 um 28 γ und fällt bis 22.21 um 40 γ .
22. Dezember (0) unruhig. D steigt von 13.47—14.48 um 11 $\frac{1}{2}$ ' und fällt bis 15.15 um 7 $\frac{1}{2}$ ' . 19.30—20.25, D, \cup , 7' .
23. Dezember (0) Unruhe bis 14.00. 0.06—0.54, H, \cup , 31 γ . 0.18—1.25, D, \cup , 13' . 21.56—23.15, H, \cup , 42 γ .
24. Dezember (0) leicht bewegt.
25. Dezember (0) leicht bewegt. Zeitweilig auftretende Elementarwellen.
26. Dezember (0) ruhig.
27. Dezember (0) unruhig. 18.54—20.30, D, \cup , 12' .
28. Dezember (0) Unruhe von 14.00 bis Ende des Tages.
29. Dezember (0) leichte Unruhe.
30. Dezember (0) ruhig. 15.40—17.30, D, \cup , 5' . 16.30—18.00, H sin-förmig, Ampl. 19 γ .
31. Dezember (0) ruhig.

Prof. Dr. R. Bock.

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, Berlin W 35, Kirchbachstr. 7. — 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.