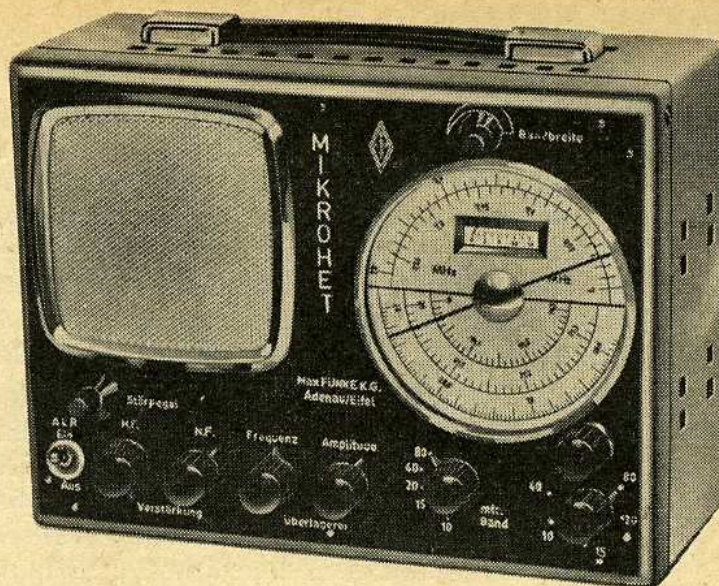


Der Kleinform- Amateurempfänger

Mikrohet



Von Ing. Georg Paffrath, DL 6 EG

Technischer Referent des DARC

Nachstehend bringen wir den mit Spannung erwarteten Bericht unseres Technischen Referates über den Kleinformempfänger Mikrohet. OM Paffrath beschränkt sich darin nicht allein auf reine Technik, er schneidet auch die überaus interessanten Fragen an, die beim Entwurf und während der Entwicklungszeit auftauchten und gelöst werden mußten.

Die untere Preisgrenze komfortabler Amateurempfänger liegt bei rund 1000 DM, das gilt auch für das Auslandsangebot. Ein solcher Preis, für den zwei sehr gute Rundfunkgeräte bzw. sogar ein Fernsehgerät höherer Güte zu erhalten sind, erscheint vielen Käufern zu hoch. Das geht jedenfalls aus zahlreichen Stellungnahmen hervor. Was ist der Grund? Nun: Rundfunk- und Fernsehgeräte sind ausgesprochene Massenartikel mit Produktionsziffern von 100 000 Stück und mehr pro Type. Amateurempfänger erreichen dagegen (für Westdeutschland gesehen) höchstens 0,5 bis 1% dieser Zahl, und zwar für eine Vertriebszeit von mehreren Jahren. Das bedeutet Kleinserien auf praktisch handwerklicher Produktionsbasis. Arbeitslöhne, Werkzeugkosten und entsprechend hohe Preise vieler Spezialbauteile mechanischer und elektrischer Art gehen entsprechend in die Kalkulation ein.

Aus gleichen Gründen liegen auch die USA-Preise trotz höherer Vertriebsziffern (Weltmarkt) entsprechend hoch.

Sofort nach Abschluß der Entwicklungsarbeiten am RX 57 wurden im technischen Referat konstruktive und technische Fragen bearbeitet, die darauf abzielten, einen Amateurempfänger zu schaffen, der das Preisniveau nach unten durchbricht. Selbstverständlich wurden Empfangseigenschaften angestrebt, die den heutigen (gemäß dem Zustand auf den Bändern) immer höher werdenden technischen Forderungen möglichst gerecht werden.

Das war kein leichtes Unterfangen, das zunächst einmal am Schreibtisch behandelt wurde, um aus der Fülle der sich anbietenden Schaltungsvarianten eine brauchbare Lösung in Bezug auf Aufwand, technische Eigenschaften und Anpassung an die Produktionseinheiten des Herstellers zu finden. Dabei war zunächst gar nicht daran gedacht, den Empfänger auch in Kleinform zu erstellen. Das ergab sich erst später, als aus Mitgliederkreisen immer wieder der Wunsch nach einem portablen Gerät laut wurde.

Nun mußten auch noch die hierdurch entstandenen besonderen Konstruktionsforderungen mit verarbeitet werden. Von einem solchen Schreibtischent-

wurf, der schon ein Extrakt aus vielen Entwürfen ist, bis zum laborreifen Muster ist noch ein weiter Weg und bis die Fabrikation „Ja“ sagt, fließen noch viele Änderungen ein, die entsprechend Zeit und Arbeit kosten. Wir stellen das einmal ausführlicher heraus, weil vielfach die Ansicht zu hören ist, eine solche Entwicklung sei doch eine relativ einfache Sache. Man informiere sich über den Stand der Technik, entwerfe ein vernünftiges Schaltbild, mache ein paar Tests und baue los. So geht es nicht. Deshalb ein paar Worte über den Entwicklungsgang des Mikrohet.

Vorab war klar, daß nur eine radikale Schaltungsvereinfachung mit geringem Aufwand an Bauteilen eine spürbare Preisminderung erwarten ließ. Da nur ein Superhet in Frage kam, bedeutete das eine hohe Zwischenfrequenz, um mit möglichst wenigen Vorkreisen die erforderliche Spiegelselektion zu erreichen. Rechnerisch ergab sich schnell, daß zwei Vorkreise bei einer Zwischenfrequenz zwischen 5 und 6 MHz ausreichen. Sofort warfen sich zwei Schwerpunktsfragen auf:

1. Erreicht man die erforderliche Trennschärfe bei dieser hohen Zf bzw. gelingt das auch ohne zweite Konvertierung auf eine niedrigere Zf?

2. Wie kommt man zu einer einfachen Gestaltung des Hf-Teiles (Vorstufe-Mischstufe und Oszillator)?

Beide Möglichkeiten wurden durchgearbeitet. **Abb. 1** zeigt einen Zf-Verstärker mit drei Quarzen gleicher Frequenz für ca. 6 MHz ohne Bandbreitenregelung. Ein Muster des Mikrohet mit diesem Zf-Teil wurde schon in Diez anläßlich der AR-Sitzung vorgeführt.

Hier wie auch bei anderen Erprobungsgelegenheiten ergab sich aber bald, daß eine Bandbreitenregelung doch erwünscht war. Bemerkenswert ist jedoch, daß bei diesen hohen Frequenzen durchaus brauchbare Durchlaßkurven zu erzielen sind. Eingehende Versuche mit der in Abb. 1 angegebenen Anordnung, und auch solche mit kreisgekoppelten Quarzfilterschaltungen brachten aber bisher nicht so befriedigende Ergebnisse, daß sie unbesorgt zum Nachbau empfohlen werden konnten bzw. für eine Fabrikation die nötige Sicherheit boten.

Zwar wurden bezüglich der Flankensteilheit durchaus günstige Kurvenformen erreicht (auch mit für Fonie genügender Top-Breite), aber für CW-Empfang wäre zumindest eine zusätzliche Q-Multiplier-Stufe erforderlich gewesen, um guten Einfach-Zeichenempfang zu gewährleisten. Der Übergang zum Doppelsuperhet mit einer zweiten Zf von ~ 470 kHz bringt dann aber keinen so ins Gewicht fallenden Mehraufwand, als daß nicht die besseren Eigenschaften eines hierfür geeigneten Quarzfilters ausgenutzt werden sollten. Die bekannten bei doppelter Konvertierung auftretenden Schwierigkeiten, wie unerwünschte Mischprodukte der dann vorhandenen zwei Oszillatoren, oder das Einfallen von Oberwellen des zweiten festen Oszillators in einen Empfangsbereich (Pfeifstellen) lassen sich bei einem reinen Amateurband-Empfänger relativ leicht vermeiden.

So wurde zunächst die Entwicklung eines Quarzfilters durchgeführt, daß bei geringem Aufwand und dadurch auch geringem Raumbedarf möglichst günstige Selektionskurven gewährleisten sollte. Ein-, zwei- und dreistufige Quarzfilter aller bekannten Schaltungskonzeptionen wurden untersucht und schließlich die im Gesamtschaltbild gezeichnete Ausführung, die noch näher erläutert wird, gewählt. Hierzu soll noch bemerkt werden, daß es gar nicht leicht ist, solche Entwurfsarbeiten an Quarzfiltern durchzuführen.

Mit einer Vorausberechnung ist da nicht viel zu machen, da hierfür überdurchschnittlicher mathematischer Aufwand Voraussetzung ist. Für unsere Zwecke kommen wir in diesem Falle mit rein empirischen Methoden schneller zum Ziel. Allerdings auch nur dann, wenn einschlägige Meß- und Prüfeinrichtungen geschaffen werden. Es ist nämlich praktisch aussichtslos, mit Meßsender und Röhrenvoltmeter als Indikator zu operieren. Abgesehen davon, daß das viel zu zeitraubend wäre, liegt hierbei auch noch der wesentliche Nachteil vor, daß der Gesamtüberblick über Veränderungen der Kurvenform fehlt, wenn eines der Schaltungsteile verändert wird. Die Schaffung eines Kurvenschreibers, bestehend aus Wobbelsender und Oszillograf war daher unerlässlich. Als Oszillograf kann jede Type verwendet werden, dessen Y-Verstärker mindestens bis 1 MHz geradlinig verstärkt und dessen Sägezahn für die X-Ablenkung bis zu mindestens 5 Hz herunter ebenfalls geradlinig ist. Benutzt wurde die Weiterentwicklung des DARC-Standard-Gerätes Nr. 4 (Funke-Oszillograf).

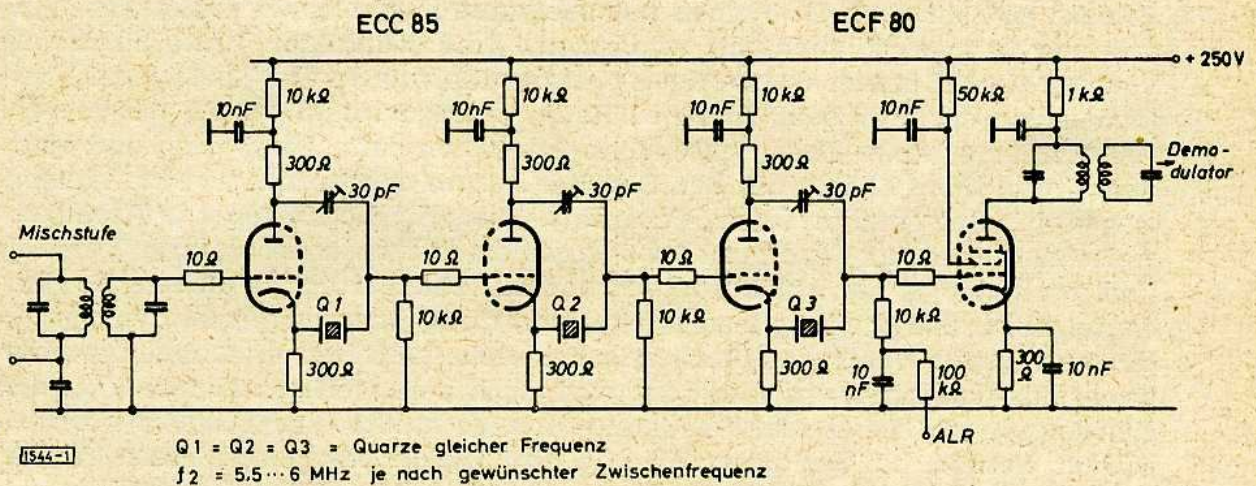


Abb. 1. Zf-Verstärker mit drei Quarzen gleicher Frequenz für ca. 6 MHz

Der Wobbelsender wurde eigens für diesen Zweck entwickelt; da auf dem Markt keine geeigneten Geräte erhältlich sind. Für Untersuchungen an Quarzfiltern sind nämlich sehr niedrige Ablenkfrequenzen erforderlich (3 bis 10 Hz), da sonst die Einschwingvorgänge falsche Kurvenformen vortäuschen können. Dieser spezielle Wobbelsender wurde gleich in Transistorbestückung ausgeführt, er ist klein und erfordert nur geringen Aufwand. Falls Interesse besteht (insbesondere bei SSB-Leuten, die ihre Filter wirklich einwandfrei gestalten wollen), wird das Technische Referat diese Schaltung mit entsprechender Beschreibung gern im DL-QTC veröffentlichen.

Bisher war im Konzept herausgestellt: Möglichst hohe 1. Zf, um mit nur zwei Vorkreisen auszukommen. Selbst diese Vereinfachung bedeutet aber, daß drei Spulensätze für fünf Bänder geschaltet werden müssen, und zwar abgestimmt mit einem Dreifachdrehkondensator. Schon jetzt spielt die zu wählende Gehäusegröße eine Rolle. Hier — wie auch bei anderen Schaltungsteilen — haben wir uns an vorhandene, handelsübliche Stücke der Industrie anzupassen, denn eine Sonderkonstruktion und Produktion kommt wegen der geringen Stückzahl nicht in Betracht. Es gibt z. B. keinen Dreifachdrehkondensator so geringer Baulänge, daß das Gehäuse nicht unnötig tief

wird. So kam es zwangsläufig zu der Lösung, nur Oszillator und zweiten Vorkreis gleichzeitig abzustimmen und dementsprechend den 1. Kreis (= Antennenkreis) separat zu bedienen. Hierfür ist aber aus Gründen einfacher Bedienung erforderlich, daß dieser Antennenkreis mit nur einem Bedienungsknopf über fünf Bänder abzustimmen ist. Dabei wurde auf eine vom Verfasser schon im DL-QTC angegebene Lösung zurückgegriffen, die weiter unten nochmals näher beschrieben wird.

Mit dem nun nur noch erforderlichen Zweifachdrehkondensator, der als UKW-Type in mehreren Ausführungen auf dem Markt ist, kommen wir auf die gewünschte geringe Bautiefe.

Jetzt wäre noch die Schalterfrage zu behandeln. Auch hier gilt wieder die Forderung nach möglichst geringem Raumbedarf. Das gilt auch bezüglich der zu verwendenden Spulen. Was wählen wir als Bereichsschalter? Irgendwelche Revolvertypen entsprechend kleiner Ausmaße sind bisher nicht auf dem Markt. Mit Drucktastenaggregaten wurden keine günstigen Erfahrungen gemacht; insbesondere nicht mit den Miniaturtypen, die meist nur für Nf-Zwecke gedacht sind. So bleiben nur geeignete Kreisschalter übrig. Eine Anordnung in zwei Ebenen mit mindestens 2×5 Kontakten hätte abgesehen von der hierbei immer ungünstigen Leitungsführung zu den Spulen und Festkondensatoren auch noch zu viel Raum beansprucht. Deshalb wurde versucht, mit nur einer Ebene auszukommen, wobei dann die Spulen und Kondensatoren konzentrisch um den Schalter herum angeordnet werden können. Das ergibt eine denkbar kurze Verdrahtung. Im Schalterangebot in Kleinbauweise sind aber nur Typen mit 2×5 Kontakten zu finden, so daß für Vorkreis und Oszillator je nur ein Mitnehmerkontakt zur Verfügung stehen. Das bedeutet aber, daß die gewünschte Bandspreizung über möglichst den ganzen Skalenweg nur durch entsprechende Parallelkapazitäten erzwungen werden kann. Für den Oszillator stand demnach auch kein weiterer Kontakt für den Rückkopplungs-Kanal zur Verfügung, d. h. es mußte eine Schaltung veranschlagt werden, bei der dieser für alle fünf Bänder konstant bleiben konnte. U. a. bot sich eine Dreipunktschaltung mit kapazitivem Spannungsteiler und Katoden-Rückkopplung an, die infolge der Gegenkopplung stark nivellierend wirkt. Aber hier hören die Überlegungen am Schreibtisch auf, denn Untersuchung der Schwingeeigenschaften, Mischeigenschaft und Temperatur-Drift u. a. m. müssen im Labor untersucht werden.

Da bei nur einem Umschaltkontakt pro Band die gewünschte Bandbreite nur durch entsprechende Wahl der Kreis-Festkapazitäten erzwungen werden kann, ist es erforderlich, sich rechnerisch über die Grenzwerte Klarheit zu verschaffen.

Zwangsläufig ergeben sich nämlich etwas ausgefallene Werte. Im Anhang geben wir für einige wesentliche Schaltungsdaten den Berechnungsgang mit stark vereinfachten Formeln bekannt und erfüllen damit einen schon vielfach an das Technische Referat herangetragenen Wunsch nach Lehrmaterial für die Ortsverbände.

Die Schaltung

Das Gesamtschaltbild des Mikrohet in seiner jetzigen Ausführung als Doppelsuperhet zeigt **Abb. 2**.

In der Antennenzuleitung liegt der Sperrkreis für die 1. Zf, und von da geht es mit induktiver Kopplung auf den 1. Vorkreis (5-Band-Kreis). Als Ab-

stimmkapazität wird ein 100-pF-Luftdrehkondensator verwendet, der über 360° drehbar sein muß. Bei 180° schließt ein Schalter und legt die zweite Spule parallel. Von 0 bis 180° werden das 80- und 40-m-Band erfaßt, die jeweils ziemlich am Ende liegen und von 180 bis 360° nach Parallelschalten der zweiten Spule das 20-, 15- und 10-m-Band. Bewußt wurde die an und für sich nicht als Regelröhre ausgelegte EF 80 benutzt, da sie bessere Eingangsempfindlichkeit ergibt. Sie wird trotzdem geregelt, was jedoch bei den hier vorliegenden sehr kleinen Empfangsspannungen keine Verzerrungen ergibt. Diese Stufe ist außerdem von Hand regelbar.

Das Rauschen des 1. Kreises muß beim Durchdrehen deutlich feststellbar sein. Bei nicht angeschlossener Antenne kann die Stufe ins Schwingen geraten, wenn volle Verstärkung eingestellt wird. Die Praxis hat ergeben, daß die erforderliche Nachstellung des Kreises innerhalb eines Bandes keine merkliche Bedienungsverschlechterung bringt. Selbst bei stärkerer Verstimmung (also beim Suchen) bleibt die Empfindlichkeit des Gerätes so groß, daß keine Station übergangen wird. Ein Vorteil ist es jedoch, daß jede Antennenverstimmung ausgeglichen werden kann. Aus dem gleichen Grunde ist auch die Ankopplung nicht kritisch.

Nach dem 2. Vorkreis folgt die 1. Mischstufe (ECC 85), die die Besonderheit aufweist, daß das Zf-Signal aus der Anode der Oszillator-Triode ausgekoppelt wird. Damit hat diese Mischstufe alle Merkmale des in der SSB-Technik bekannten Produktdetektors, der, wie sein Name sagt, ja ein multiplikativer Mischer ist und dadurch gute Kreuzmodulationseigenschaften besitzt. Der Unterschied besteht lediglich darin, daß die Gitter-Katodenstrecke gleichzeitig als Oszillator dient.

Die erste Triode wirkt als Katodenfolge-Verstärker, genau wie beim Produktdetektor. Wir nützen also den kleinen äquivalenten Rauschwiderstand und den entsprechend hohen elektronischen Eingangswiderstand dieser Triode aus und verbinden damit die Vorteile der multiplikativen mit den Vorteilen der additiven Mischung. Zum Oszillator ist nur zu sagen, daß die resultierende Kapazität des Rückkopplungs-Spannungsteilers (30 zu 50 pF) bei der Berechnung der Kapazität C_z berücksichtigt werden muß.

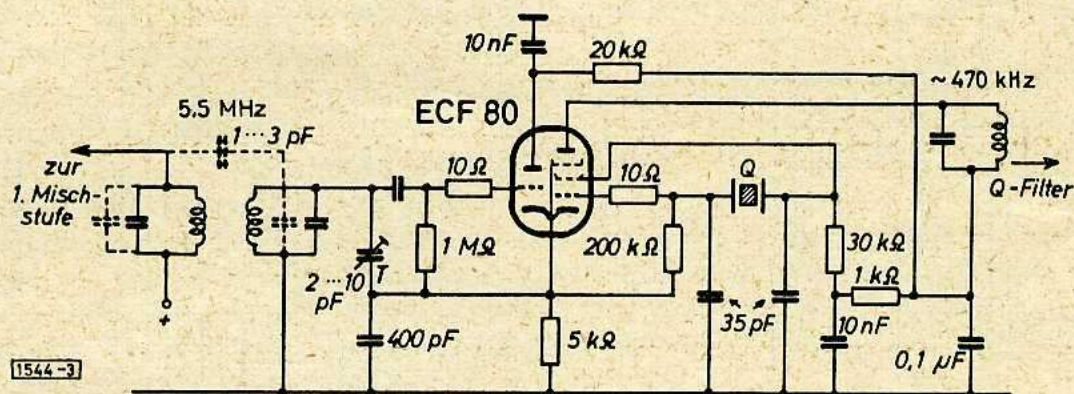


Abb. 3. Mischstufe für 5...6-MHz-Bandfilter mit hohen Kreiskapazitäten. Will man die überall im Handel erhältlichen 10,7-MHz-Bandfilter verwenden, ohne daß die Spule geändert werden, so kann die Veränderung auf 5 bis 6 MHz nur durch Parallelschalten von Kapazitäten erfolgen. Dabei sinkt der Resonanzwiderstand erheblich ab, so daß auch die Mischverstärkung kleiner wird. Das läßt sich vermeiden, wenn eine leichte Entdämpfung vorgenommen wird. Schon eine Entdämpfung von 1:2 bis 1:3 genügt vollkommen. Diese Entdämpfung läßt sich mit dem Trimmer T (2...10 pF) vollkommen betriebsstabil einstellen.

Über ein Bandfilter (5,5 bis 6 MHz) geht es zum Gitter der zweiten Mischstufe, die in dieser Ausführung als normale additive Mischstufe geschaltet ist. Die Triode dient als Quarzoszillator. Auch hier kann die Mischart wie bei der ersten Mischstufe angewendet werden. In **Abb. 3** ist eine solche Mischstufe separat dargestellt. Sie hat den Vorteil, daß der Gitterkreis des 1. Bandfilters bequem leicht entdämpft werden und die relativ starke Bedämpfung des Filters durch das R_i des 1. Oszillators aufgehoben bzw. übertroffen werden kann. Unbedingt erforderlich ist diese Verbesserung aber nicht. Die Wahl der 1. Zf zwischen 5,5 und 6 MHz ist an und für sich unkritisch. Aber es ist darauf zu achten, daß keine Oberwellen des 2. Oszillators (Quarz) in ein Band fallen und es ist zu untersuchen, ob nicht Mischprodukte zwischen erstem und zweitem Oszillator Pfeifstellen ergeben.

Nach der 2. Mischstufe folgt das Doppelquarzfilter. Darin werden normale Rundfunkbandfilter Philips AP 1001/70 verwendet, die lediglich durch Einschaltung des 2-nF-Kondensatoren geändert sind. An dem sich dann ergebenden kapazitiven Spannungsteiler wird eine gegenphasige Spannung abgegriffen und über die 35 pF zum Eingang des Filters zurückgegeben. Hierdurch wird die innere induktive Kopplung sowie die Kopplung über das schädliche Parallel C des Quarzes gerade aufgehoben, so daß nur der Quarz wirksam ist.

Die einzelnen Quarzfilterstufen sind galvanisch gekoppelt. Der hierzu dienende 200-k Ω -Widerstand mußte abgeschirmt werden, damit er wirklich als Widerstand wirkt. Beim zweiten Bandfilter werden die Kreise durch den Differential-Drehkondensator von 15 pF gegensinnig verstimmt, was in bekannter Weise die Bandbreitenregelung bewirkt. Eine noch bessere Kurvenform wäre zu erzielen, wenn auf die gleiche Art gleichzeitig auch die Kreise des ersten Bandfilters verstimmt würden. Nur wegen Platzmangels mußte darauf verzichtet werden.

Die erzielten Durchlaßkurven sind in **Abb. 4** dargestellt. Bei einer Flat-Top-Breite von ~ 4 kHz ist die durchschnittliche Flankensteilheit 20 dB/kHz in Breitstellung, die bis zur Stellung „schmal“ kontinuierlich bis auf über 50 dB/kHz ansteigt.

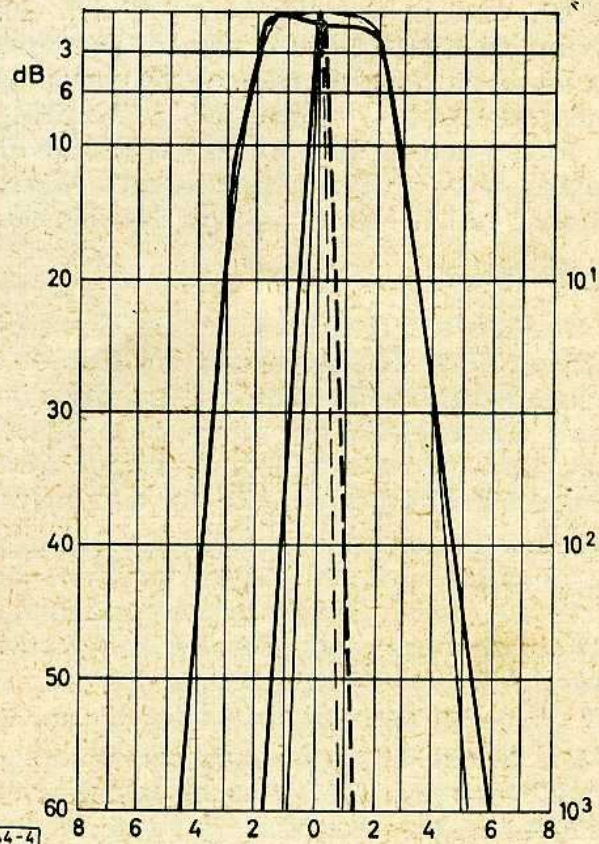


Abb. 4. Durchlaßkurven des Filters aus Abb. 3.

1544-4

Nach der Zf-Verstärkerstufe mit der EF 89 folgen der Demodulator und Störbegrenzer. Die Demodulation erfolgt unverzögert durch eine Kristalldiode OA 161, an deren Arbeitswiderstand auch gleichzeitig die Regelspannung abgenommen wird. Der Störbegrenzer arbeitet ebenfalls mit zwei Kristalldioden OA 161.

Der Schwellwert der Begrenzung kann in bestimmten Grenzen mit dem Potentiometer (100 k Ω) eingestellt werden. Eine Trägeranpassung erfolgt durch das RC-Glied 1 M Ω /0,1 μ F. Fast alle bekannten Störbegrenzerschaltungen wurden getestet. Wesentliche Unterschiede wurden nicht festgestellt. Bei langanhaltenden, sehr starken Störungen versagen sie alle. Die angewandte Schaltung hat den Vorteil, daß sie auch bei kleinen Trägerwerten anspricht.

Über den anschließenden dreistufigen Nf-Verstärker ist wenig zu sagen. In der ersten Stufe wurde ein Transistor verwendet, der zusammen mit dem des BFO eine Röhre einspart, und zwar nur aus Wärmegründen. Trotz reichlicher Belüftungslöcher wurde das Gerät übermäßig warm.

Auch der BFO ist aus den genannten Gründen transistorbestückt. Der Rückkopplungsspannungsteiler mit den sehr hohen Kapazitäten von je 5000 pF sichert eine ausreichende Unabhängigkeit von Transistoreinflüssen. Die Frequenz kann mit dem Drehkondensator von 15 bis 20 pF geregelt werden und die Amplitude durch Spannungsregelung (50-k Ω -Potentiometer). Das BFO-Signal wird dem Zf-Verstärker am Eingang zugeführt, und zwar durch lose kapazitive Ankopplung an das Gitter der zweiten Mischstufe. Die hier noch kleinen Signalwerte sichern ein günstiges Mischverhältnis und erfordern außerdem eine nur sehr kleine BFO-Spannung. Die bekannten Mitnahme-Erscheinungen (Ausblasen) treten nicht auf.

Die Schwundregelung erfolgt in zwei Stufen, und zwar in der Hf-Vorstufe (EF 80) und in der Zf-Stufe (EF 89). Schon weiter oben wurde dargelegt, warum in der Hf-Stufe die EF 80 verwendet wurde. Zur Erzielung einer brauchbaren Regelcharakteristik wurde die Schirmgitterspannung leicht gleitend gestaltet (Vorwiderstand 10 k Ω). Mit einer Zeitkonstanten von $\sim 0,2$ sek. im Filterglied (2 M Ω /0,1 μ F) folgt die Regelung auch schnellerem Flatterfadings ohne sich zu überschlagen. Die Schwundregelung kann durch den Schalter „ALR - Hand“ außer Betrieb geesetzt werden.

Das S-Meter

Das S-Meter liegt in einer Brückenschaltung zwischen der Katode der geregelten EF 89 (Zf-Stufe) und der Katode der letzten Nf-Stufe. Die elektrische Nullstellung des 100- μ A-Drehspul-Instrumentes wird an dem 1-k Ω -Potentiometer eingestellt, das parallel zum Katodenwiderstand der letzten Nf-Stufe liegt. Der gewünschte Skalenverlauf wird durch die beiden Vorwiderstände 3,5 und 5 k Ω hergestellt, die nur aus Aufbaugründen getrennt ausgeführt sind.

Das S-Meter kann nur für ein Band genau geeicht werden. Für die anderen Bänder wird ein Korrekturfaktor angegeben. Dieser Nachteil, bedingt durch die starke Schaltungsvereinfachung, ist beim Mikrohet unvermeidbar. Hätten wir noch einen Schalterkontakt pro Band frei, so könnte z. B. jeweils noch durch einen Vorwiderstand in der Schirmgitterleitung die Verstärkung auf allen Bändern gleich groß gehalten werden.

Da die Hf-Vorstufe auch von Hand geregelt werden kann, besteht noch die Möglichkeit, hier Marken gleicher Verstärkung für alle Bänder anzubringen. Welche Ausführung gewählt wird, muß noch die Praxis ergeben.

Die Stromversorgung

Hier wäre nur besonders zu erwähnen, daß der Netztrafo ein vibrationsfreies Blechpaket haben muß. Bei dem einlagigen Aufbau — alle Bauteile an der Frontplatte —, der der konstruktiven Einfachheit halber gewählt wurde, überträgt sich leicht mechanisches Brummen direkt auf die Röhrensysteme, das mit keinen Siebmaßnahmen mehr zu beseitigen ist.

Die Oszillatorspannung sowie die Anodenspannung der 1. Mischstufe sind über die Glimmstrecke 150 C 2 stabilisiert.

Aus dem Laborbuch des T-Ref

Hier sollen nun die versprochenen Berechnungsunterlagen folgen, um die das Technische Referat häufig gebeten wurde. Da sie sich auf ein „handfestes“ Beispiel, nämlich den Mikrohet beziehen, verlieren sie ihren notwendigerweise trockenen Charakter und mögen so für die technische Schulung in den OV's geeignet erscheinen.

Berechnung der Kreisdaten im HF-Teil

Wir leiten zunächst aus der Resonanzbedingung $\omega L = \frac{1}{\omega C}$ eine für die Beurteilung der Kapazitätsverhältnisse brauchbare Gleichung ab:

$$1. C_p = \frac{C_v}{\frac{f_o^2}{f_u^2} - 1} \quad \text{hierin bedeuten: } \begin{array}{l} C_p = \text{gesamte Parallelkapazität} \\ C_v = \text{variable Kapazität (Drehko)} \\ f_o = \text{obere Bandfrequenz} \\ f_u = \text{untere Bandfrequenz} \end{array}$$

Zur Vereinfachung führen wir die Bandbreite B ein.

Mit $f_o = f_u + B$ läßt sich die Gleichung 1 umformen in:

$$2. C_p = \frac{C_v}{\frac{B^2}{f_u^2} + \frac{2B}{f_u}} \quad \text{wobei der Nennersummand } \left(\frac{B^2}{f_u^2} \right) \ll \frac{2B}{f_u}$$

ist, so daß wir ihn vernachlässigen.

Der dadurch auftretende Fehler ist nur einige Prozent und für diese Überschlagsermittlung ohne Belang.

So ergibt sich:

$$3. C_p = \frac{C_v \cdot f_u}{2B} \cdot \text{Den Faktor } \frac{f_u}{2B} = P \text{ fassen wir zusammen und}$$

berechnen ihn in den Tabellen 1 und 2 (vgl. Seite 260).

Die dann einfache Beziehung:

4. $C_p = C_v \cdot P$ stellen wir, um bequem operieren zu können, in einem Nomogramm dar (**Abb. 5**).

Dann ist nur eine Gerade durch den Punkt der linken Skala (C_v) und durch den sich aus den Tabellen ergebenden Punkt P der rechten Skala zu legen, und auf der mittleren Skala C_p abzulesen.

Im Interesse einer guten Hf-Verstärkung soll der Resonanzwiderstand des 2. Vorkreises nicht zu klein werden. Wählen wir einmal, um einen Überblick zu bekommen, einen C_v -Wert von 10 pF, so ergibt sich für das Band mit dem größten P-Wert (15-m-Band) nach dem Nomogramm ein $C_p = 200$ pF. Ein für diese hohe Frequenz sicherlich ungünstiger Wert. C_v muß also kleiner gewählt werden. Wir gehen bis an die untere Grenze, indem wir für das

Band mit dem größten Frequenzverhältnis $\left(\frac{f_o}{f_u}\right)$, das ist das 80-m-Band, nur das in der Schaltung vorhandene C_p von rund 20 pF (das gemessen wurde) einsetzen und ermitteln nach dem Nomogramm ein $C_v \cong 3,5$ pF.

Für dieses Beispiel sind im Nomogramm die Bezugslinien für die fünf Bänder eingezeichnet.

Bei dem so ermittelten C_p handelt es sich um die gesamte Parallelkapazität, die die gewünschte Bandspreizung sichert. Die stets vorhandene Schaltungskapazität, wie Röhren-C, Schalter-C; Spulen-C und Verdrahtungs-C, die zusammengefaßt je nach Aufbau zwischen 20 und 30 pF liegen, sind von dem C_p -Wert des Nomogramms abzuziehen. Der Rest wird als Festkapazität eingelötet. Gegebenenfalls muß diesem Wert noch ein Betrag von rund 5% zugeschlagen werden, je nachdem, wieviel Reserve an den Skalenenden vorgesehen wird.

Jedenfalls war es nach dieser Vorausberechnung leicht, zu den endgültigen Werten zu kommen. Der Aufbau mehrerer Muster zeigte sogar, daß auf Paralleltrimmer verzichtet werden konnte.

Für den Oszillator setzen wir ein doppelt so großes C_v an, also 7 pF. Die sich dann ergebenden größeren C_p -Werte sind für den Oszillator geradezu erwünscht, weil sich bessere Stabilität ergibt und sich selbst für das 10-m-Band sichere Schwingverhältnisse ergaben.

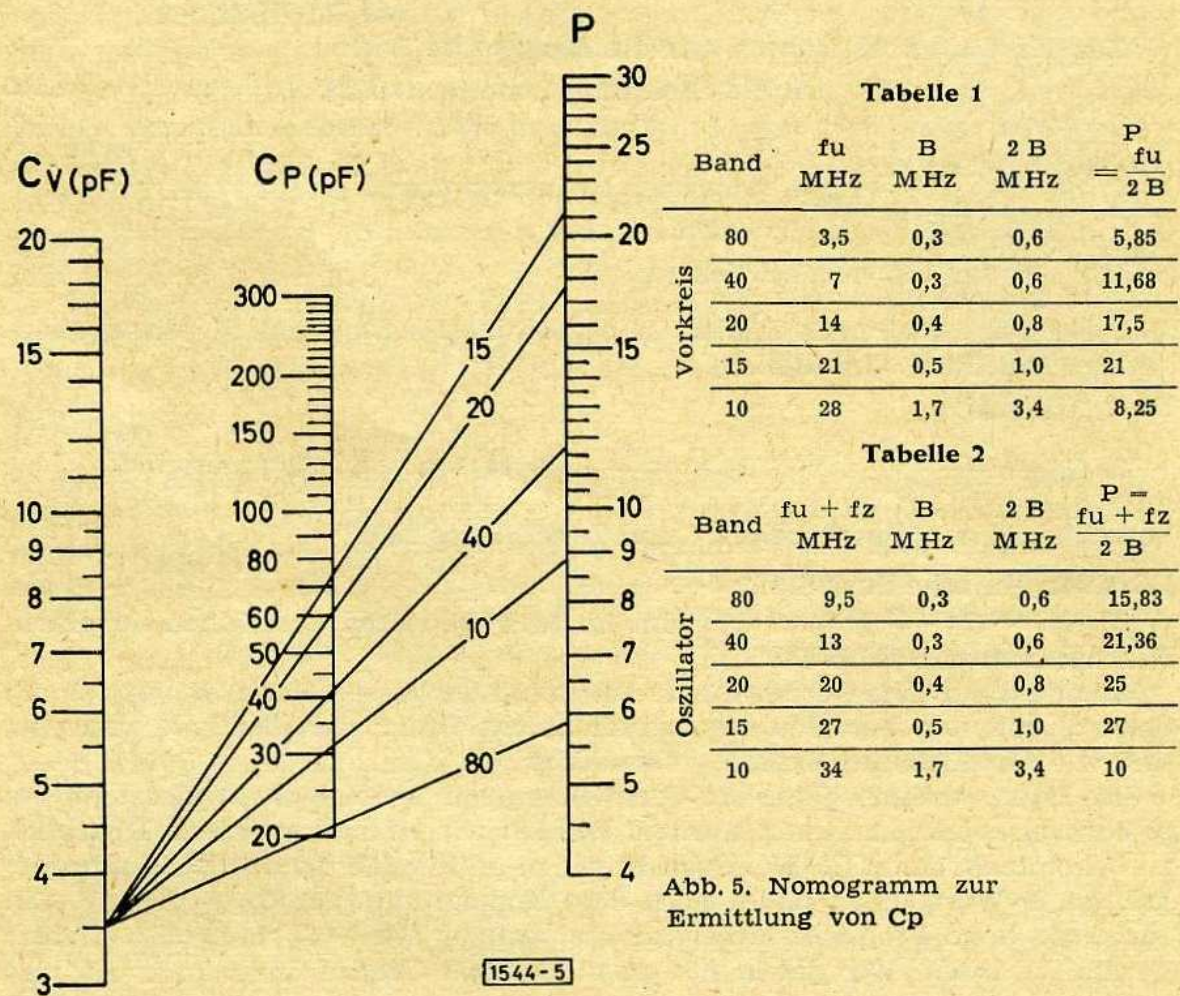


Abb. 5. Nomogramm zur Ermittlung von C_p

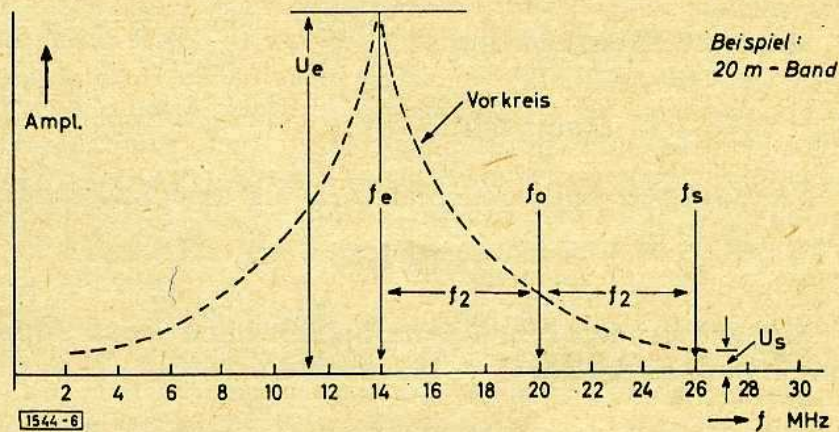
Mit den so ermittelten Kapazitätswerten können die zugehörigen Spulenwerte bestimmt werden. Zunächst werden die Induktivitätswerte berechnet. Hierfür sind so viele Angaben im DL-QTC, in den AKT-Karten, den Funktechnischen Arbeitsblättern der Funkschau usw. zu finden, daß sich eine besondere Herausstellung erübrigt. Als Spulenkörper wurde die Type B 4/30-546 mit Stegen der Firma Vogt u. Co, Erlau über Passau, verwendet. Diese Firma gibt ausführliche technische Daten für die Windungszahl-Berechnung heraus. Es ist lediglich darauf hinzuweisen, daß besondere Hf-Schraubkerne verwendet werden, und zwar für den Oszillator die Type FRI - GW 4/10 und für die Vorkreise die Type FC - FU V - GW 4/10.

Berechnung der Spiegelselektion

Mangelnde Spiegelselektion kann einen Superhet unbrauchbar machen. Bei der Planung hat man sich also zu vergewissern, wieviel Vorkreise einzusetzen sind und mit welchen Kreisgüten man auskommt.

Zunächst eine graphische Darstellung der Verhältnisse.

Abb. 6.
Graphische Darstellung der Spiegel-frequenz-Verhältnisse im 20-m-Band



In Abb. 6 sind als Beispiel für das 20-m-Band die drei Frequenzen $f_e =$ Empfangsfrequenz, $f_o =$ Oszillatorfrequenz, $f_s =$ Spiegel-frequenz für oberhalb der Empfangsfrequenz schwingenden Oszillator auf der horizontalen f -Achse markiert ($f_z = 6$ MHz).

Die Spiegel-frequenz f_s ist also: $f_s = f_e + 2 f_z$.

Über f_e ist die Resonanzkurve eines einzelnen Vorkreises gezeichnet. An ihm entsteht die Empfangsspannung U_e . Wir wollen nun wissen, wie stark ein solcher Kreis ein Signal gleicher Stärke auf der Spiegel-frequenz f_s schwächt. Dieser Kreis hat ja auch noch für die Spiegel-frequenz einen, wenn auch geringen, Impedanzwert.

Ein gleich starkes Signal bewirkt auf der Spiegel-frequenz noch eine Störspannung U_s , die sich wie folgt berechnet:

Das Spannungsverhältnis: $\frac{U_e}{U_s} = 1 + j \Omega$ hat den

Absolutwert: $\frac{U_e}{U_s} \sqrt{1 + \Omega^2}$

Hierin bedeuten $\Omega =$ normierte Verstimmung $= v. Q$.

Tabelle 3. Spulen und Kapazitäten für Vorkreis und Oszillator

Band				
80	40	20	15	10
Oszillator				
Cz = 80 pF Spule: 35 Wdgn 0,35 CuL	Cz = 100 pF Spule: 28 Wdgn 0,6 CuLS	Cz = 130 pF Spule: 10 Wdgn 0,6 CuLS	Cz = 130 pF Spule: 7 Wdgn 0,6 CuLS	Cz = 50 pF Spule: 7 Wdgn 0,6 CuLS
Vorkreis				
Cz = ϕ Spule: 185 Wdgn 0,08 CuL	Cz = 30 pF Spule: 70 Wdgn 0,3 CuL	Cz = 50 pF Spule: 18 Wdgn 0,6 CuLS	Cz = 50 pF Spule: 15 Wdgn 0,6 CuLS	Cz = 6 pF Spule: 17 Wdgn 0,6 CuLS

alle Spulenkörper Type B 4/30 = 546 mit Stegen — Fa. Vogt u. Co., Erlau über Passau

Q ist die Kreisgüte und $v = \frac{f_s}{f_e} - \frac{f_e}{f_s}$; wie oben dargelegt ist

$$f_s = f_e + 2 f_z. \text{ Damit wird } v = \frac{f_e + 2 f_z}{f_e} - \frac{f_e}{f_e + 2 f_z}.$$

Für das 20-m-Band-Beispiel wird für eine Zwischenfrequenz $f_z = 6$ MHz

$$v = \frac{14 + 12}{14} - \frac{14}{14 + 12} \cong 1,32$$

Wir verwenden sehr kleine Spulen ohne jeden Aufwand und setzen nur eine kleine Kreisgüte $Q = 100$ an. Dann wird:

$$\Omega = v \cdot Q = 1,32 \cdot 100 = 132. \text{ Da } \Omega \gg 1 \text{ ist, wird } \frac{U_e}{U_s} \cong \Omega = 132$$

Bei zwei Kreisen ist dieser Wert zu quadrieren, das ergibt dann einen Schwächungswert von $132^2 = 17\,400$, also weit über 80 dB!

Nach höheren Frequenzen wird die Schwächung entsprechend schlechter, weil der relative Abstand zwischen f_e und f_s kleiner wird.

Für das 10-m-Band ergibt sich aber immer noch ein Wert von ~ 6000 bzw. > 75 dB, der auf alle Fälle ausreicht. Beim Doppelsuperhet ist die gleiche Kontrolle anzusetzen bezüglich der Vorselektion der zweiten Zf (z. B. 468 kHz) gegen die erste Zf (6 MHz). Sonst kann es leicht auch hier zu unerwünschten Störsignalen kommen. Bei dem verwendeten zweikreisigen Bandfilter mit einer Einzelkreisgüte von $Q = 150$ ergibt sich hier ein Schwächungswert von über 65 dB, der durch die noch wirksamen Vorkreise selbst für den ungünstigsten Fall des 10-m-Bandes auf über 90 dB ansteigt.

Berechnung der Zf-Durchschlagsfestigkeit

Ist die Vorselektion gegen die erste Zf gesehen nicht ausreichend, so gelangen Störsignale durch die Hf-Stufe zum Gitter der Mischröhre bzw. in den Zf-Teil. Sie wirken wie ein BFO, d. h. auf allen Empfangsfrequenzen ist ein Überlagerungston zu hören.

Am gefährdetsten ist hier natürlich das der 1. Zf am nächsten gelegene Empfangsband, in unserem Falle das 7-MHz-Band. Wieder nach dem gleichen

Berechnungsvorgang wird diesmal die Schwächung der beiden Vorkreise gegenüber der 1. Zf berechnet. Es ergibt sich ein Schwächungswert von rund 450 oder rund 52 dB, der nicht als ausreichend zu bezeichnen ist. Der in der Antennenzuleitung liegende Sperrkreis erhöht diesen Wert auf 72 dB.

Im Verlaufe der Vorerprobungen ergab sich aber, daß auf 6 MHz sehr starke BC-KW-Stationen liegen. Für die endgültige Ausführung wurde daher die 1. Zf auf ca. 5,5 MHz erniedrigt. Die Spiegelselektion wird dadurch nur vernachlässigbar gering verschlechtert. Das Rauschen des ersten Kreises bringt ein Signal von S 1 bis S 2, das sagt genug!

Testbericht der Schrifteleitung

Wir hatten Gelegenheit, ein Labormuster des Mikrohet zu erproben. Die Empfindlichkeit des Empfängers ist hervorragend; auf allen Bändern erfüllt sie durchaus die Ansprüche, die der durchschnittliche Amateur an einen Kurzwellen-Empfänger stellt. Das Rausch-Signalverhältnis ist sehr günstig und erreicht ähnliche Werte, wie sie sonst nur von großen Communication-Empfängern geboten werden. Mit einer Behelfsantenne von wenigen Metern lassen sich bereits ausgezeichnete Empfangsergebnisse erzielen. Dagegen gibt es gewisse Schwierigkeiten, wenn man eine große Stationsantenne — z. B. einen Beam — verwendet. In solchem Falle sollte die Ankoppelung recht lose erfolgen, um Zustopfen und Kreuzmodulationsstörungen zu vermeiden. Der Feintrieb erlaubt eine leichte und gute Einstellung der Station. Der Bandbreiteregler arbeitet sehr gut und sein Bereich ist für normale Ansprüche vollkommen ausreichend. Die Schwundregelung ist nicht ganz optimal ausgelegt und sie wird durch die Amplitude des Überlagerers beeinflusst, da der BFO vorn in die Zf eingekoppelt wird.

Der Hf-Regler ist etwas steil. Eine andere Regelkurve des Potentiometers (sofern im Handel erhältlich!) wäre vielleicht etwas günstiger. Die Abstimmung des Vorkreises auf den einzelnen Bändern ist sehr gut gelöst und es genügt für den Betrieb die einmalige Einstellung auf max. Rauschen in der Nähe der angegebenen Markierungspunkte für die einzelnen Bänder.

Für Stationsbetrieb wird ein Sende-Empfangsschalter vermißt, der es erlaubt, während der Sendung die Anodenspannung zu unterbrechen. Diesen sollte man für die Serienfabrikation unbedingt vorsehen. Auch ein Kopfhöreranschluß, der bei Benutzung gleichzeitig den Lautsprecher ausschaltet, ist wünschenswert.

Insgesamt ist der Mikrohet ein sehr kompaktes, ausgezeichnetes Empfangsgerät, das überall hin mitgenommen werden kann und welches auch unter ungünstigen Verhältnissen ausgezeichnete Empfangsergebnisse ermöglicht, so daß man, wo ein Netz zur Verfügung steht, als Amateur „im Bilde“ bleiben kann.

Der Schreiber dieser Zeilen konnte auf Reisen, in einem ungünstig gelegenen Hotelzimmer, z. B. auf dem 15-m-Band, mit etwas Wehmut CR 8 AC im QSO mit verschiedenen europäischen Stationen beobachten, so daß ein kleiner Sender, den man ebenso leicht transportieren kann, stark vermißt wurde. Dem Vernehmen nach ist ein solches Gerät bei unserem Technischen Referenten aber in Entwicklung.

Insgesamt müssen wir OM Paffrath für die Mühe, die er mit der Entwicklung dieses Gerätes hatte und die zu recht guten Ergebnissen führte, unseren Dank sagen. Der Mikrohet wird sicher nach seinem Erscheinen viele Freunde finden.

DL 1 FK