

Preisgekrönter Detektor-Fernempfänger

Erstabdruck in der Funkgeschichte Nr. 154, April/Mai 2004

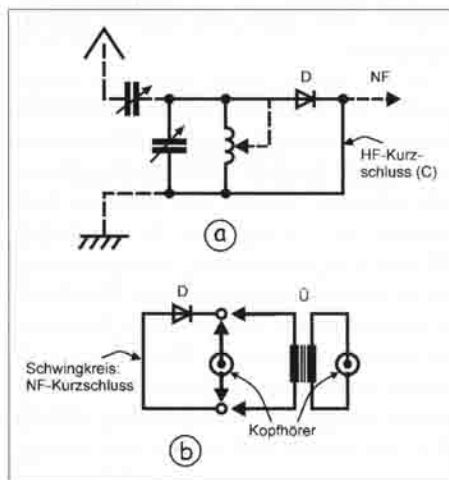
Detektorgeräte – ohne Verstärkung, mit Kopfhörer – waren in der Frühzeit des Rundfunks der geringen Kosten wegen weit verbreitet, um den Orts- oder Bezirkssender zu empfangen. Bei Dunkelheit konnte man auf Frequenzen weiter entfernt vom Ortssender – besonders wenn er durch einen Sperrkreis gezähmt wurde – einige Fernsender hören. Sie ließen sich aber nur schlecht trennen. In den Jahren 1993/94 habe ich die Vorgänge in solchen konventionellen Detektorempfängern sowie die Frage nach der „besten“ Diode in der FG analysiert [1]. Mit etwas abgewandeltem Schaltungsprinzip und unter Verwendung moderner Komponenten kann der rein passiv arbeitende Detektor allerdings wesentlich mehr leisten. So gelang es mir, mit dem in Bild 1 gezeigten, im folgenden beschriebenen Gerät im Januar 2003 während der zehntägigen Dauer des „Xtal Set DX Contests“ der U.S. Xtal Set Society [2] insgesamt 191 verschiedene Mittelwellen-Sender zu empfangen. Dabei war der Sender Dschidda (Saudi-Arabien) auf 1512 kHz, bei seinem günstigen Ausbreitungsweg weithin über Salzwasser, mit ca. 4300 km am weitesten entfernt. Mit den 191 empfangenen Sendern hatte ich den Wettbewerb gewonnen. Die Liste aller gehörter Sender, mit Entfernung-, Leistungs- und Zeitangaben, kann unter [3] eingesehen werden. Während der Contest-Zeit ließen sich am Mittag 27 MW-Sender empfangen. Die größte Entfernung wies mit 403 km dabei BBC/Orfordness (648 kHz) auf. Im Hochsommer allerdings geht mittags die Zahl der bei mir hörbaren Stationen auf knapp die Hälfte zurück. Im

Bild oben: Ansicht des Fernempfängers mit drei MW-Teilbereichen und zweikreisigem Bandfilter.

folgenden werden die der Entwicklung meines Fernempfängers zugrunde liegenden Gesichtspunkte schrittweise erläutert.

Anpassung

Beim Detektorempfang sollte ein Maximum der von Antenne und Erde gelieferten Hochfrequenzleistung, genauer gesagt der AM-Seitenbandleistung, nach der Demodulation als Niederfrequenzleistung an den Kopfhörer, als den Verbraucher, geliefert werden. Um dies zu erreichen, muss sowohl auf der HF- als auch auf der NF-Seite für Anpassung gesorgt werden. Damit das Maximum der verfügbaren HF-Energie an die Diode gelangt, sollte im vereinfachten, nur für das HF-Signal geltenden Schaltbild nach Bild 2a die Diode so gewählt sein, dass ihr Wechselstrom-Widerstand möglichst gleich dem Resonanzwiderstand des Schwingkreises ist. Wenn die Diode einen niedrigeren Widerstand besitzt, kann



Zum Prinzip der Anpassung auf der HF-Seite (a) und der NF-Seite (b)

man sie an eine geeignete Anzapfung der Schwingkreis-Spule legen, um ihren Widerstand auf den nötigen Wert hoch zu transformieren. Allerdings reduziert jede Anzapfung die Güte des Kreises. In Bild 2a ist angenommen, dass hinter der Diode ein dort angebrachter Kondensator (von z.B. 200 pF für MW-Frequenzen) einen HF-Kurzschluss zur Masse bildet. Die Kombination aus Resonanz- und Diodenwiderstand ist dann über eine meist induktive oder kapazitive (s. Bild 2a) Kopplung an Antenne und Erde anzupassen.

Zur Veranschaulichung der anzustrebenden Anpassung auf der NF-Seite soll das vereinfachte Bild 2b dienen. Hier geht es darum, den Kopfhörer mit seiner Impedanz (deren Betrag) an die Diode, den NF-Generator, anzupassen. Der HF-Schwingkreis bildet in diesem Fall einen NF-Kurzschluss. Bei vorgegebenem Kopfhörer ist damit der Diodenwiderstand festgelegt (und man muss zur HF-Anpassung der Diode an den Schwingkreis in diesem Fall einen geeigneten Spulenabgriff wählen; s. oben). Größere Flexibilität erhält man durch Verwendung eines NF-Übertragers. Diese Vorgehensweise hat vor allem Ben Tongue überzeugend dargelegt [4]. Im Fall des hier skizzierten Empfängers bin ich so verfahren und habe die Übertragerverluste von typisch 1 bis 2 dB in Kauf genommen. Diese Verluste werden insgesamt aber wettgemacht.

Eine Fehlanpassung von z.B. 1:2 bringt einen Verlust von nur 0,5 dB mit sich, bei 1:3 sind es 1,3 dB und bei 1:4 dann 2 dB. Erst ab etwa 3 dB ist eine Änderung hörbar. Insofern ist eine gewisse Fehlanpassung an einer bestimmten Stelle für sich allein nicht tragisch. Wenn aber an mehreren Stellen keine Anpassung herrscht, multiplizieren sich die Einzelverluste und können zu hörbaren Einbußen führen.

Der Wechselstrom-Diodenwiderstand

Welche Größe hat nun der dynamische oder Wechselstrom-Widerstand der Diode? Er ist unterschiedlich je nach Aussteuerung. Wir sind hier besonders daran interessiert, möglichst schwache Signale empfangen zu können. Bei ihnen spielt sich die Aussteuerung im Bereich des Nullpunktes der Diodenkennlinie ab. Man muss zur HF-Anpassung deshalb dafür sorgen, dass der dynamische Diodenwiderstand im Kennlinien-Nullpunkt dem Resonanzwiderstand des Schwingkreises entspricht.

Bei Halbleiterdioden gilt zwischen ihrem Strom I_d und der Spannung U_d (bei Raumtemperatur) die Beziehung $I_d = I_s (e^{U_d/n \cdot 26mV} - 1)$, (1) wobei I_s der Sperrsättigungsstrom der Diode ist und n ihr Idealitätsfaktor ($n = 1,05$ für Silizium-Schottkydioden, $n = 1,15$ für Germanium-pn-Dioden). Die Kennlinien für Ge-Dioden verlaufen wegen des höheren n also flacher. Außerdem haben Ge-Dioden einen mit

der Sperrspannung steigenden Leckstrom, als ob ein zusätzlicher, Verluste bringender Parallelwiderstand vorhanden wäre.

Die Ableitung des Diodenstromes I_d nach der Diodenspannung U_d ergibt die Steilheit an der Stelle des betrachtenden U_d (Arbeitspunkt). Den Wechselstrom-Widerstand im Nullpunkt, also dem Koordinatenursprung, erhält man dann als Kehrwert der Steilheit für $U_d = 0$. Das heißt, er ist $R_{do} = n \cdot 26 \text{ mV} / I_s$. (2)

Da bei den hier betrachteten Dioden und Frequenzen alle Blindanteile bis zu sehr hohen Frequenzen vernachlässigbar sind, ist Gl. (2) für uns maßgebend. Eine Diode mit einem Sättigungsstrom von z.B. 100 nA und einem $n = 1,05$ hat demnach einen Nullpunkt-Widerstand von $R_{do} = 273 \text{ k}\Omega$.

Der Sperr-sättigungsstrom ist meist aus den Datenblättern ersichtlich. Die Werte von I_s und n für eine bestimmten Diode lassen sich prinzipiell auch über eine Messung des Diodenstroms bei zwei vorgegebenen Diodenspannungen im Bereich kleiner Ströme bestimmen. Eine Messung der Dioden-„Schwellspannung“ (Flussspannung für einen Strom von 1 mA) mittels der Dioden-Funktion von Digital-Multimetern ermöglicht eine grobe relative Aussage, ob z.B. eine bestimmte Diode höher- oder niederohmiger ist als eine andere.

Um den benötigten Diodenwiderstand R_{do} zu realisieren, kann es zweckmäßig sein, zwei oder mehr Dioden parallel zu schalten.

Schwingkreis-Güte

Die Leerlauf-Güte Q_0 von MW-Schwingkreisen in Rundfunkempfängern lag im Bereich von 100 bis 200. Auch Detektorempfänger, mit z.B. Korb-, Ledion- oder Zylinderspulen bestückt, wiesen meist Schwingkreise mit Q_0 -Werten dieser Größenordnung auf. Ein wesentlicher Unterschied bestand aber darin, dass in Rundfunkempfängern, in denen es (abgesehen von der Endstufe) nicht um Leistungs- sondern um Spannungsverstärkung ohne Anpassung ging, die Kreise wenig belastet wurden. Im Detektor aber sinkt bei der anzustrebenden Anpassung wegen der dann vorliegenden starken Belastung des Kreises die Güte um das 3- bis 4-fache gegenüber dem Leerlaufwert, mit einer entsprechenden Verschlechterung der Trennschärfe. Um dem entgegen zu wirken, sollte man in Detektorempfängern für eine möglichst hohe Schwingkreis-Güte sorgen.

Hohe Kreisgüte ist auch aus einem zweiten Grund wichtig. Man kann nämlich zeigen [4], dass die Empfindlichkeit des Gerätes bei kleinen verfügbaren HF-Signalen mit wachsender Güte merklich ansteigt. Dies liegt nicht daran, dass in einem Schwingkreis mit hohem Q weniger Verluste auftreten. Wegen der vorzunehmenden Anpassung gelangt in jedem Fall nur

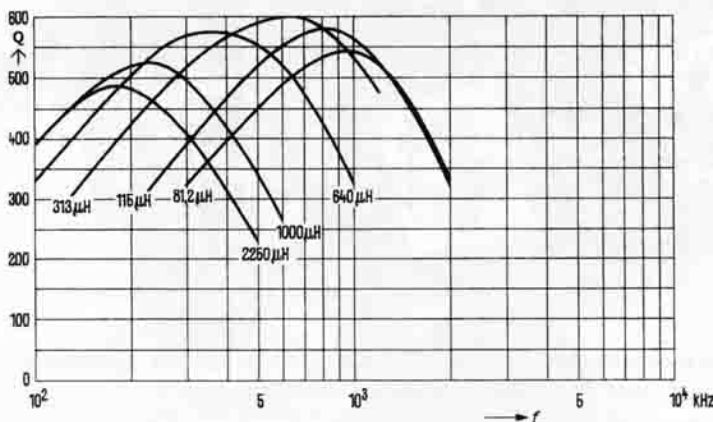
Gütekurven Werkstoff M33

L (μH) für		Win-dungen	HF-Litze	Anzahl der Kammern	ϕ mm*
$A_L = 63 \text{ nH}$	$A_L = 100 \text{ nH}$				
1415	2250	150	1 x 30 x 0,04 CuLS	1	—
630	1000	100	1 x 45 x 0,04 CuLS	1	—
403	640	40 + 40	1 x 45 x 0,04 CuLS	2	—
198	313	25 + 6 + 25	1 x 45 x 0,04 CuLS	3	11,7
72,8	115	15 + 4 + 15	1 x 45 x 0,04 CuLS	3	10,8
49,4	81,2	12 + 4 + 12	1 x 45 x 0,04 CuLS	3	10,8



Bis zum Durchmesser* mit Styroflexband ausgewickelt

Induktion im Kern $B < 1,6 \text{ mT}$



M33 (Richtwerte)
 $A_L = 100 \text{ nH}$

Bild 3: Frequenzabhängigkeit der Spulengüte Q und Wickelraten für Ferritkernspulen des Typs P 18x11 und RM 6 mit dem Siferit-Material M 33 (Quelle: Siemens AG)

die Hälfte der verfügbaren HF-Leistung zur Diode. Es ist vielmehr so, dass die mit der Güte steigende HF-Spannung an Schwingkreis und Diode den Demodulations-Wirkungsgrad der Diode ansteigen lässt. Im quadratischen Bereich der Gleichrichter-Kennlinie (betreffend Diode plus Lastwiderstand), in dem man sich bei sehr kleinen Eingangssignalen befindet, wächst infolgedessen die Ausgangsleistung proportional zur Güte. Mit größeren HF-Signalen, wenn man sich dem linearen Kennlinienbereich mit dem dort hohen Wirkungsgrad nähert, nimmt dieser Effekt ab.

Um bei MW-Frequenzen auf Leerlauf-Güten von 500 bis 1000 zu kommen, werden bisweilen große, aufwendige Luftspulen (bis 20 cm Durchmesser) realisiert, die mit HF-Litze von bis zu 660 Einzeladern bewickelt sind, z.B. [5] (Artikel Nr. 26; [6]). Daneben verwendet man bisweilen Drehkondensatoren mit versilberten Platten. Ich bin einen anderen Weg gegangen und benutze Ferritkernspulen der Fa. Epos mit ihren sehr kleinen Abmessungen und Wickellängen. Die Typen P 18*11 ($A_L = 100 \text{ nH}$) und RM 6 (100 nH) aus Siferit-Material M 33 ermöglichen es, im MW-Bereich Spulengüten von $Q = 600$ zu erreichen, wie die Kurven in Bild 3 zeigen. Der Typ P 18*11 hat etwas größere Abmessungen und bietet mehr Wickelraum. Unter Verwendung eines keramik-isolierten Drehkos (ohne Versilberung) erhielt ich mit diesen Spulen Werte für die Schwingkreis-Güte von immerhin 420 bis 520. Während bei MW-Schwingkreisen in Rundfunk-Geräten der Drehko nach einer Faustformel mit etwa 1/7 zu den Gesamtverlusten beiträgt, ist es bei diesen höheren Spulengüten eher 1/5 bis 1/6. Deshalb ist die Verwendung versilberter Drehkos erwägenswert (so man welche findet). Auf jeden Fall sollten

Isolationsverluste am heißen Ende (Lötstützpunkte!) die Güte nicht wieder herabsetzen.

Die Bestimmung der Schwingkreisgüte nahm ich über die 3-dB-Bandbreite vor, die mit Hilfe eines sehr lose angekoppelten Messsenders und HF-Voltmeters gemessen wurde.

Prinzipielles Schaltbild des Empfängers

Nach den soweit erörterten Punkten ergibt sich für einen einfachen, einkreisigen MW-Empfänger mit Epos-Spule ein Schaltbild, wie es Bild 4 zeigt.

Für die Induktivität von 0,2 mH wird eine Ferritkern-Spule P 18x11 verwendet, die mit HF-Litze 45 x 0,04 gewickelt ist. Der Drehko ist hier und im folgenden ein Typ mit 2 x 320 pF (nur ein Segment benutzt). Als Leerlaufgüte Q_0 des Schwingkreises ergab eine Messung bei 1 MHz den Wert 455. Der Resonanzwiderstand beträgt bei dieser Frequenz dann $R_r = 570 \text{ k}\Omega$ gemäß der Formel $R_r = 2\pi f L Q_0$. Für Anpassung muss die Diode ebenfalls etwa diesen Wert aufweisen, was nach Gl. (2) einen Sättigungsstrom von $I_s = 48 \text{ nA}$ voraussetzt. Die Agilent-Schottkydiode HSMS-2860 mit $I_s = 40 \text{ nA}$ ist geeignet. Vier parallele Dioden

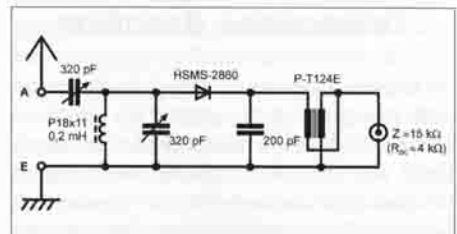


Bild 4: Schaltbild des einfachen Detektorempfängers mit Siferit-Spule und Übertrager zur Ankopplung des Kopfhörers

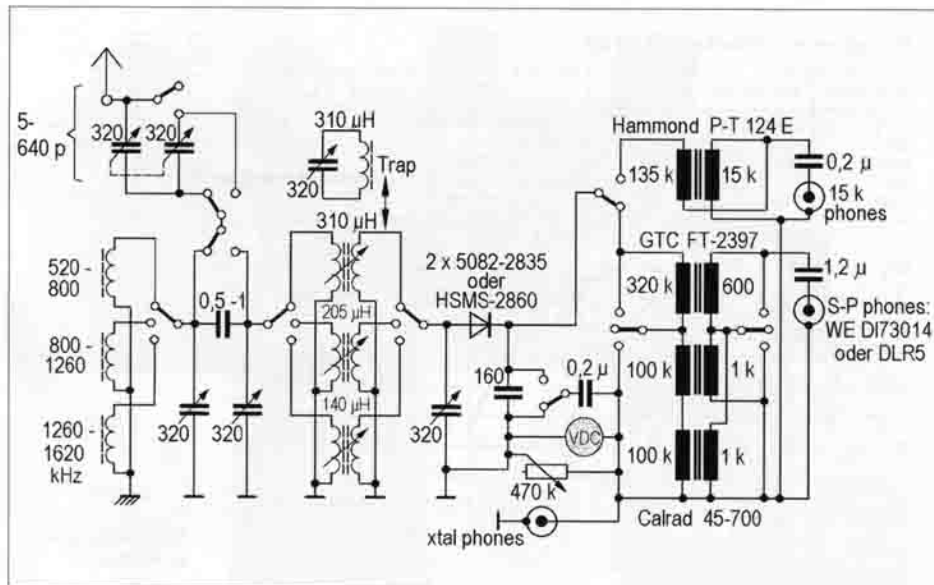


Bild 5: Vollständige Schaltbild des Detektor-Fernempfängers für drei MW-Teilbereiche und wahlweisen Betrieb mit Zweikreis- oder Dreikreis-Bandfilter

Agilent 5082-2835 (je 12 nA) kommen auch in Frage.

Auf der NF-Seite muss die Last nun an den Diodenwiderstand von ca. 570 kOhm angepasst werden. Verlustarme Übertrager mit einer solch hohen Eingangsimpedanz sind schwierig zu finden. Deshalb werden wir an dieser Stelle am ehesten eine gewisse Fehlanpassung tolerieren müssen. Wird einen hochohmiger magnetischer Kopfhörer (ca. 4 kOhm Gleichstrom-Widerstand) verwendet, hat dieser bei 1 kHz eine Impedanz von 10 bis 20 kOhm. Damit ist hier z.B. der Übertrager P-T 124 E der U.S.-Fa. Hammond, mit Impedanzen 135 kOhm : 15 kOhm, bedingt geeignet. Als Spartransformator geschaltet (s. Bild 4) erhält man allerdings eine Eingangsimpedanz von ca. 230 kOhm. Auch zwei Exemplare des Übertragers ST 3251 der Fa. Haufe/Usingen (100 kOhm : 10 kOhm) sind geeignet. Diese Übertrager würden dann primär in Serie und sekundär ebenfalls in Serie oder parallel geschaltet. Am endgültigen Empfänger (Bilder 1 und 5) wurde überwiegend ein niederohmiger Kopfhörer betrieben. Die dazu verwendeten Übertrager sind später erwähnt.

Die Anpassung des Schwingkreises an die Antenne geschieht nach Bild 4 kapazitiv über einen Drehko, vor allem, weil die (halb-geschlossenen) Ferritspulen nur eingeschränkt zur magnetischen Kopplung geeignet sind.

Weitere Maßnahmen: Teilbereiche, Bandfilter

Wenn wie üblich eine einzige Spule für den MW-Bereich gewählt und der Kreis mit einem Drehko abgestimmt wird, nimmt die Bandbreite vom unteren zum oberen Frequenzende um etwa den Faktor zehn zu. Die Trennschärfe bei hohen Frequenzen ist dann deutlich reduziert. Um die Änderung kleiner zu halten, habe ich das MW-Band in drei Bereiche mit jeweils eigener Spule unterteilt. So ergibt sich ein kon-

stanteres Trennschärfe-/Empfindlichkeits-Verhältnis über dem Gesamtbereich. Man kann diese Unterteilung als einen ersten Schritt in Richtung zur induktiven Abstimmung sehen, bei der die Kapazität über dem Bereich klein bleiben kann. Gewählt wurden Induktivitäten mit 310 µH, 210 µH und 140 µH, wobei die ersten beiden Spulen mit HF-Litze 45 x 0,04, letztere mit 100 x 0,04 gewickelt ist. Gemessene Leerlauf-Kreisgüten waren 520 (310 µH, 700 kHz), 455 (210 µH, 1100 kHz) und 415 (140 µH, 1450 kHz). Die 3dB-Bandbreite im belasteten Zustand (mit Antenne und Diode/Kopfhörer angeschlossen) steigt von 2,75 kHz bei 520 kHz auf 14 kHz bei 1620 kHz an, wächst also nur noch um den Faktor 5,1.

Zur weiteren, wesentlichen Trennschärfe-Erhöhung ist der Empfänger als Zweikreisler mit induktiv (kritisch) gekoppeltem Bandfilter ausgelegt. Dies führt allerdings gegenüber nur einem Kreis zu einer Zusatz-Dämpfung von 3 dB. Das externe Magnetfeld der Epcos-Ferritspulen ist hinreichend groß, um eine solche Kopplung zu ermöglichen. Wenn die Spulen axial hintereinander angeordnet sind, ist ein Abstand von 2...3 mm erforderlich. Da bei Dunkelheit zahlreiche DX-Sender sehr stark einfallen, kann der Empfang in deren unmittelbarem Nachbarkanal aber trotz der zwei Kreise schwierig bis unmöglich werden. Deshalb ist die Möglichkeit vorgesehen, das Bandfilter bei Bedarf um einen dritten Kreis zu erweitern (Gesamt-Zusatzdämpfung dann 5 dB). Die Leistungsfähigkeit des Dreifach-Bandfilters wird durch eine im Betriebszustand, also unter Belastung, gemessene -20-dB-Bandbreite von 11 kHz bei 1 MHz deutlich. Mit Dreifach-Bandfilter war es möglich, einen schwachen Sender unmittelbar neben meinem Bezirks-Sender (100 kW, 35 km entfernt) zu empfangen. Beim Ortssender (63 kW, 15 km) war allerdings nur der übernächste Kanal – also 18 kHz entfernt – zugänglich. Mehr leistete auch mein Weltempfänger nicht.

Vollständiges Schaltbild

Die resultierende vollständige Schaltung des Empfängers zeigt Bild 5 (links).

Die Antenne wird mit einem Drehko, der zum Betrieb an den verschiedensten Antennen einen weiten Kapazitätsbereich aufweist, an den ersten Schwingkreis angepasst. Dieser erste Kreis ist über ca. 0,5 pF mit dem folgenden Bandfilter (kritisch) gekoppelt. Wenn keine extrem hohe Trennschärfe nötig ist, liegt die Antenne über die kapazitive Ankopplung direkt am induktiv gekoppelten zweikreisigen Bandfilter. Es ist wie geschildert für drei Teilbereiche ausgelegt. Eine Diode HMS-2860 oder zwei parallelliegende des Typs 5082-2835 werden verwendet. Bei letzteren besteht mit einem (kombinierten) Widerstand von 1130 kOhm zwar eine Fehlanpassung von etwas unter 1:2. Der Verlust an Lautstärke ist praktisch nicht hörbar, während die Trennschärfe durch die geringere Schwingkreisbelastung aber merklich ansteigt. Die Schottkydioden Infineon BAT 62 (auch Vorgängertyp BAT 16) und Agilent HBAT-5400 sind mit einem jeweiligen $I_s = 150$ nA bzw. 100 nA, und damit Rdo-Werten von 225 bzw. 270 kOhm, bei reduzierter Trennschärfe bedingt geeignet.

Zwei NF-Übertragersysteme sind vorhanden. Der schon erwähnte Übertrager P-T 124 E ermöglicht den Anschluss konventioneller älterer Kopfhörer. Zum Betrieb empfindlicher niederohmiger Kopfhörer (s. anschließend) mit Impedanzen im Bereich von 500 bis 1000 Ohm dienen zwei Übertrager der U.S.-Fa. Calrad und ein solcher der Gen. Transf. Corporation. Die Eingangsimpedanzen lassen sich umschalten (wie es für LW- und KW-Empfang zweckmäßig ist; s. unten).

Im Übertragungseingang liegt ein für NF-Frequenzen überbrücktes Potentiometer von 470 kOhm. Es dient dazu, den Gleichstrom-Widerstand im NF-Kreis gleich der Impedanz des Übertragers zu machen. Dadurch wird der Gleichstromanstieg bei höheren HF-Signalpegeln begrenzt, so dass die Schwingkreisbelastung geringer bleibt und die Trennschärfe weniger absinkt. Auch vermindert diese Maßnahme NF-Verzerrungen [5]. Die am Potentiometer abfallende Gleichspannung im mV-Bereich wird gemessen und dient als Abstimmhilfe. An ihm kann auch ein Kristallhörer als Alternative zu magnetischen Kopfhörern betrieben werden, wenn das Überbrückungs-C

