

80-m-SSB-Transceiver nach der dritten Methode

Burkhard Kainka, DK7JD, Saatbruchstr. 40, 4300 Essen 13

80-m-Transceiver nach der dritten Methode, aufgebaut auf einer Platine 160 x 100 mm. Detaillierte Funktionsbeschreibung und erste Betriebserfahrungen.

Transceiver pour la bande des 80 mètres selon la 3ème méthode, le tout sur une seule platine de 160 par 100 mm. Description détaillée des étages RX et TX, commutation. Détails de montage et premières expériences.

An 80 meter XCVR using the third method built on one PC-board (160 x 100 mm). A down-to-bottom description stage by stage including COX and first experiences.
Jean Binet, DJØSL

Ein Direktmischer-Transceiver nach der dritten Methode braucht etwa so viele Bauteile wie ein Gerät, das nach der Filtermethode arbeitet. Der Schwerpunkt der Signalverarbeitung liegt jedoch im NF-Bereich. Deshalb ist ein dichtgedrängter Aufbau unkritisch, und die Methode bietet sich besonders für kleine Portabel-Geräte an. Der hier beschriebene Transceiver wurde ganz auf einer 160 x 100-mm-Punkttrasterplatte untergebracht. Weitere Vorteile sind das Einsparen eines Quarzfilters, das hier durch ein geeignet dimensioniertes NF-Filter vollwertig ersetzt werden kann, und das Fehlen jeglicher Spiegelfrequenzen und Nebenausstrahlungen. Wenn man sich wie hier auf SSB-Betrieb beschränkt, kommt die dritte Methode ohne schwierige Gleichspannungsverstärker aus.

Das Gerät wurde ausschließlich aus gerade vorhandenen Teilen aus der Bastelkiste aufgebaut. Alle nicht genau spezifizierten Teile wie Transistoren und Dioden sind völlig unkritisch. Leider sind zum Nachbau aber manche Meßgeräte und einige Erfahrung erforderlich. Die vollständige Schaltung zeigt Abb. 2.

Die HF-Mischer

Es werden zwei Dioden-Ringmischer mit einfachen Siliziumdioden verwendet, die mit einem Ohmmeter nach möglichst gleichen Daten ausgesucht wurden. Die vier Trafos bestehen aus 6-mm-Ferrit-Ringkernen mit 3mal 15 Windungen, 0,2 Cui. Es hat sich als wirkungsvoll erwiesen, die Mischer breitbandig mit Widerständen abzuschließen. Mit HF-Abblockung der NF-Ausgänge ergab sich leichtes AM-Breakthrough im Empfänger und eine schlechtere Trägerunterdrückung im Sender, die sich nun mit den beiden Trimmern sehr leicht einstellen läßt. Die beiden J-K-Flips-Flops im 7473 erzeugen die beiden um 90° phasenverschobenen HF-Spannungen zur Ansteuerung der Mischer.

Sie benötigen dazu die vierfache Frequenz 14,4 – 15,2 MHz vom VFO.

Die Tiefpaßfilter

Die Filter wurden als Tschebyscheffilter mit 3 dB Welligkeit und einer Grenzfrequenz von 1,2 kHz dimensioniert, womit die übliche Bandbreite von 2,4 kHz des Übertragungskanal erreicht wird. Durch nichtideales Verhalten der Operationsverstärker ergab sich jedoch in der zweiten Filterstufe eine zu hohe Güte, die durch Zuschalten der 220-kOhm-Widerstände verringert werden mußte, um eine genügend flache Kurve zu bekommen. Dieser Wert muß beim Nachbau experimentell bestimmt werden, weil hier ein gewisser Ausgleich für die sehr empfindliche Reaktion der Filterkurve auf Bauteiltoleranzen gegeben ist. Der richtige Wert ist der, mit dem sich die geringste Welligkeit ergibt. Die gemessene Filterkurve zeigt Abb. 1. Man sieht, daß die Welligkeit viel größer wurde als die angestrebten 3 dB. Dafür ergibt sich aber ein sehr steiler Abfall bei der Grenzfrequenz und damit eine gute Trennschärfe des Empfängers. Die große Welligkeit macht sich nicht störend bemerkbar.

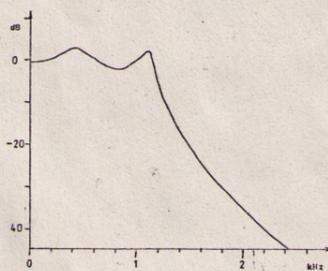


Abb. 1: Frequenzgang der Tiefpaßfilter

Viel wichtiger als die genaue Dimensionierung der Bauteile ist die genaue Paarung der Teile in beiden Zweigen. Dazu wurden alle Kondensatoren und Widerstände ausgemessen. Für die Widerstände wurden 0,1%-Paare gefunden, für die Kondensatoren etwa 1%-Paare. Diese Genauigkeit hat sich als ausreichend erwiesen. Schlechte Paarung würde sich im Endeffekt in Verzerrungen äußern, weil die Auslöschung des inversen Frequenzbandes nicht mehr genügend groß wäre. Auch dann ergäbe sich aber keine verschlechterte Dämpfung des anderen Seitenbandes, wie bei der Phasenmethode.

Alle NF-Stufen haben ein eigenes Bezugspotential bei +4 V, das durch aktive Spannungsteilung aus der stabilisierten 8-V-

Betriebsspannung erzeugt wird. Auf diese Weise erhält man für alle ICs quasi eine symmetrische Versorgungsspannung von ±4 V und kann trotzdem eine einfache Stromquelle, wie z. B. eine Autobatterie, benutzen.

Die NF-Mischer

Nach kräftiger Verstärkung gelangen die gefilterten Zweigsignale in die zweiten Mischer. Es sind mit Analogschaltern aufgebaute Balancemischer. Sie bestehen jeweils aus einem mit 1,5 kHz getakteten Umschalter und einem Differenzverstärker. Die Trägerunterdrückung dieser Anordnung ist ohne besondere Einstellung so groß, daß der 1,5-kHz-Restträger im Empfangsbetrieb bei angeschlossener Antenne ganz im Rauschen untergeht.

Die Analogschalter werden vom 4027 angesteuert, der die um 90° verschobenen Spannungen und die jeweils dazu invertierten Spannungen liefert. Die Takteingänge bekommen dazu ein 6-kHz-Signal aus dem R-C-Generator mit dem Schmitt-Trigger 4093.

Die durch zwei Widerstände addierten Ausgangsspannungen bilden schon das demodulierte Signal. Allerdings liegen noch Verzerrungen im Bereich über 3 kHz vor. Diese werden weitgehend durch ein Tiefpaßfilter beseitigt, bevor das Signal zum NF-Endverstärker gelangt.

Ob das Gerät gleich das untere Seitenband verarbeitet, ist reine Glücksache. Falls das obere Seitenband empfangen und gesendet wird, kann man z. B. einen Überträger der HF-Mischer umpolen. Wenn nur der RX falsch arbeitet, vertauscht man die Eingänge der Zweigverstärker. Arbeitet nur der TX auf dem oberen Seitenband, vertauscht man die Verbindungen E und F.

Die RX/TX-Umschaltung

Das Gerät enthält vier Umschalter, die aus den acht Analogschaltern in zwei ICs 4066 aufgebaut sind. Hier könnte genauso gut ein entsprechendes Relais oder ein mechanischer Schalter eingesetzt werden. Sie kehren die Reihenfolge der Stufen um. Das Signal des Elektret-Mikrophons durchläuft die Stufen: Zweigverstärker – NF-Mischer – Filter – HF-Mischer. Am Schwingkreis der Mischer entsteht das SSB-Signal. Die Analogschalter erhalten die Spannungen A (+8 V bei RX) und B (+8 V bei TX). Beim Empfangen wird die Mikrophonspannung durch den zweiten Umschalter gegen den niederohmigen Ausgang der Filter kurzgeschlossen, so daß hier kein besonderer Schalter nötig ist. Vor der NF-Endstufe sorgt ein als Analogschalter eingesetzter Transistor für eine Abschaltung der NF in Stellung

TX. Außerdem trennt ein bistabiles 6-V-Relais mit zwei Wicklungen die Antenne vom Eingang des Empfänger-Vorverstärkers. Über die Schaltspannungen A und B werden die jeweils nicht benötigten HF-Stufen gesperrt.

Die HF-Stufen

Der Vorverstärker mit einem PNP-Transistor ist recht breitbandig an die Antenne gekoppelt. Über eine PIN-Diode ist eine einfache ALC eingefügt.

Der TX hat zunächst einen zweistufigen, galvanisch gekoppelten Treiberverstärker. Die HF-Spannung wird auf einen Übertrager gegeben, der breitbandig in Resonanz ist. Hier wird ein kleiner Doppellochkern aus einem Fernseh-Symmetrieübertrager mit den Maßen 13 x 7 x 7 mm verwendet. Die Endstufe besteht aus zwei V-MOS-Transistoren BD 522. Ihre Gate-Vorspannung wird so eingestellt, daß sich ein Ruhestrom von etwa 200 mA ergibt. Dieser hohe Wert ist wegen der stark gekrümmten Kennlinie der Transistoren bei kleinen Strömen erforderlich, um eine lineare Verstärkung zu bekommen. Bei Vollaussteuerung steigt der Strom auf 800 mA, und die Ausgangsleistung wird etwa 5 W. Für den Ausgangsübertrager wird ein größerer Doppellochkern mit 13 x 14 x 7 mm verwendet. Die Pi-Filter-Spule besteht aus einem Amidon-Kern T 68/2 mit 17 Windungen. Eine Kopplung des Ausgangs auf den VFO und die HF-Mischer muß ausgeschlossen werden. Sie müssen deshalb abgeschirmt werden.

Aufbauhinweise

Das Gerät wurde auf einer 10 x 16 cm großen Versuchsplatine mit 2,5 mm Punktraster aufgebaut. Eine Platine in diesen Maßen zu entwerfen, wäre sehr schwierig, da sehr viele Querverbindungen zwischen den Stufen nötig sind. Für den Aufbau einer Punktrasterplatine hat sich folgende Technik bestens bewährt:

Verbindungen nebeneinanderliegender Punkte werden durch Lötzinn hergestellt. Längere kreuzungsfreie Verbindungen bestehen aus dünnem, verzinntem Kupferdraht aus mehradrigem Kabel. Die Anschlußdrähte von Bauteilen werden nie umgebogen, sondern immer kurz abgekneiffen. Für sich kreuzende Verbindungen wird dünner lötlackisolierter Spulendraht verwendet. Die Isolierung wird durch versehentliches Berühren mit dem LötKolben nicht beschädigt, sondern schmilzt erst bei intensivem Kontakt mit heißem Lötzinn. Auch bei sehr vielen solcher Querverbindungen, die alle unterhalb der Platine verlegt werden, bleibt das Gerät übersichtlich.

Der VFO und die HF-Mischer sind in ein Abschirmkästchen aus dünnem Kupferblech oberhalb und unterhalb der Platine eingeschlossen. Der Kühlkörper der Endtransistoren ist mit Masse verbunden und so angeordnet, daß er die NF-Stufen von der PA abschirmt.

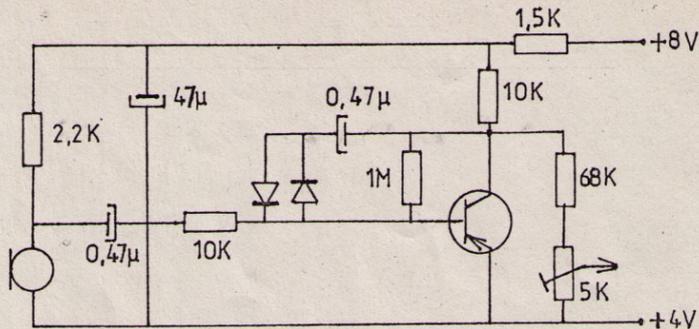


Abb. 3: Schaltung zur Begrenzung der Mikrofonspannung

Der Aufbau des Gerätes wurde stufenweise vorgenommen. Zuerst wurden die Tiefpaßfilter gebaut und mit einem Tongenerator überprüft. Dann folgten die übrigen Stufen des Empfängers. Erst, als er einwandfrei funktionierte, wurde mit dem Sender begonnen. Die Überprüfung der Funktion geschah mit einem Lastwiderstand am Ausgang und einem Kontrollempfänger. Am Eingang hat sich dafür ein Kassettenrekorder als Signalquelle bewährt. Mit einem hochwertigen Kopfhörer ließen sich sehr leicht Störungen in einzelnen Stufen und auf Versorgungsleitungen aufspüren.

Betriebserfahrungen

Der Transceiver wurde bisher an einer W 3 DZZ betrieben. Dabei war die Empfindlichkeit und Trennschärfe des Empfängers vollauf befriedigend. SSB wird klar und deutlich demoduliert. Im Lautsprecher ist noch ganz leise ein Rest der höherfrequenten Mischprodukte der 2. Mischer zu hören, im Klang etwa vergleichbar mit dem Mitvibrieren eines Glases. Sie ließen sich durch eine bessere Filterung vor dem Lautsprecherverstärker beseitigen, stören aber kaum.

Dem Sender wurden zunächst von den Gegenstationen sehr starke Verzerrungen bescheinigt. Ihre Ursache zeigte sich darin, daß das Gerät sehr empfindlich auf Übersteuerung reagiert. Die Begrenzung findet in der Filterstufe statt. Dabei entstehen dann auch Spannungen, die zueinander nicht mehr die nötige Phasenverschiebung in den Zweigen haben. Eine relativ geringe Übersteuerung wirkt sich hier viel schlimmer aus als bei einem Gerät nach der Filtermethode.

Eine wirksame Gegenmaßnahme besteht darin, die Mikrofonspannung schon vor dem Eingang zu begrenzen. Dazu wurde die Schaltung in Abb. 3 vorgeschaltet. Die Verstärkung ist so an das verwendete Elektretmikrofon angepaßt, daß nur die höchsten Sprachspitzen geklippt werden. Mit dem Ausgangstrimmer wird die richtige Aussteuerung des Senders eingestellt.

Mit dem Kontrollempfänger konnten nun keine Signale außerhalb des Sprechkanals festgestellt werden. Die Modulation enthält

noch einen Rest des inversen Signals, was wohl auf mangelnde Symmetrie der Zweige zurückzuführen ist. Die Verständlichkeit wird dadurch aber nicht beeinträchtigt.

Die Leistung des Senders ist für Deutschland- und Europaverkehr ausreichend, solange das Band nicht überbelegt ist. Die Rapporte liegen meist um S7.

Literatur:

- [1] H. Pelka, SSB- und ISB-Technik, München *1979, RFB 38, S. 46-51 (Grundlagen zur 3. Methode).
- [2] U. Tietze, Ch. Schenk, Halbleiter-Schaltungstechnik, Berlin *1983, S. 376-412 (Dimensionierung aktiver Filter).
- [3] B. Kainka, Transceiver-Zwischenfrequenzteil nach der dritten Methode, cq-DL 1/83, S. 4-9.

BASIC-Programme zur Berechnung des QTH-Locators

```

1000 REM *****
1001 REM * BERECHNUNG DER GEODR. KOORDINATEN *
1002 REM * FLUR DES QTH-LOCATOR NACH CQ-DL B/C4 *
1003 REM * von W.Schmidt, DD2PD, 5401 Emmelshausen *
1004 REM *****
1005 DIM A(6)
1010 INPUT "QTH-KENNER" : S$
1020 FOR I=1 TO 6: A(I)=ASC(MID$(S$, I, 1))-65
1030 NEXT I
1040 A(3)=A(3)+17: A(4)=A(4)+17
1050 L=180+A(1)+20*A(2)+21: M=A(5)+5
1060 IF L>60 THEN L=L+1: M=L-60
1070 IF L>560 THEN L=L-560
1080 B=A(2)+18-70+A(4): E=A(6)+2.5
1090 PRINT "GEODR. LAENGE : " ; L ; "GRD." ; " ; M ; "MIN"
1100 PRINT "GEODR. BREITE : " ; B ; "GRD." ; " ; E ; "MIN"
1110 GOTO 1010

```

```

2000 REM *****
2001 REM * BERECHNUNG DES NEUEN QTH-LOCATORS *
2002 REM * NACH EMPF. DES IARU, SIEHE CQ-DL B/C4 *
2003 REM * von W.Schmidt, DD2PD, 5401 Emmelshausen *
2004 REM * nach Eingabe der geodr. Laenge und *
2005 REM * Breite in Grd. (dezimal) bzw. (+Min.) *
2006 REM *****
2010 INPUT "GEODR. LAENGE" : L : LN
2020 INPUT "GEODR. BREITE" : B : BN
2030 L=L+LN/60: B=B+BN/60: E=(B+90)+.1
2040 LI=(L+180)/20: IF LI>18 THEN LI=LI-18
2070 A=CHR$(65+INT(LI))+CHR$(65+INT(BI))
2080 LI=(LI-INT(LI))*10: BI=(BI-INT(BI))*10
2090 A=A+CHR$(48+INT(LI))+CHR$(48+INT(BI))
2100 LI=(LI-INT(LI))*20: BI=(BI-INT(BI))*20
2110 A=A+CHR$(65+INT(LI))+CHR$(65+INT(BI))
2120 PRINT A$

```

Wolfgang Schmidt, DD2PD

cq-DL 12/84 593