

Transceiver-Zwischenfrequenzteil nach der dritten Methode

Von Burkhard Kainka, DK7JD, Arendahls Wiese 136, 4300 Essen 1

Etage fréquence intermédiaire pour émetteur-récepteur selon la 3ème méthode. 2ème partie. Amplis secondaires, mélangeur n°2, le premier mélangeur du récepteur, l'ampli 455 kHz et le mélangeur n°3, la PLL-BFO, résultats.

IF stage circuitry for XCVR according to the 3rd method. Part 2. Secondary amplifiers. Third mixer, first receiver mixer, 455 kHz- amp, third mixer & BFO-PLL. Overall results. (DJØSL)

1. Einleitung

Ein Sender oder Empfänger nach der dritten Methode hat immer den prinzipiellen Aufbau nach **Abb. 1**. Auf die theoretischen Grundlagen dieses Konzepts soll hier nicht eingegangen werden, da sie schon oft beschrieben wurden [1-3].

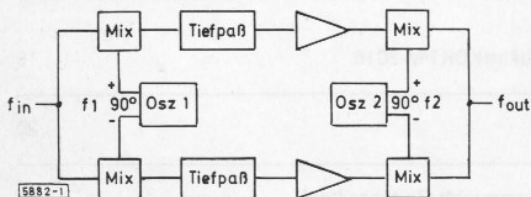


Abb. 1. Prinzipieller Aufbau nach der 3. Methode

Beim Betrieb als Empfänger könnte der 1. Oszillator direkt auf der Empfangsfrequenz arbeiten. Für SSB-Betrieb sollen die beiden Tiefpaßfilter eine Grenzfrequenz von 1,2 kHz haben. Sie lassen dann nur Signale durch, die zu Eingangsfrequenzen in einem Bereich von 1,2 kHz unterhalb bis 1,2 kHz oberhalb f_1 gehören. Der Oszillator 2 kann dann auf 1,5 kHz arbeiten. Die Ausgangsfrequenz liegt dann zwischen 0,3 kHz und 2,7 kHz. Insgesamt ist also SSB-Empfang mit 2,4 kHz Bandbreite möglich. Beim Betrieb als SSB-Sender kehren sich die Verhältnisse um: f_{in} ist die Mikrofonfrequenz, f_1 beträgt 1,5 kHz, und f_2 liegt in der Mitte des Übertragungskanals auf der Ausgangsfrequenz.

Der Vorteil des Prinzips besteht hauptsächlich darin, daß sich durch die Verwendung von Tiefpaßfiltern statt der üblichen Quarzfilter mit einfachen Mitteln sehr gute Filterkurven erzielen lassen. Darüber hinaus ist sogar eine regelbare Bandbreite möglich. Beim vorgestellten Gerät ist die Bandbreite stufenlos von 50 Hz bis 2,4 kHz einstellbar.

Daneben treten aber auch eine ganze Reihe von Schwierigkeiten auf:

Wie bei jedem Direktüberlagerungsempfänger besteht die Gefahr des „Durchschlagens“ unerwünschter Signale großer Feldstärke, wenn schlechte Mischer verwendet werden. Außerdem kann ein eingestreutes Oszillatorsignal (f_1) selbst ein Empfangssignal vortäuschen. Das ist besonders dann kaum zu verhindern, wenn das eingestreute Signal sich in der Intensität verändert, z.B. weil es eine automatisch geregelte Verstärkerstufe durchläuft. Im Gerät kann es dann nämlich nicht mehr von einem CW-Signal mit genau der Frequenz f_1 unterschieden werden.

Eine andere Schwierigkeit besteht darin, daß die 2. Mischer eine enorm gute Unterdrückung des Oszillatorsignals haben müssen. Da der Oszillator 2 immer genau in der Mitte des Übertragungskanals liegt, wirkt eine mangelnde Unterdrückung sehr störend, sowohl beim Senden als auch beim Empfangen.

Beim Empfangsbetrieb kommt erschwerend hinzu, daß auch bei sehr kleinen Pegeln ein guter Störabstand erreicht werden muß. Deshalb ist hier eine Unterdrückung von mindestens 80 dB erforderlich!

Schwierig ist auch die Sende-Empfangsumschaltung, weil sich beim Umschalten leicht die Gleichspannungsverhältnisse in den Zweigverstärkern ändern können. Dies gefährdet dann wieder die Unterdrückung von f_2 .

Im hier vorgestellten Transceiver wird die Signalaufbereitung nach der dritten Methode nur für den Zwischenfrequenzteil benutzt. Die übrigen Stufen (Vorverstärker, Mischer, VFO, Linearverstärker) werden wie üblich aufgebaut und sollen deshalb hier nicht beschrieben werden. Die Beschränkung des Prinzips auf den ZF-Teil hat folgende Vorteile:

Oszillator 1 arbeitet nun immer auf derselben Frequenz. Man kann ihn leicht völlig abschirmen. Weitere Entkopplung wird durch Trennverstärker auf der ZF erzielt. Wenn man nun die ALC vor dem Empfangsmischer ansiedelt, treten keine Probleme durch Einstreuung von f_1 auf.

Wenn man immer auf derselben Frequenz, also der ZF bleibt, ist die erforderliche genaue Phasenverschiebung von 90° und die gute Oszillatorunterdrückung leichter zu erzielen. Bei einem Umschalten mit der QRG wären dagegen besonders auf den höheren Bändern viel größere Probleme zu erwarten.

Als ZF wurde hier 2,675 MHz gewählt, weil sich bei dieser relativ tiefen Frequenz einige Stufen besser beherrschen lassen. Höhere Frequenzen sind aber prinzipiell möglich.

2. Blockschaltbild

Wie man im Blockschaltbild (**Abb. 2**) sieht, ist f_2 für Senden und Empfang immer 455 kHz. Die Signale nehmen also einen Umweg über eine 2. ZF von 455 kHz. Die zweiten Mischer brauchen deshalb nicht umgeschaltet zu werden. Die große Oszillatorunterdrückung wird also bei Senden und Empfang durch dieselben Mischer erreicht. Das bringt eine wesentliche Vereinfachung mit sich.

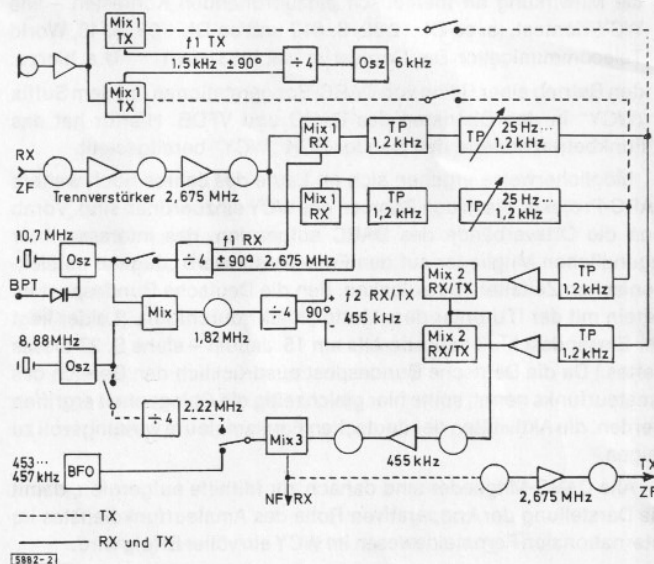


Abb. 2. Blockschaltbild

Beim Empfang ergibt sich als besonderer Vorteil noch folgendes: Entstehende Mischprodukte mit der 3. Oberwelle des 2. Oszillators, die bei schaltenden Mixern grundsätzlich erzeugt werden, lassen sich einfach mit zwei 455-kHz-Filtern beseitigen. Würden die 2. Mischer auf 1,5 kHz arbeiten, so entstünden störende Nebenprodukte mit rund -20 dB bei 3,3 kHz–5,7 kHz. Sie könnten nur durch ein aufwendiges Tiefpaßfilter beseitigt werden. Mit dem Umweg über die zweite ZF entsteht nun ein sauberer Klang. Beim Senden ist dieser Umweg günstig, weil sich auf 455 kHz noch MOS-Analogschalter als Mischer einsetzen lassen, die besonders leicht die gute Oszillatorunterdrückung erreichen.

Beim SSB-Senden arbeiten die 1. Mischer auf 1,5 kHz und setzen das Mikrofonsignal um. Das am 2. Mischer entstehende Ausgangssignal auf 455 kHz wird im 3. Mischer auf 2,675 MHz umgesetzt. Derselbe Mischer arbeitet beim Empfang als Produktdetektor, wobei er vom BFO gesteuert wird. Der BFO arbeitet zunächst freischwingend. Wie weiter unten gezeigt wird, erwies es sich jedoch als notwendig, ihn durch eine zusätzliche PLL zu stabilisieren.

Wie man sieht, werden die Frequenzen 2,675 MHz, 2,22 MHz und 455 kHz aus nur zwei Quarzfrequenzen von 10,7 MHz und 8,88 MHz durch Teilen und Mischen abgeleitet. Dies bewirkt, daß die Durchlaßkurve des Filters bei Senden und Empfang grundsätzlich auf dersel-

ben Frequenz liegt, das Gerät also transceive arbeitet. Gleichzeitig, sozusagen als Nebenprodukt, bewirkt diese Schaltungsart, daß sehr einfach ein bandpass-tuning (BPT) verwirklicht werden kann: Beim Empfang bewirkt ein Verschieben des 10,7-MHz-Oszillators zugleich eine Verstimmung von f_1 und f_2 um denselben Betrag. Da der BFO feststeht, wird also effektiv nur die Filterkurve verschoben, während die Empfangsfrequenz relativ zum BFO stehenbleibt.

Weil sehr viele verschiedene Frequenzen erzeugt werden, ist es unbedingt notwendig, alle HF-führenden Stufen sorgsam abzuschirmen, um Pfeifstellen im RX zu vermeiden. Die Abschirmung ist aber ohnehin sehr wichtig, um zu verhindern, daß das 2,675-MHz-Signal in die Vorstufen einstreut. Die vorgestellte Schaltung wurde auf drei Punktrasterplatten mit je 100×160 mm aufgebaut. Eine trägt alle HF-Stufen und ist mit Trennwänden versehen, die ganz geschlossen werden können. Eine zweite trägt die Tiefpaßfilter, den Mikrofonverstärker und die 1. Mischer des TX. Auf der dritten Platine befinden sich alle NF- und Schaltstufen und alle Hilfsschaltungen, wie ALC, S-Meter-Verstärker, Lautsprecherverstärker, CW-Mithörtongenerator usw.

Die gesamte Sende-Empfangs-Umschaltung ist relativ einfach und kommt ohne ein einziges Relais aus. An den meisten Stellen genügt es, Oszillatoren oder Teiler elektronisch abzuschalten. An anderen Stellen werden MOS-Analogschalter verwendet. →

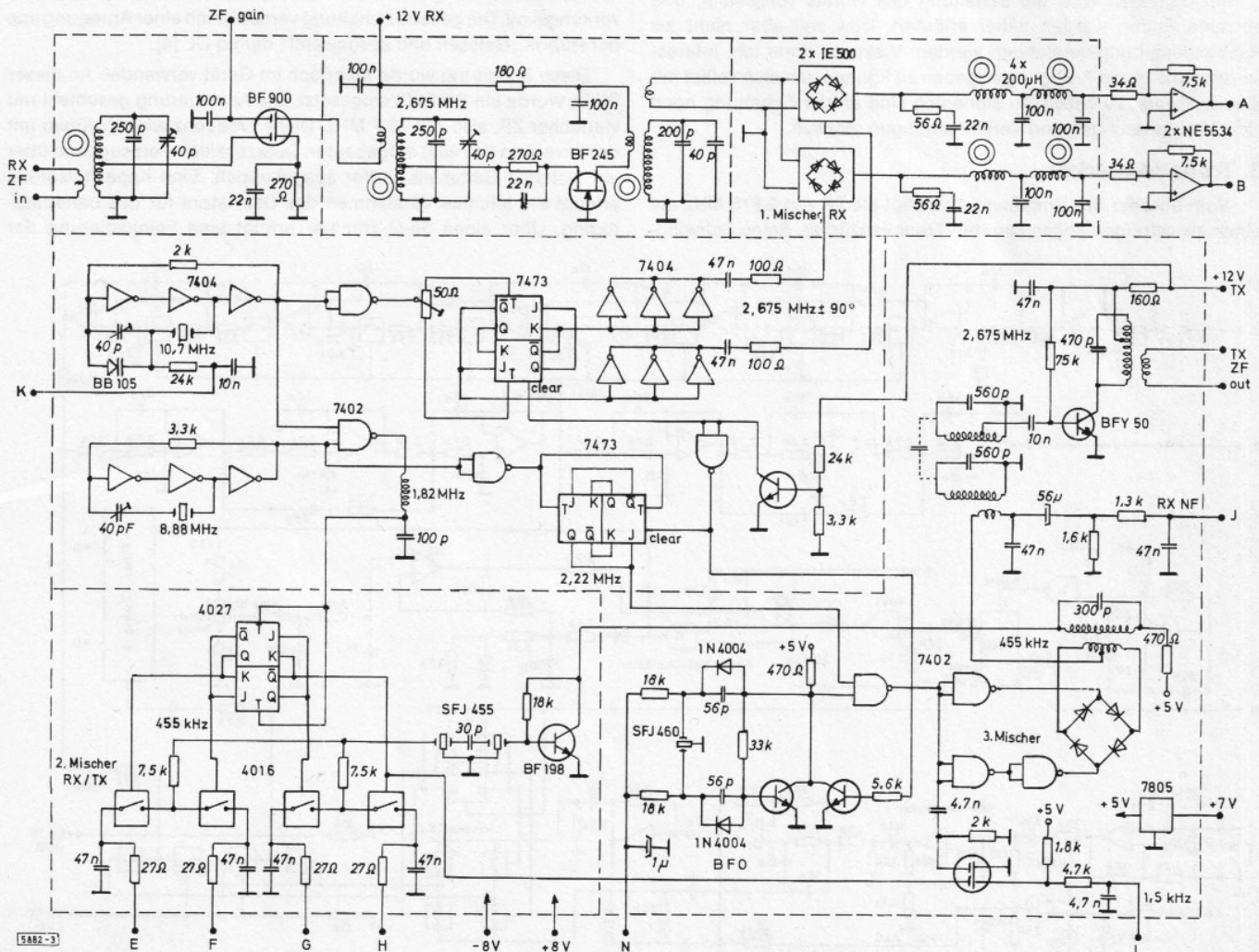


Abb. 3. HF-Platine

Für CW-Empfang hat das Gerät regelbare Tiefpaßfilter. Weil hier mit 24 kHz getaktete Analogschalter eingesetzt werden, können Nebenempfangsstellen bei ± 24 kHz neben der Empfangsfrequenz auftreten, wenn 24-kHz-Signale an das regelbare Filter gelangen. Um dies zu verhindern, sind weitere Tiefpaßfilter vorgeschaltet. Während bei 2,4 kHz Bandbreite alle drei Filterblöcke die Flankensteilheit der Filterkurve beeinflussen, ist bei CW-Empfang hauptsächlich der mittlere geregelte Block für die Nahselektion verantwortlich. Beim Senden wird mit der Morsetaste einfach einer der 2. Mischer auf 455 kHz aus der Balance gebracht und so ein Signal getastet.

Das gesamte Konzept mag sehr aufwendig erscheinen. Im Vergleich zu einem Gerät mit Quarzfiltern rechtfertigt sich dieser große Aufwand durch die Möglichkeit der regelbaren Bandbreite, die in dieser Qualität selbst durch bandpass-tuning mit zwei mechanischen Filtern nicht erreicht werden kann.

Insgesamt hält sich der Aufwand jedoch gerade durch das relativ komplizierte Konzept in Grenzen, weil die Signale beim Senden und Empfangen einen großen Teil der Stufen gemeinsam durchlaufen: Der dritte Filterblock, die Zweigverstärker, die 2. Mischer auf 455 kHz und der dritte Mischer brauchen deshalb nicht umgeschaltet zu werden. Auf drei Platinen mit 100×160 mm befinden sich alle Stufen eines Transceivers außer den HF-Stufen. Der Transceiver kann also trotz der Zusatzeinrichtungen wie regelbare Bandbreite und bandpass-tuning sehr klein gemacht werden.

Im folgenden wird die Schaltung des Geräts vorgestellt, und einzelne Stufen werden näher erläutert. Dies soll aber nicht als Nachbuanleitung verstanden werden. Vielmehr hoffe ich, interessierten Amateuren Anregungen geben zu können, um sich selbst mit diesem Gebiet zu befassen. Sicherlich sind an der Schaltung noch viele Verbesserungen und Vereinfachungen möglich.

3. Trennverstärker

Vom Mischer des Empfängers gelangt die ZF von 2,675 MHz auf einen zweistufigen abgeschirmten Trennverstärker. Seine Schwing-

kreise sind mit Ringkernen aufgebaut, weil so ein Übersprechen von Kreis zu Kreis wirkungsvoll verhindert werden kann. Die verwendete Gate-Schaltung und der Dual-Gate-Transistor zeichnen sich durch große Rückwirkungsfreiheit aus. Zusätzlich ist noch eine Trennwand eingebaut. Die rückwärtige Dämpfung des an den ersten Mixern liegenden Oszillatorsignals ist so gut, daß die erste der beiden Trennstufen schon an die ALC angeschlossen werden kann. Wird für CW-Empfang eine große Zeitkonstante der nachfolgenden Zweigverstärker gewählt, ist es jedoch besser, die ALC weiter vorn im Empfänger zu betreiben.

Der gesamte Trennverstärker ist so ausgelegt, daß er eine geringe Bandbreite von etwa 20 kHz hat. Dadurch verringert sich die Gefahr der Übersteuerung der ersten Mischer. Die Verstärkung soll gerade so groß sein, daß die Mischerverluste ausgeglichen werden. Hier beträgt sie etwa 10 dB.

4. Erste Mischer des RX

Durch verschiedene Versuche zeigte sich, daß mit Schottkiringmischern die besten Ergebnisse zu erzielen waren. Ein AM-Durchschlagen wurde im praktischen Betrieb nie beobachtet. Selbst abends im 40-m-Band ist einwandfreier Empfang möglich.

Die Mischer werden über zwei um 90° phasenverschobene Spannungen mit 2,675 MHz angesteuert. Zur Phasenverschiebung erwies sich die Verwendung zweier JK-Flip-Flops als besonders einfach und wirkungsvoll. Die genaue Schaltung verdanke ich einer Anregung aus der Rubrik „Gelesen und ausgewählt“ der cq-DL [4].

Diese Schaltung wurde mehrfach im Gerät verwendet. An dieser Stelle wurde ein SN 7473 eingesetzt. Die Ansteuerung geschieht mit vierfacher ZF, also mit 10,7 MHz. Diese Frequenz wird in einem mit drei Invertoren ($\frac{1}{2}$ 7404) aufgebauten Quarzoszillator erzeugt und über ein weiteres Gatter als Puffer ausgekoppelt. Eine Kapazitätsdiode erlaubt ein leichtes Verstimmen des Oszillators für das bandpass-tuning. Über einen 50- Ω -Trimmer erfolgt eine Feinjustierung der

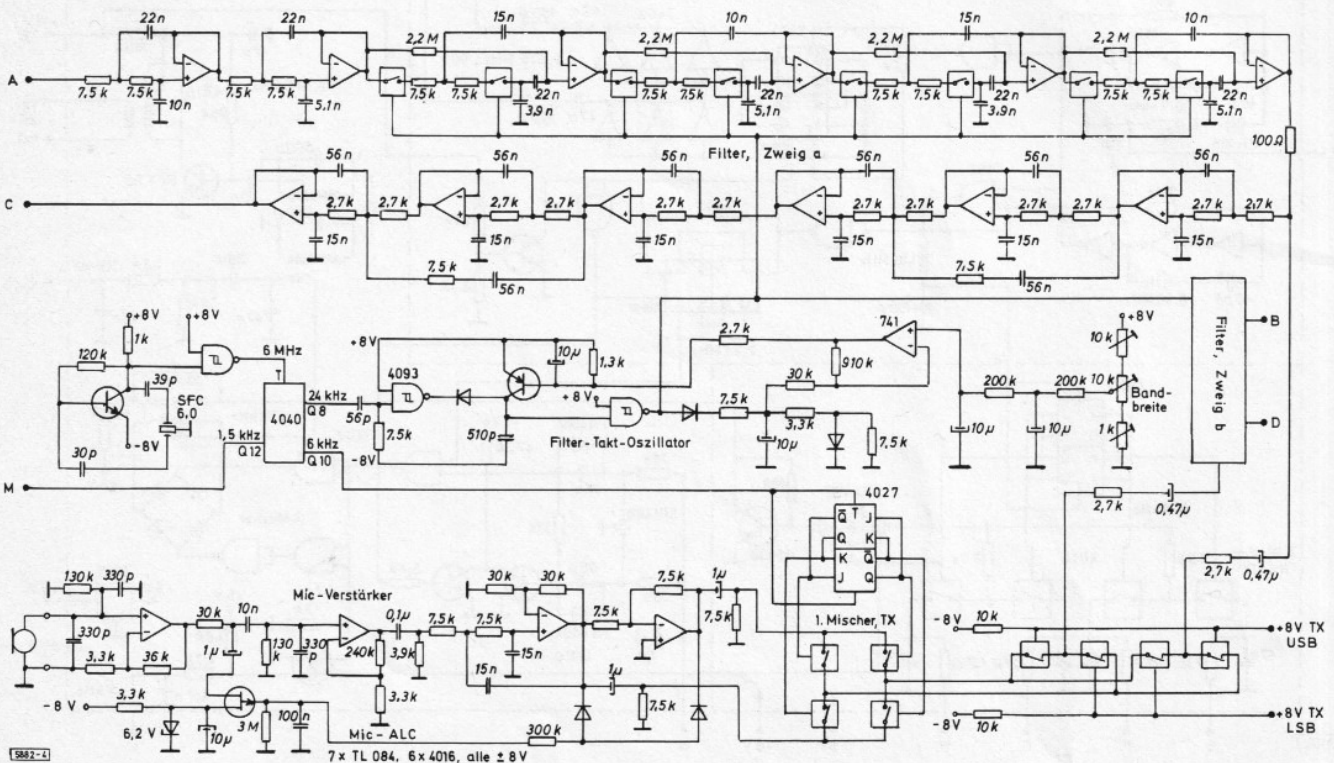


Abb. 4. Filterplatte

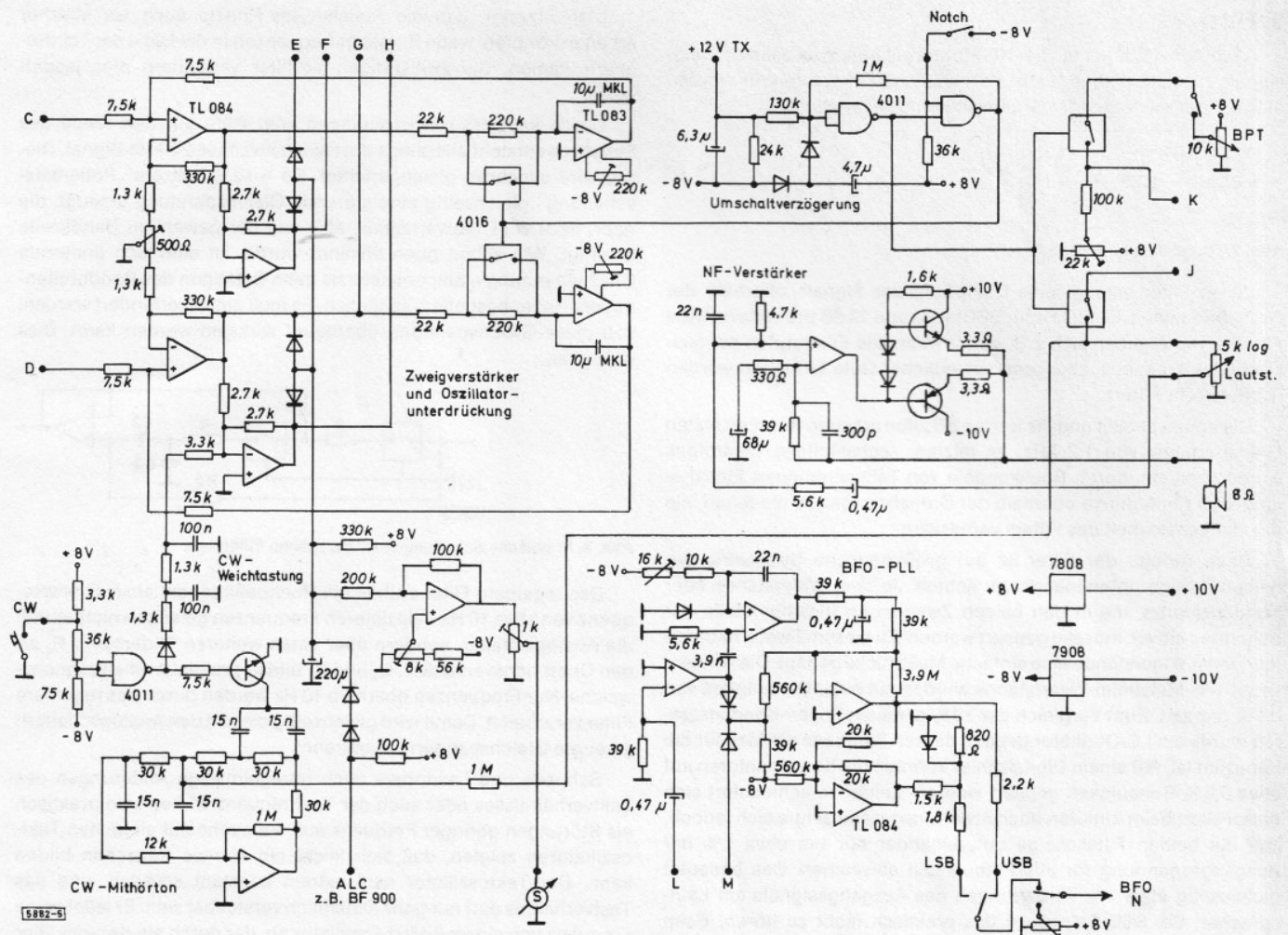


Abb. 5. NF-Platine

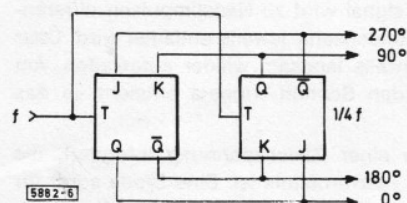


Abb. 6. Phasenschieber

Phasenverschiebung am Ausgang der Flip-Flops; der größere Teilwiderstand erzeugt mit der jeweiligen internen Kapazität des Flip-Flop-Takteingangs eine größere Zeitverzögerung. Die Phasenverschiebung kann hier um ein bis zwei Grad verändert werden.

Zwei Ausgänge der Flip-Flops werden über je drei als Leistungsverstärker parallelgeschaltete Inverter an die Ringmischer angekoppelt. So wird ein ausreichendes Durchsteuern der Mischer sichergestellt.

Am Ausgang der Mischer steht auch ohne Eingangssignal eine Gleichspannung von maximal 1 mV, die dadurch entsteht, daß die in den Eingang einströmende Oszillatorfrequenz synchron gleichgerichtet wird. Das ihr überlagerte Nutzsignal ist wesentlich kleiner (1–20 µV). Deshalb werden die Signale zunächst vorverstärkt, bevor sie an die Filter gelangen. Die Mischer sind jeweils über doppelte LC-Tiefpaßfilter (Grenzfrequenz etwa 50 kHz) an die Vorverstärker ange-

koppelt. Die verwendeten Drosseln (200 µH) sind auf kleine Ringkerne gewickelt. Dies ist unbedingt nötig, weil normale Drosseln 50-Hz-Brumm vom Netztrafo auffangen würden, was bei den extrem kleinen Nutzsignalen sehr störend wäre. Dieselbe Gefahr besteht auch durch lange Verbindungsleitungen. Deshalb sind die Vorverstärker auf derselben Platine sehr eng an die Mischer gebaut, wobei durch Trennwand und Tiefpaßfilter ein Herausdringen von HF verhindert wird. Die Mischer sind mit 56-Ω-Widerständen auch für hohe Frequenzen richtig abgeschlossen.

Die Vorverstärker verwenden besonders rauscharme NE 5534. Die Verstärkung ist jeweils etwa 150fach. An ihren Ausgängen steht das Nutzsignal mit Pegeln ab etwa 100 µV zur Verfügung. Es ist jeweils von einer unerwünschten Gleichspannung von bis zu 200 mV überlagert. Diese wird erst in späteren Stufen vom Nutzsignal abgetrennt. Deshalb ist weder für die Mischer noch für die Vorverstärker eine Offset-Korrektur notwendig.

Beim Umschalten auf Senden geschieht folgendes: Über einen Transistor wird einer der "clear"-Eingänge des 7473 auf Massepotential gelegt. Dann entsteht kein 2,675-MHz-Ausgangssignal mehr. Die Mischer sperren, und die folgenden Vorverstärker sind am Eingang offen. Damit vergrößert sich die Gegenkopplung, und ihr Rauschen sinkt soweit ab, daß sie nicht besonders abgeschaltet zu werden brauchen. Insbesondere braucht der NF-Signalweg nicht unterbrochen zu werden.

5. Filter

Vom Vorverstärker auf der HF-Platine gelangen die beiden Zweigsignale zur Filterplatine. Jedes durchläuft 12 Filterstufen. Es werden aktive Filter mit folgender Grundschaltung verwendet:

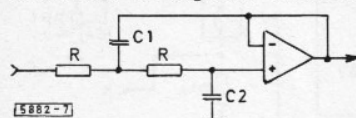


Abb. 7. Grundschaltung der Filter

Jedes Filter erzeugt eine Dämpfung der Signale oberhalb der Grenzfrequenz (z. B. 1,2 kHz für SSB) von rund 12 dB pro Oktave. Gute Filterkurven ergeben sich z. B. dann, wenn alle Filterstufen bei gleicher Grenzfrequenz, aber unterschiedlicher Güte betrieben werden (Butterworth-Filter).

Die ersten beiden und die letzten 6 Stufen arbeiten mit einer festen Grenzfrequenz von 1,2 kHz. Im letzten, sechsstufigen Filterblock wurde versucht, durch Rückkoppeln von Teilspannungen Einsattelungen der Filterkurve oberhalb der Grenzfrequenz zu erzeugen, die die Flankensteilheit des Filters verbessern.

Beim Aufbau der Filter ist auf größtmögliche Symmetrie der beiden Zweige untereinander zu achten: Je zwei Widerstände oder Kondensatoren, die in den beiden Zweigen an gleicher Stelle der Schaltung sitzen, müssen gepaart werden. Zu diesem Zweck habe ich mir für die Widerstände eine einfache Meßbrücke gebaut. Die verwendeten 1%-Metallfilm-Widerstände wurden mit einer Genauigkeit von 0,1% gepaart. Zum Vergleich der 10% genauen Folien-Kondensatoren wurde ein LC-Oszillator gebaut, dessen Frequenz ein Maß für die Kapazität ist. Mit einem Digitalzähler konnten die Kondensatoren auf etwa 0,5% Genauigkeit gepaart werden. Leider verschlechtert sich dieser Wert beim Einlöten noch etwas. Insgesamt zeigte sich jedoch, daß die beiden Filterzweige untereinander nur um etwa 1% der Ausgangsspannung für alle Frequenzen abweichen. Das bedeutet gleichzeitig etwa 1% Verzerrungen des Ausgangssignals am Lautsprecher. Bei SSB-Betrieb ist das praktisch nicht zu hören. Beim Durchstimmen über einen Träger hört man ganz schwach das „inverse“ Signal, das immer um die Mittenfrequenz herum spiegelbildlich liegt. Beim Vertauschen der Zweige würde dieses Signal das eigentliche werden, während das nun stark hörbare in den Hintergrund träte.

Der mittlere, vierstufige Filterblock ist regelbar. Im Prinzip kann man sich vorstellen, daß alle 16 Widerstände der aktiven Filter beider Zweige durch ein 16faches Tandempoti ersetzt werden. Dabei muß der Gleichlauf enorm gut sein. Hier wird praktisch jedes Teilpoti durch einen Widerstand und einen Analogschalter (¼ CD 4016) ersetzt. Der Analogschalter wird mit 24 kHz ein- und ausgeschaltet. Der effektive Widerstand ist dann vom Tastverhältnis abhängig. Bei 20% Einschaltdauer wird z. B. der Widerstand effektiv um den Faktor 5 vergrößert. Da nun alle 16 Analogschalter durch dasselbe Taktsignal geschaltet werden, treten keinerlei Gleichlaufprobleme auf. Praktisch hat jeder Analogschalter auch noch einen endlichen On-Widerstand, der je nach Exemplar zwischen 100 und 500 Ω liegt. Die vier Schalter in einem IC sind aber untereinander fast gleich. Damit durch Exemplarstreuungen keine Unterschiede zwischen den Zweigen auftreten können, wird daher jedes IC je zur Hälfte in beiden Zweigen eingesetzt.

Eine Filterstufe sieht nun prinzipiell so aus:

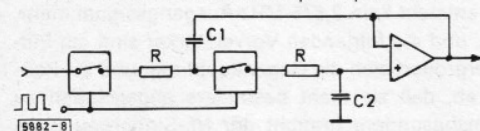


Abb. 8. Prinzipieller Aufbau einer geregelten Filterstufe

Man erkennt, daß die Schalter im Prinzip auch als Mischer arbeiten könnten, wenn Eingangsfrequenzen in die Nähe der Taktfrequenz kämen. Die zweistufigen Vorfilter verhindern dies jedoch völlig.

Durch kapazitive Einstreuungen vom Gate auf den Kanal des Schalters entsteht allerdings dort ein schwaches 24-kHz-Signal. Dieses wird synchron gleichgerichtet. So wird durch die „Potiersatzschaltung“ gleichzeitig eine störende Gleichspannung erzeugt, die noch dazu vom Tastverhältnis, also von der gewählten Bandbreite abhängt. Wie schon oben erwähnt wurde, ist eine sich ändernde Gleichspannung – hier entsteht sie beim Betätigen des Bandbreitenreglers – aber besonders schädlich. Es muß daher verhindert werden, daß diese Gleichspannung überhaupt wirksam werden kann. Dies gelingt so:

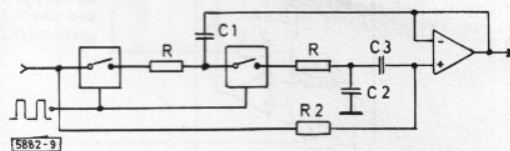


Abb. 9. Praktische Schaltung einer geregelten Filterstufe

Das regelbare Filter enthält ein Hochpaßfilter mit einer Grenzfrequenz von etwa 10 Hz. Alle tieferen Frequenzen gelangen nicht durch die Analogschalter, sondern über einen weiteren Widerstand R_2 an den Operationsverstärker. C_3 und R_2 bilden praktisch eine Frequenzweiche. Nur Frequenzen oberhalb 10 Hz werden durch das regelbare Filter verarbeitet. Damit wird gleichzeitig die von den Analogschaltern erzeugte Gleichspannung abgetrennt.

Schnelle und besonders auch unregelmäßige Änderungen des Taktverhältnisses oder auch der Taktfrequenz wirken sich praktisch als Störungen geringer Frequenz aus. Versuche mit einfachen Taktoszillatoren zeigten, daß sich leicht ein starkes Rauschen bilden kann. Der Taktoszillator muß extrem konstant arbeiten, und das Tastverhältnis darf nur ganz allmählich verstellbar sein. Er leitet seine Frequenz von einem 6-MHz-Oszillator ab, der durch ein Keramikfilter SFC 6,0 stabilisiert wird. Sein Signal wird auf 24 kHz heruntergeteilt. (Weitere Teilung auf 6 kHz erfolgt für den SSB-Generator des Senders.) Das 24-kHz-Rechtecksignal wird zu Nadelimpulsen differenziert, über die ein 510-pF-Kondensator jeweils entladen wird. Über einen Transistor wird er jeweils langsam wieder aufgeladen. Am Ausgang eines nachfolgenden Schmitt-Triggers entsteht so das gewünschte Taktsignal.

Es wird gleichzeitig zu einer Gleichspannung integriert, die zunächst proportional zum Tastverhältnis ist. Eine Diode sorgt für eine relative Spreizung des unteren Bereichs, damit kleine Bandbreiten besser eingestellt werden können. Durch Vergleich mit der am Bandbreitenpoti eingestellten Spannung durch einen OpV wird eine Regelspannung gewonnen, die die Aufladezeit des Kondensators steuert. Zwei Elkos und zwei Widerstände bilden einen zusätzlichen Tiefpaß nach dem Bandbreitenpoti, das dafür sorgt, daß schnelle Bandbreitenänderungen nicht möglich sind. Jeder Veränderung der Bandbreiteneinstellung folgt die Schaltung erst allmählich in etwa 10 Sekunden.

Mit dieser Schaltung ist es möglich, von 100% bis zu etwa 1% Einschaltdauer herunterzugehen. Damit würde eine Empfangsbandbreite von etwa 20 Hz erreicht. Im praktischen Betrieb erwies es sich als sinnvoll, nur bis etwa 50 Hz herunterzugehen. Meist ist aber ein Arbeiten mit größeren Bandbreiten angenehmer. Der gewünschte Bereich der einstellbaren Bandbreiten wird durch die Serienwiderstände des Bandbreitenpotis festgelegt.

Abb. 10 zeigt die gemessene Filterkurve für 2,4 kHz Bandbreite. Der Formfaktor für 6/60 dB beträgt rund 1,6 und ist damit vielen

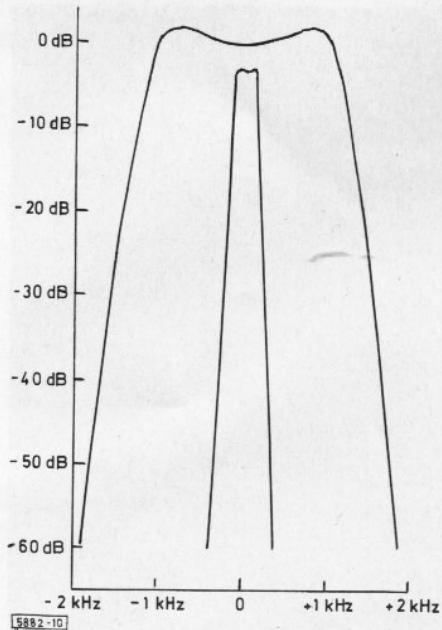


Abb. 10. Filterkurve für 2,4 kHz Bandbreite

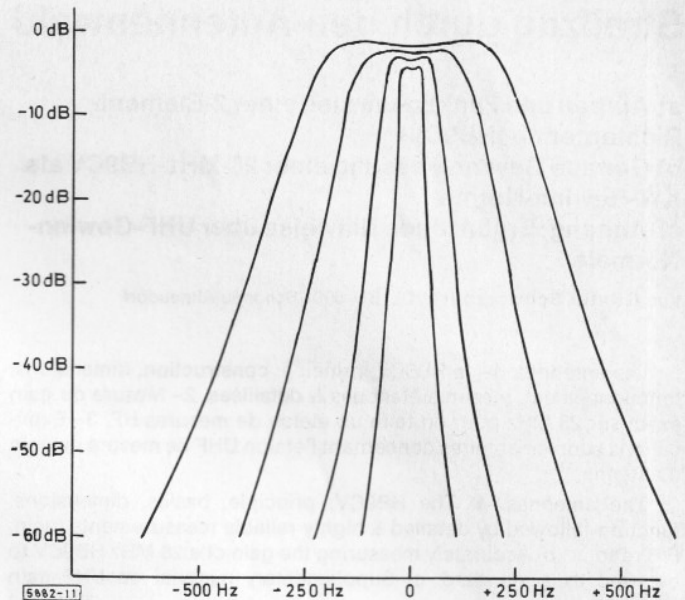
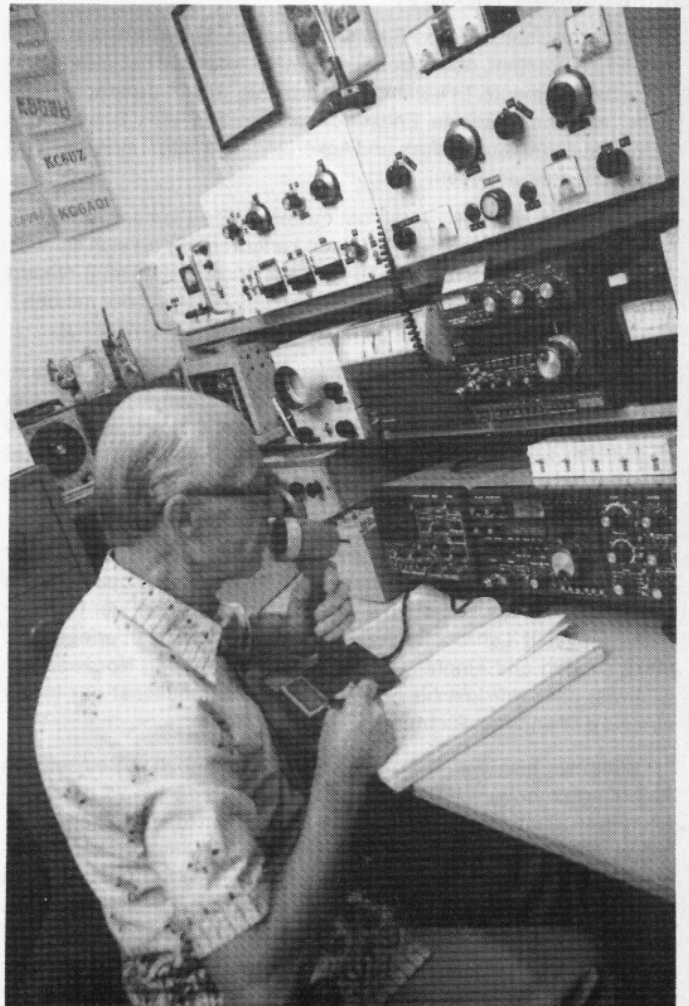


Abb. 11. Filterkurven für vier CW-Bandbreiten

einfachen Quarzfiltern überlegen. Allerdings ist die Dimensionierung der Teilfilter noch keineswegs optimal. Der umgerechnete Verstärkungsabfall der Tiefpaßfilter oberhalb der Grenzfrequenz beträgt rund 90 dB/Oktave. Bei optimaler Dimensionierung als Butterworth-Filter sind bei 12 Stufen, wie sie hier verwendet werden, dagegen rund 140 dB/Oktave zu erwarten. Die relativ schlechten Ergebnisse sind durch mangelnde Abstimmung der Stufen untereinander zu erklären, da mir die Grundlagen der Filterberechnung nicht vertraut waren. Bei Butterworth-Filtern müssen die Grenzfrequenzen gleich, die einzelnen Güten aber verschieden sein. Noch bessere Ergebnisse wären mit Tschebyscheff-Filtern zu erzielen. Allerdings müßten einige Stufen dann mit sehr hoher Güte arbeiten, und die Bauteiltoleranzen wären sehr kritisch. In der vorgestellten Schaltung arbeiten alle Stufen mit relativ niedriger Güte. Während die Bauteile zwischen den beiden Zweigen gepaart werden mußten, war die absolute Genauigkeit der Werte nicht so kritisch.

Zum Vergleich zeigt Abb. 10 auch die Filterkurve für eine eingestellte Bandbreite von rund 350 Hz. Man sieht deutlich, daß bei kleinerer Bandbreite auch eine größere Filtersteilheit erreicht wird.

Abb. 11 zeigt vier verschiedene CW-Bandbreiten zwischen 50 Hz und 500 Hz in einem gedehnten Maßstab. Man kann erkennen, daß die Kurven ihre Form beibehalten und nur die Breite ändern. Dies entspricht dem zu erwartenden Ergebnis. Der Formfaktor 6/60 dB beträgt immer rund 2,5. Der vierstufige regelbare Filterblock kommt damit einer optimalen Dimensionierung schon relativ nahe. Man erkennt dies auch daran, daß der steilste Abfall nahe der Grenzfrequenz erreicht wird, was bei 2,4 kHz Bandbreite nicht der Fall ist. (Schluß folgt.)



Hans Rückert, VK2AQU, in Sydney (Australien) bei einer seiner regelmäßigen Verbindungen mit Günter Schwarzbeck, DL1BU; Foto Goldberger

Literatur

- [1] Weaver, Donald K., A third method of generation and detection of single-side-band signals. Proc. Inst. Radio Eng. 1956, Bd. 44, Nr. 12, S. 1703.
- [2] Spieler, Helmut, Neue SSB- und CW-Entwicklungen, DL-QTC 9/72, S. 518-523.
- [3] Spieler, Helmut, CW-Direkttempfangstechnik, cq-DL 3/81, S. 113 bis 116.
- [4] Burse, Rudolf, Gelesen und ausgewählt, darin: Schaltung zur dritten Methode aus QST, cq-DL 5/79, S. 217 f.