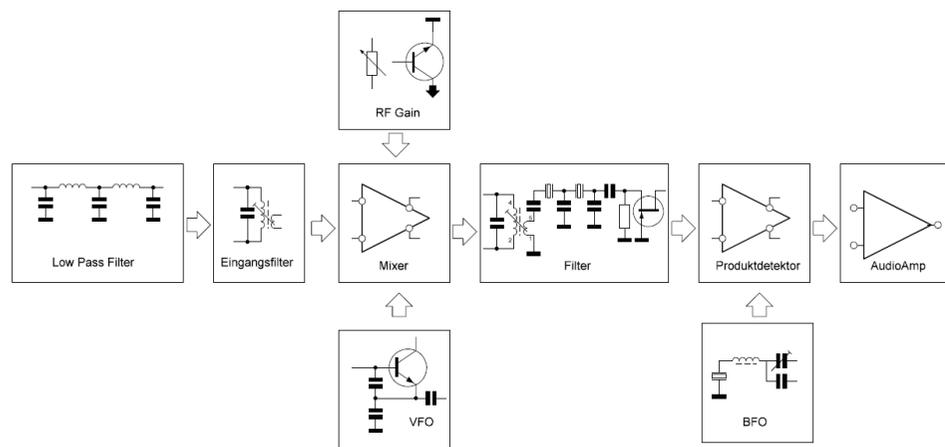


Schaltungsbeschreibung DK1HE KW-TRX BTR18

von: Peter Solf DK1HE

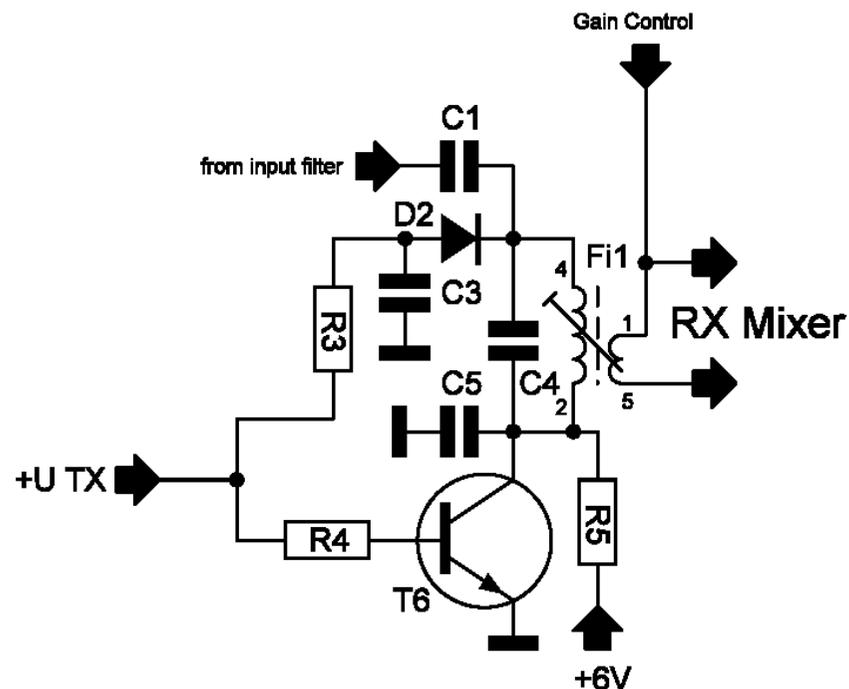
1. Empfangsteil:

1.1 Empfängereingang.



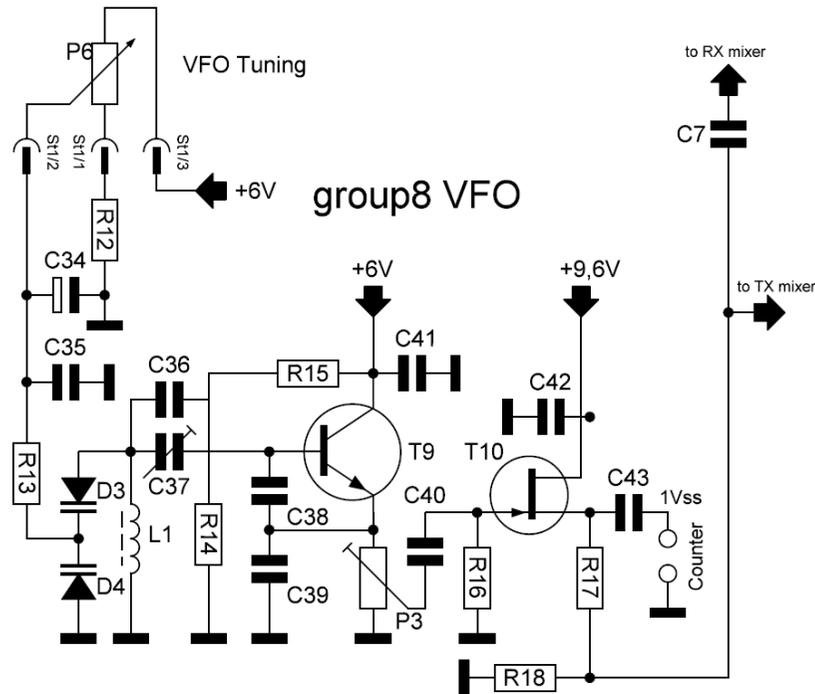
Das von der Antennenbuchse Bu4 kommende Empfangssignal durchläuft das Sender- Tiefpassfilter L2/L3 und gelangt über den Koppelkondensator C1 zum Hochpunkt des RX- Vorkreises Fi1/C4. Um eine hohe Kreisgüte und somit gute Vorselektion zu erzielen, erfolgen die Ankopplung an die Antenne sowie die induktive Auskopplung des Empfangssignals an den nachfolgenden Mischer-Eingang IC1 jeweils nur lose.

Die Schutzschaltung T6/D2/C3 brauchen wir für den Sendebetrieb, Im Empfangsbetrieb ist der Schalttransistor T6 gesperrt und die Schutzdiode D2 befindet sich über R5 mit +6V an der Kathode ebenfalls im Sperrbetrieb. Intermodulationseffekte bei hohen Empfangsspannungen werden so mit sicher vermieden. Wird der BTR18 auf Sendung geschaltet, werden T6 und D2 leitend. Die sehr hohe, vom Tiefpassfilter kommende und über C1 eingekoppelte HF Spannung wird über die nun leitende D2 und C3 weitgehend kurzgeschlossen. Über eine automatische Abregelung der Regelstufe (siehe Beschreibung Regelstufe) wird die HF weiter auf RX-Level bedämpft und dann wie ein empfangenes Signal über den weiteren Empfangsweg als Monitorsignal hörbar gemacht.



Der PA-Transistor (T14) ist im Empfangsmodus inaktiv und hat keine dämpfende Wirkung auf das Antennensignal.

1.2 VFO



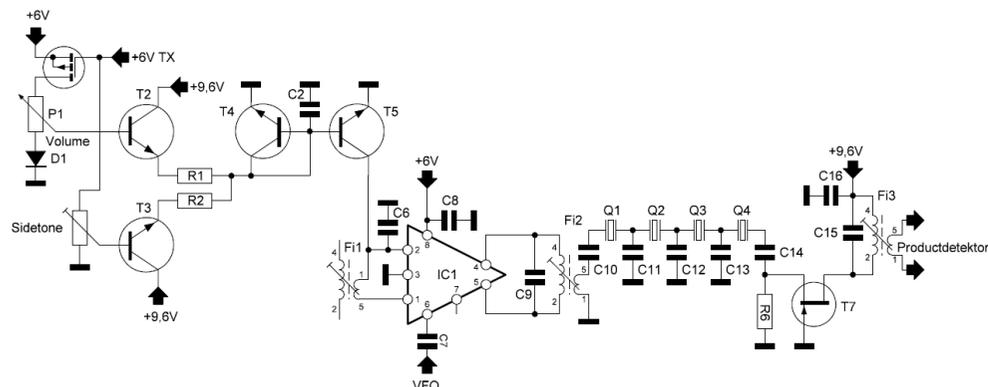
erfolgt deren Ankopplung über den FET-Spannungsfolger T10. Mit P3 wird die HF-Ausgangsspannung an dessen Source auf etwa $1V_{ss}$ eingestellt was zur Triggerung eines eventuell optional über C43 angeschlossenen Frequenzdisplays ausreicht. Die am Teilerwiderstand (R18) anstehende HF-Spannung beträgt etwa $300mV_{ss}$ und wird dem Empfangsmischer IC1 über C7 und dem Sendemischer über R19/44 zugeführt.

Die zur Mischung der Eingangsfrequenz auf die Zwischenfrequenz erforderliche Oszillatorfrequenz wird in einer modifizierten "Clapp"-Schaltung mit T9 erzeugt. Diese Schaltungsvariante zeichnet sich durch eine besonders hohe Kurz- und Langzeit-Frequenzkonstanz aus. Bedingt durch die großen Kapazitätswerte von C38/C39 wirkt sich eine Änderung der dynamischen Eingangskapazität von T6 nur noch minimal auf die generierte Frequenz aus. Mit den antiseriell geschalteten Kapazitätsdioden (D3,D4) lässt sich die Schaltung um den erforderlichen Betrag des jeweiligen CW-Bandsegments abstimmen (VCO Voltage Controlled Oszillator).

L1 ist auf einem T50-6 Ringkern untergebracht, was in Verbindung mit den Styroflex-Kondensatoren C38,C39 mit negativem Temperaturbeiwert und dem NPO-Kondensator C36 einen temperaturstabilen Schwingkreis bildet. Mit C37 kann der Bandanfang feinjustiert werden.

Um Rückwirkungen der nachfolgenden Stufen auf den VCO zu vermeiden

1.3 RX Mischer, Regelung und Quarzfilter

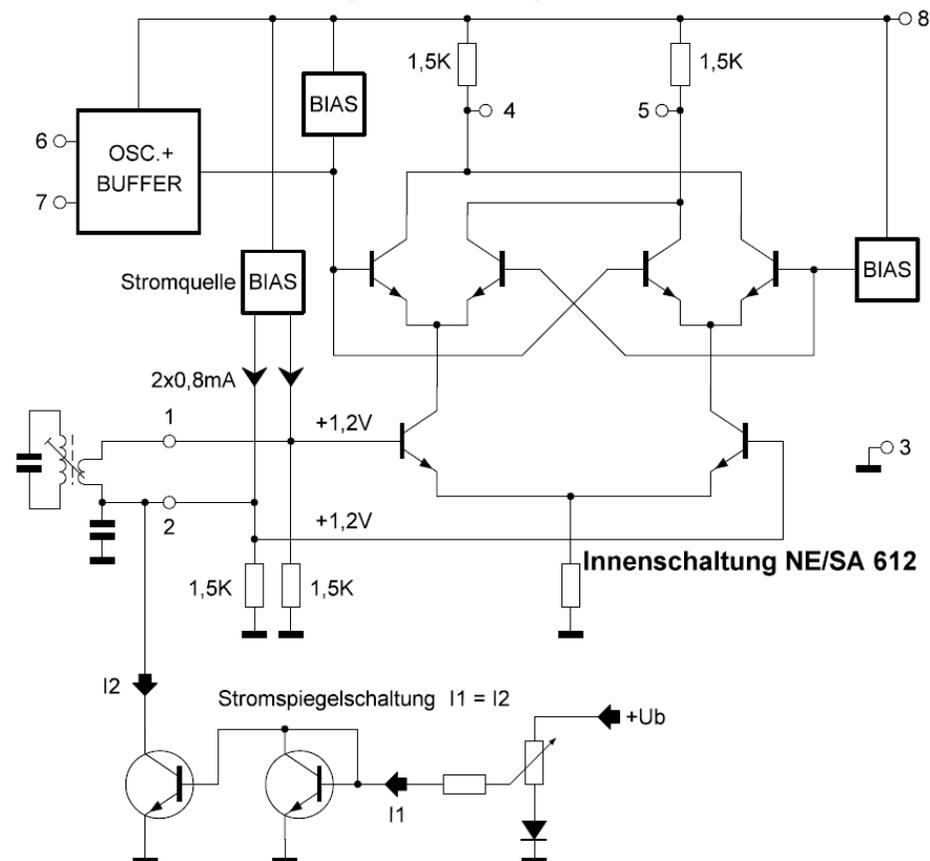


Auf die symmetrischen Ausgänge (Pin 4,5) des Empfangsmischer IC1 folgt ein auf die Zwischenfrequenz abgestimmter Resonanzkreis (Fi2,C9) mit induktiver Auskopplung. Das Transformationsverhältnis der beiden Wicklungen ist dabei so gewählt, daß der Mischer- Ausgangswiderstand (3K Ohm) auf eine Impedanz von 200 Ohm an der Koppelwicklung transformiert wird, was dem eingangsseitigen Filterabschluß des nachfolgenden Cohn- Quarzfilters (Q1 bis Q4) entspricht. Der ausgangsseitige Filterabschluß wird durch den Eingangswiderstand des in Gate-Schaltung arbeitenden ZF-Nachverstärkers T7 gebildet. Er beträgt ebenfalls etwa 200 Ohm. In Verbindung mit dem als Arbeitswiderstand von T7 fungierenden ZF-Resonanzkreis (Fi3/C15) mit induktiver Auskopplung an den Produktdetektor IC2 ergibt sich dabei eine Stufenverstärkung von etwa 20dB.

Die Bandbreite des Quarzfilters wird maßgeblich von der Größe der Ableitkondensatoren bestimmt. Mit den in den von uns verwendeten 150pF Kondensatoren erreichen wir eine Bandbreite von etwa 350 Hz. Wird eine größere Bandbreite angestrebt, können die Kondensatoren C9-C14 verkleinert, für noch schmalere Filter vergrößert werden.

Die Durchgangsverstärkung des Empfangsteils kann mittels HF- Handregelung der jeweiligen Empfangssituation angepasst werden. Die Verstärkungseinstellung erfolgt durch Verändern des Gesamt-Kollektorstroms in den Differenzverstärkern der in IC1 enthaltenen Gilbert-Zelle. T4 und T5 bilden eine Strombank d.h. ein über R1 oder R2 in die Referenzdiode (T4) eingepprägter Strom erscheint 1:1 (Stromspiegelschaltung) als Kollektorstrom in T5 wel-

HF / ZF-Verstärkungseinstellung BTR18 20.08.2018 SOLF DK1HE

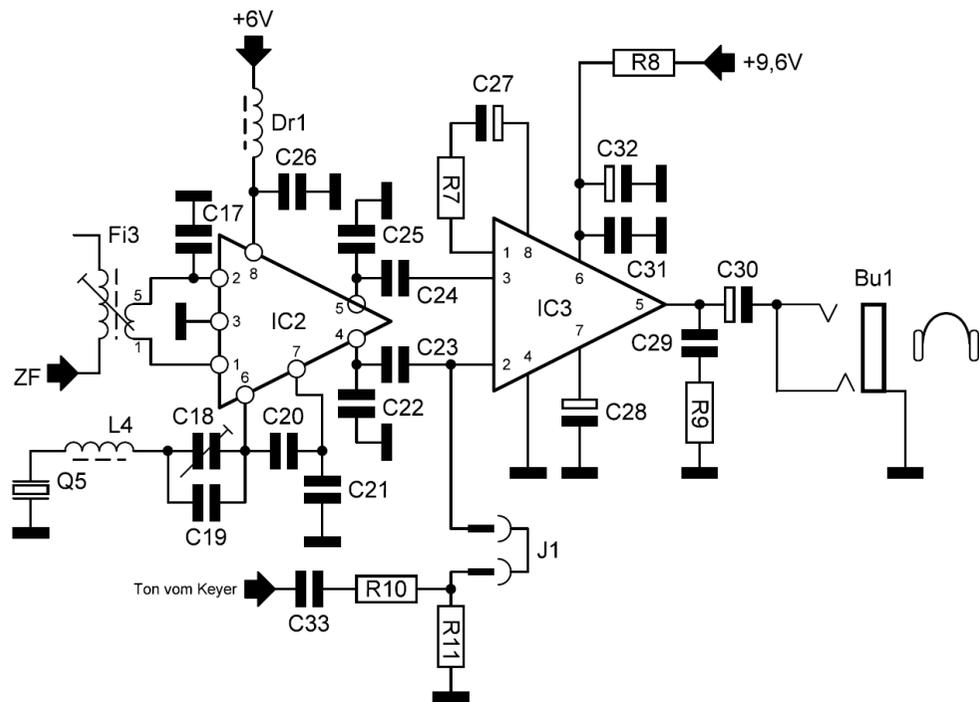


cher über die Bias-Erzeugung in IC1 umgekehrt proportional die Verstärkung der Mischerzelle beeinflusst. Mit P1 läßt sich so mit die Verstärkung des Schaltkreises einstellen.

Für eine optimale Funktion der Strombank ist es wichtig, daß die beteiligten Transistoren möglichst identische Parameter aufweisen; diese Forderung wird dadurch erreicht, daß für T4,T5 SMD-Typen aus dem gleichen Gurtabschnitt verwendet werden.

Im Sendebetrieb wird Strom unabhängig von der Einstellung der Handregelung über P2/T3 eingestellt. 6V steuert reduziert über den Spannungsteiler P2 den Transistor T3 auf und prägt damit den Strom I1 ein P2 definiert damit die Mithörtonstärke im Sendebetrieb.

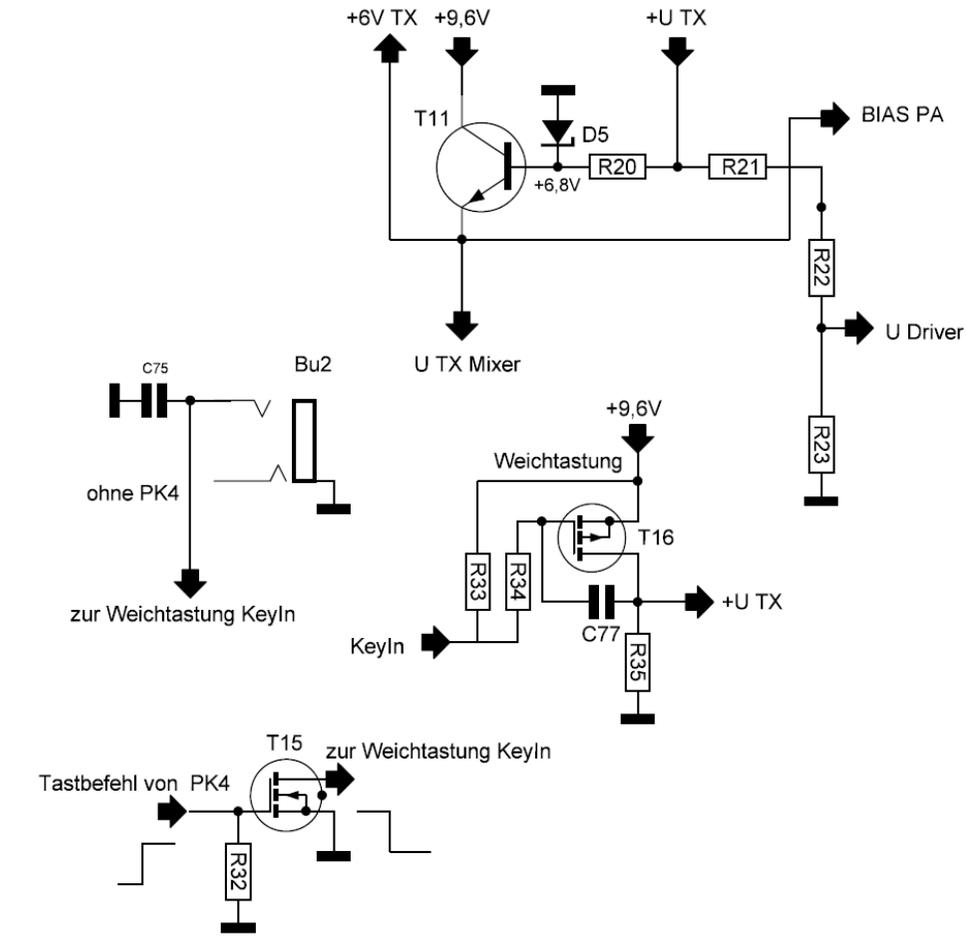
1.4 Productdetector und Adioverstärker



Im Produktdetektor IC2 erfolgt die Mischung des verstärkten ZF-Signals mit dem BFO auf die NF-Ebene. Der als BFO arbeitende interne Oszillator schwingt mit Q5 in Colpitts-Schaltung um etwa 650Hz gegenüber der Quarzfilter-Mittenfrequenz versetzt. Mittels C18 kann die Frequenz feinjustiert werden. Das an den symmetrischen Ausgängen Pin4/5 von IC2 anstehende NF-Signal wird mit C22/C25 von ZF-Resten befreit und über die Koppelkondensatoren C23/C24 den Eingängen (Pin2,3) des sich anschließenden Audio-Verstärkers IC3 symmetrisch zugeführt und dort auf Kopfhörerlautstärke verstärkt.

Ist der PK4 keyer installiert, dann wird der Jumper (J1) gesteckt. Der beim Programmieren des PK4-Keyers im Morsecode ausgegebene Programmierverlauf wird zum NF-Teil durchgeschaltet und kann so mit akustisch verfolgt werden.

2. Sendeteil: 2.1 Sendertastung



Beim Tasten des Senders wird mit eingebautem PK4 keyer T15 leitend und legt so mit R33/R34 auf Massepotential. Ist kein PK4keyer installiert, so bewirkt keydown eines externen keyers oder einer Hubtaste durch die Direktverbindung zu R33/R34 dass diese auf Massepotential gelegt werden.

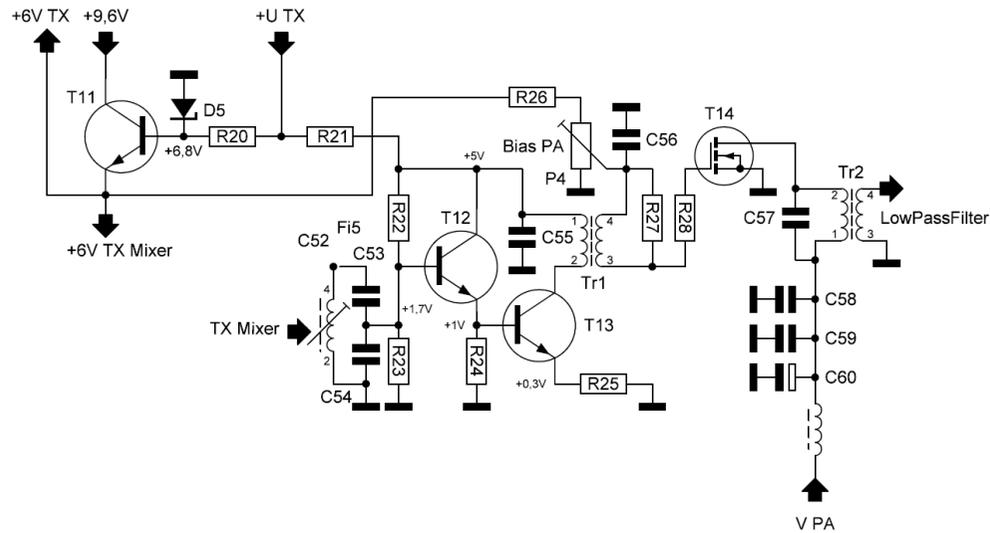
Das Gate von T16 (P-Kanal Mosfet) folgt über R34 dem Spannungssprung mit einer Zeitkonstante von etwa 5mSec, da der zuvor geladene C77 sich über R34 entladen muß. Die Ausgangsspannung der Taststufe an R33 (+U TX) erreicht demnach kontinuierlich nach Ablauf der Zeitkonstante ihren

Maximalwert = U_b d.h. die Anstiegsflanke der Sender-Tastspannung ist " weichgetastet ".

Wird die Tastung beendet wechselt der Drain von T15 auf $+U_b$ -Potential d.h. das Gate von T16 folgt über die Reihenschaltung aus R33/R34 dem Spannungssprung wieder mit einer Zeitkonstante von etwa 5mSec da der mit umgekehrter Polarität geladene C77 wieder in den alten Zustand umgeladen werden muß. Die Ausgangsspannung der Taststufe an R33 (+U TX) erreicht demnach kontinuierlich nach Ablauf der Zeitkonstante Massepotential d.h. die Abstiegsflanke der Sender-Tastspannung ist ebenfalls " weichgetastet ".

Aus der Sender-Tastspannung (+U TX) wird mit Hilfe der Begrenzerschaltung R20/D5/T11 eine weitere Tastspannung (+6V TX) zur Versorgung des Sendemischers (IC4) so wie zur Erzeugung der Gate-Vorspannung für den PA-Transistor (T14) gewonnen.

2.2 TX Mixer, Impedanzwandler, Treiber, PA



Die Sendefrequenz wird durch Mischung des VFO-Signals mit einer Quarzfrequenz welche der Mittenfrequenz des RX-Quarzfilters entspricht im Sendemischer (IC4) gebildet. Der Quarzoszillator schwingt mit Q6 in Colpitts-Schaltung der IC-internen Oszillatorstufe. Mittels C47 kann die Frequenz feinjustiert werden. Auf die symmetrischen Ausgänge (Pin 4,5) von IC4 folgt ein 2-kreisiges mit C52 kapazitiv gekoppeltes Bandpassfilter (Fi4,C51,Fi5,C53,C54) welches die Sende-Nutzfrequenz aus dem Ausgangsspektrum des Mixers herausfiltert. Die Versorgungsspannung von IC4 ist dabei die Tastspannung +6V TX.

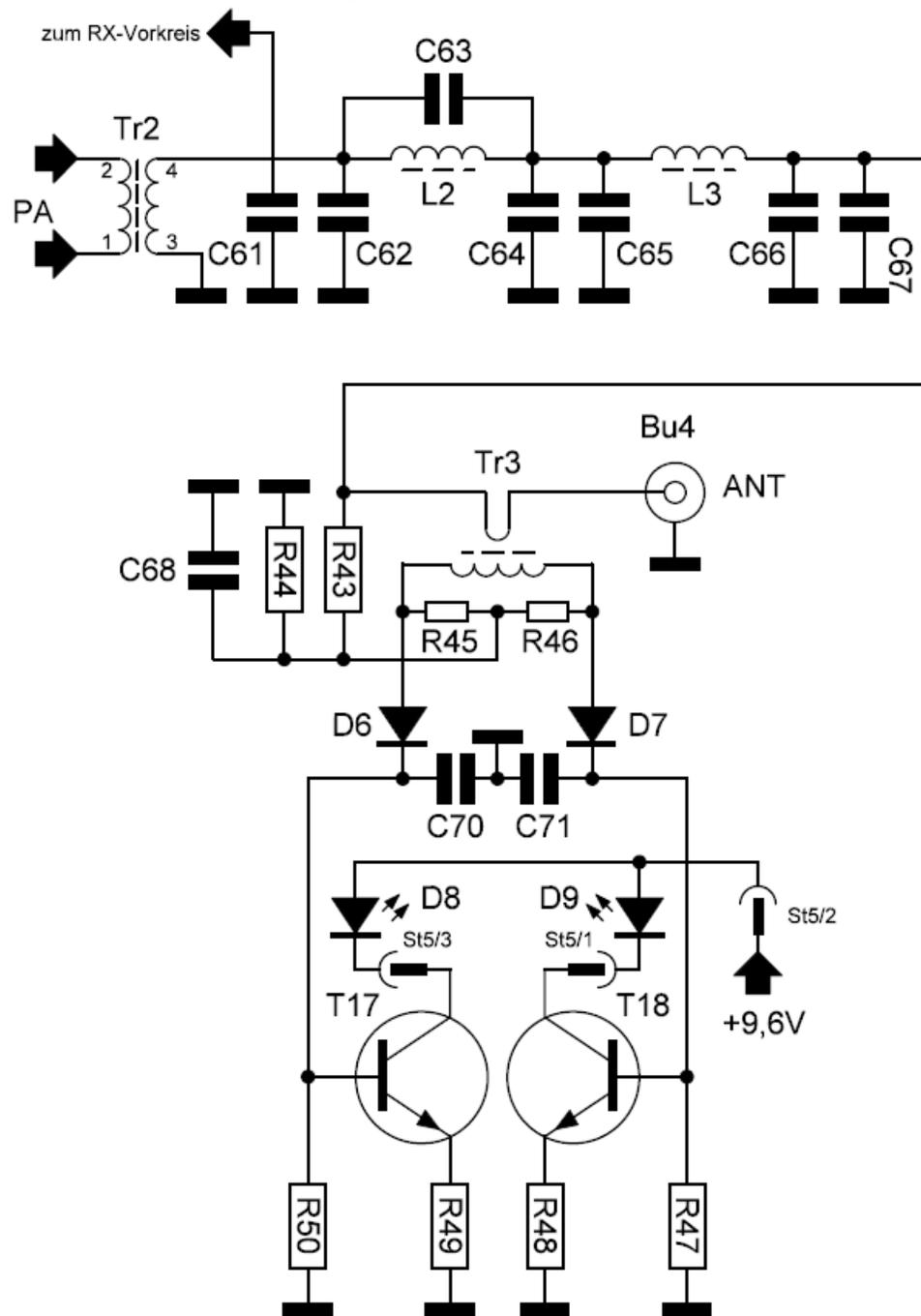
Das selektierte Sendesignal wird aus dem Spannungsteiler (C53,C54) des Bandfilter-Sekundärkreises ausgekoppelt und dem Impedanzwandler (T12) zugeführt. Dank des hochohmigen Eingangswiderstandes von T12 und der losen induktiven Ankopplung des Primärkreises an den Sendemischer kann das Filter mit hohen Betriebsgüten seiner Einzelkreise und daraus resultierender guter Selektion des Nutzsignals aufwarten.

Auf den niederohmigen Ausgang von T12 folgt galvanisch der Treiber mit T13. Die Stufe ist über R25 linear gegengekoppelt. Der Arbeitswiderstand wird durch den 1:1 Übertrager (Tr1) gebildet welcher mit R27 (220 Ohm)

sekundärseitig belastet wird. In Verbindung mit R25 ergibt sich eine breitbandige Stufenverstärkung von etwa 26dB. Durch den Basisspannungsteiler R22/R23 und dem Vorwiderstand R21 erfolgt eine Arbeitspunktstabilisierung der Darlingtonstufe bei einem Kollektorstrom von etwa 30mA in T13.

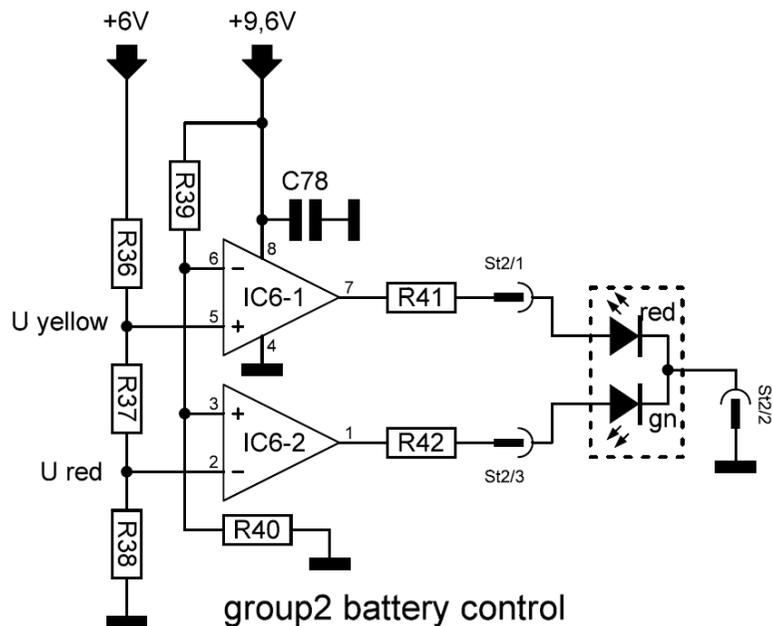
Die an der Sekundärseite von Tr1 anstehende HF-Spannung wird dem Gate des RF-Power-Mosfets T14 zugeführt. Der Gate-Vorwiderstand R28 verhindert parasitäre Schwingungen im VHF/UHF-Bereich. Mittels P4 läßt sich über eine variable DC-Vorspannung der Drain-Stromflußwinkel und so mit die HF-Ausgangsleistung der Stufe einstellen. Der 1:4 Ausgangstrafo (Tr2) transformiert den dynamischen Ausgangswiderstand von T14 (etwa 12 Ohm bei $U_b=10V$; $P_{out}=4Watt$) auf die 50 Ohm Ebene. C57 dient zur Frequenzkompensation von Tr2 auf den höheren Bändern.

2.3 SWR Messkopf und Anzeige



Auf die 50 Ohm Sekundärseite von Tr2 folgt ein 5-poliges Tiefpassfilter mit einem durch L2 und C63 zusätzlich gebildeten Dämpfungspol auf der 2. Harmonischen der Betriebsfrequenz. Durch diese Konfiguration werden bei kleinem Filteraufwand ausreichende Dämpfungswerte der Oberwellen erreicht. Zwischen dem TX-Ausgangsfiler und der Antennenbuchse (Bu4) befindet sich eine SWR- Messeinrichtung welche vor allem beim Portabelbetrieb wichtigen Aufschluß über die jeweilige Antennenanpassung gibt. Tr3 liefert in Verbindung mit D6/D7 dem Vor- bzw. Rücklauf proportionale Richtspannungen welche jeweils den Basen von T17 und T18 zugeführt werden. R47/R50 dienen als Arbeitswiderstände für die beiden Gleichrichterdioden. C70/C71 beseitigen HF-Reste. Im Kollektorkreis von T17/T18 befindet sich jeweils eine Leuchtdiode (D8,D9) welche durch ihre Leuchtstärke das Verhältnis von hinlaufender zu rücklaufender Leistung signalisiert. Mit den Emitterwiderständen R48/R49 wird der maximale LED-Strom bei gegebener TX-Ausgangsleistung für eine optisch lineare Anzeige definiert.

3. Sonstige Schaltungsteile:



Zur Überwachung des aktuellen Ladezustands des im Gerät eingebauten Akkus (8 Stk NiMH 1,2V= 9,6V) dienen die als Komparatoren arbeitenden OPV's IC6-1/IC6-2. Über die Teilerkette R36/R37/R38 werden aus der stabilen, von IC7 gelieferten +6V Referenzspannung die Schaltpunkte für 50% Akkukapazität bzw. 10% (leer) gewonnen. Die Teiler-Spannungswerte basieren auf der Entladekurve von NiMH ENEL00P AA-Zellen mit 1900mAh. Da die Referenzspannung nur 6V beträgt, die max. Zellenspannung aber wesentlich höher liegt (11 Volt) sind die Teilerwiderstände so dimensioniert, dass sich jeweils exakt der halbe Schaltpunkt-Spannungswert einstellt. Aus dem gleichen Grund wird die zu messende Akku-Spannung über den Spannungsteiler R39/R40 halbiert. Die Ausgänge der Komparatoren sind über R41 bzw. R42 mit einer Duo-LED D11 (rt,gn) verbunden. Bei vollem Akku (100%) liegt $U_{\text{Batt}/2}$ über den Schaltpunkten Ugelb und Urot d.h. Pin1 von IC6 geht auf "high" und D11 leuchtet grün.

Bei 50% Akkukapazität unterschreitet $U_{\text{Batt}/2}$ die Schwelle von Ugelb (+5,08V) mit der Folge, daß Pin7 auf "high" wechselt und die rote LED in

D11 aktiviert (die grüne brennt weiter); es entsteht eine gelbe Mischfarbe.

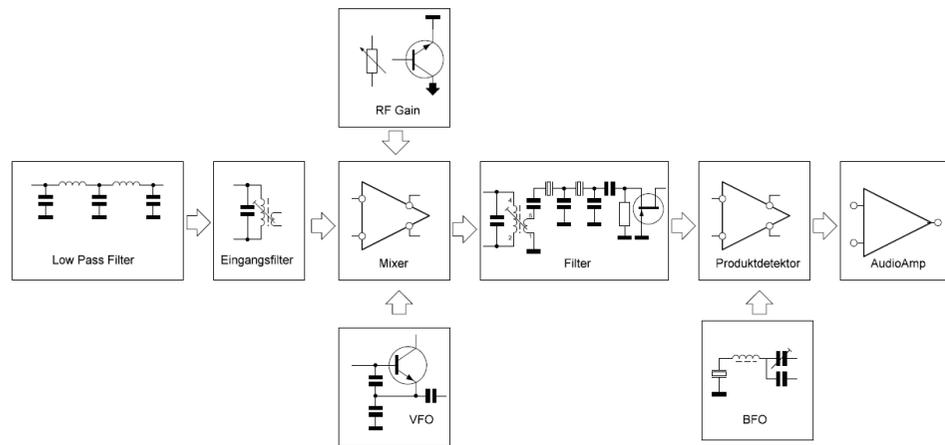
Bei 10% Akkukapazität (leerer Akku+Reserve) unterschreitet $U_{\text{Batt}/2}$ die Schwelle von Urot (+4,8V) d.h. Pin1 von IC6 wechselt nach "low" und schaltet die grüne LED in D11 aus; es leuchtet nur noch das rote Diodensystem und signalisiert " AKKU LEER".

Der Spannungsregler (IC7) versorgt alle spannungsrelevanten Stufen im Gerät mit einer stabilen +6V Betriebsspannung.

Über die Ladebuchse (Bu3) kann der eingebaute Akku geladen werden; F1 (1A mittelträge) schützt dabei den Akku vor zu hohen Lade/Entladeströmen.

Bei entferntem Akku kann das Gerät über Bu3 mit externer Spannung (9 bis 12V) versorgt werden. D10 dient als Verpolungsschutz; F1 ist nicht wirksam !!

Grundsätzliches zum Empfangszweig des BTR18 am Beispiel des 40m Bandes
 (unter Verwendung von angepassten Teilen eines Aufsatzes von Paul Harden, NA5N
 in FI's Werkstattfibel in der Übersetzung und Bearbeitung von Ingo, DK3RED und
 Uwe, DL8SAI)



Der BTR18 RX ist ein Einfach-Superhet RX mit einer Zwischenfrequenz Zwischenfrequenz von 4,9 MHz. Als Mischer werden Gilbertzellen-Mischer vom Type NE/SA602 benutzt.

Der NE602 ist ein „symmetrischer“ Mischer der das Signal unseres VFO mit dem HF Signal auf 7MHz mischt. Das Ausgangssignal des Mixers enthält gewünschte und ungewünschte Frequenzen. Die gewünschte Frequenz wäre in unserm Beispiel die Zwischenfrequenz 4,9MHz. Die entsteht, wenn man das gewünschte Signal auf 7,0MHz mit dem VFO 2,1MHz mischt ($7-2,1=4,9$). In der Praxis ist es aber so, dass unser VFO harmonische Schwingungen erzeugt (z.B. 4MHz, 6MHz, 8MHz,10MHz). Jede dieser Harmonischen wird auch mit den Eingangsfrequenzen gemischt und erzeugt somit eine Reihe weiterer ungewollter Frequenzen. Auf einem Spektrumanalysator sieht das Ausgangsspektrum an den Anschlüssen 4 und 5 so „vermüllt“ aus, dass es einen wundert, das dieser Receiver überhaupt funktioniert. Die geforderte ZF-Frequenz ist dabei selten die dominierende Frequenz. Dies ist bei den meisten Mixern, nicht nur dem NE602 so.

Schauen wir uns unser Beispiel auf einem Spektrum Analysator an, so sehen wir am Ausgang des Mixers u.A. folgende Frequenzen:

- 11,9 MHz Summe HF - Oszillator (7 MHz +4,9 MHz)
- 2,1 MHz VFO-Frequenz
- 2,8 MHz Mischprodukt HF - 2. Harmonische der VFO-Frequenz (7MHz -4,2MHz)
- 4,2 MHz 2. Harmonische der VFO-Frequenz

- 4,9 MHz die gewünschte ZF (Differenz HF - VFO)
- 6,3 MHz 3. Harmonische der VFO-Frequenz
- 9,1 MHz Summe HF+VFO (7MHz + 2,1MHz)

Solche Mischprodukte lassen sich bis in den 50 MHz-Bereich hinein nachweisen. Unser Ziel ist es, eine CW-Station mit einer Bandbreite von 500Hz oder weniger sauber zu empfangen. Das berechnete Spektrum zeigt uns aber ganz klar, dass das gewünschte Signal nur einen kleinen Teil der aus dem Mischer kommenden Gesamtleistung ausmacht. Daraus erkennen wir, dass wir alles, außer dem kleinen, uns interessierenden 500Hz-Segment herausfiltern müssen und darüber hinaus das -80 dBm Signal auf +10 dBm verstärken, damit es als NF-Signal gut hörbar wird. Dabei hilft uns die Tatsache, dass das uns interessierende Signal immer bei 4,9 MHz (eben der ZF) liegt, egal welche Empfangsfrequenz wir gerade eingestellt haben. Dies ist ein Vorteil der Superhet-Schaltung.

Da wir im Kurzwellen Amateurfunk extrem schwache Signale im μV Bereich empfangen, müssen wir sie extrem verstärken um sie am Kopfhörerausgang hörbar zu machen. Die Verstärker, die wir dazu benutzen sind in der Regel sehr breitbandig. Das bedeutet, sie verstärken alles, was ihnen zur Verstärkung angeboten wird. Um nun das 500 Hz schmale Signal auf der 4,9MHz ZF so aufzubereiten, dass es am Kopfhörerausgang als einziges zu hören ist, müssen wir diese Breitbandverstärker in schmalbandige Verstärker umfunktionieren. Im BTR18 wird dies durch eine Kombination aus Tiefpassfilter, 2 Bandpässen und einem Quarzfilter erreicht, mit denen durch Unterdrückung unerwünschter Bestandteile zuerst Selektivität erzielt wird und danach der gewünschte Verstärkungsfaktor durch entsprechend hoch verstärkende Verstärker.

Die erste Vorselektion erfolgt im Tiefpassfilter des Senders. Die Grenzfrequenz liegt knapp über 30 MHz, sodass von der Antenne kommende Signale > 30 MHz nur sehr stark abgeschwächt durchgelassen werden. Über C1 wird die HF $< 30\text{MHz}$ lose an das Filter FI1 angekoppelt, dass eine weitere Selektion vornimmt.

FI1 ist ein LC-Schwingkreis, auch als Bandpass bezeichnet. Bei seiner Resonanzfrequenz 7,02 MHz hat das Signal ein Energiemaximum. Alle anderen Frequenzen werden dagegen abgeschwächt. Seine Durchlasskurve entspricht einer schmalen „Glockenkurve“, Je höher die Güte des Schwingkreises umso schmaler ist der Durchlassbereich. Mit einer Betriebsgüte von ungefähr 100 liegt die Bandbreite bei etwa 70 kHz ($b = f_0/Q$) was dem folgenden Mischer hilft, im linearen Bereich zu bleiben da alle ankommenden Signale außer denen im Bereich 7MHz nun schon stark abgeschwächt sind.

Nach dem Mischer folgt mit Fi2 ein weiterer Bandpass, der aber auf der Zwischenfrequenz resonant ist. Im Gegensatz zu vielen anderen NE602 basierten QRP Geräten benutzen wir beim BTR18 den symmetrische Ausgang, was bei der Mischverstärkung etwa 6dB Gewinn bringt. Fi2 bedämpft die entstandenen unerwünschten Mischprodukte oberhalb und unterhalb der ZF, was der Weitabselektion des Quarzfilters zu Gute kommt. Gleichzeitig wird die hohe Ausgangsimpedanz des Mixers (3kOhm) an die niedrige Eingangsimpedanz des Cohn Filters angepasst.

Das Quarzfilter (Cohn-Filter, Ladder-Filter)

Wie wir wissen, ist die Ersatzschaltung eines Quarzes ein LC- Serienschwingkreis. Die frequenzbestimmenden Komponenten sind L_m und C_m , die oft auch als dynamische Parameter bezeichnet werden. R_s ist ein Serienwiderstand und verkörpert die auftretenden Verluste. Die statische Parallelkapazität C_p resultiert aus der Kapazität der Anschlusselektroden, sowie den Halterungs- und Streukapazitäten innerhalb des Schwingquarzgehäuses.

Ein Quarz hat sowohl eine Serien- als auch eine Parallelresonanz. Der Abstand zwischen f_s und f_p sollte für Filter möglichst über 3 kHz liegen. Da es die Hauptaufgabe eines ZF-Filters ist, einen schmalen Durchlassbereich mit möglichst geringer Dämpfung zu realisieren, kann man daraus schon ableiten, warum Quarzfilter auf der Serienresonanz der Quarze arbeiten. Bei Serienresonanz gilt $X_{Lm} = X_{Cm}$, d.h. induktiver und kapazitiver Blindwiderstand kompensieren sich gegenseitig, so dass nur noch der Verlustwiderstand R_s wirksam ist. Für Filter ist das ein wichtiges Merkmal, da R_s zu einer Abschwächung der Signale führt, die das Filter durchlaufenden. Man nennt dies Einfügedämpfung und diese liegt theoretisch bei ca. 1 dB pro Quarz. In der Praxis muss man aber für die 4-poligen Quarzfilter in QRP-Geräten mit einer Einfügedämpfung von ungefähr 4-6 dB rechnen (und tschüß, Antennengewinn).

Wenn möglich, sollte man deshalb Quarze mit einem Verlustwiderstand R_s unter 100 Ohm wählen. R_s wird daher in den meisten Katalogen mit angegeben. Eine weitere wichtige Kenngröße eines Quarzes ist seine Toleranz. Selbst bei vier identischen Quarzen weichen die exakten Resonanzfrequenzen geringfügig voneinander ab. Die Quarze für das Filter des BTR18 werden daher auf +/- 20 Hz gepaart Low Profile Quarze benutzt, die auf Grund des inneren Aufbaus eine erheblich höhere Güte und geringere Verlustwiderstände aufweisen-

Das verbreitetste Filter ist das Ladder-Filter, bei dem die Quarze in Serie geschaltet sind. (Der Name beruht auf der leiterähnlichen Anordnung der Bauelemente im Schaltplan). Die Funktionsweise dieses Filters basiert auf einer

wesentlichen Eigenheit der Quarze: im Frequenzbereich zwischen der Serien- und der Parallelresonanz ($f_s - f_p$) verhalten sich diese wie eine hohe Induktivität. Durch die Beschaltung der Quarze mit Kondensatoren, so dass X_C jeweils gerade X_L kompensiert, entsteht oberhalb der Serienresonanzfrequenz eine sehr steile Flanke wodurch das obere Seitenband eines Signals stark gedämpft wird, während das untere Seitenband durchgelassen wird. Daher wird dieses Filter oft auch LSB-Filter genannt. Für den QRP-Empfänger bietet es zwei Vorteile. Zuerst einmal wird die Bandbreite um annähernd 50% reduziert, das heißt man erhält eine hohe Selektivität mit relativ wenigen Bauelementen. Zum Zweiten erhält man von einer Station nur noch ein eindeutiges Signal auf einer Seite der Schwebungsnull, wenn man die BFO-Frequenz genau auf die steile Flanke legt. Ohne die Unterdrückung des oberen Seitenbands wäre das Signal ober- und unterhalb der Schwebungsnull zu hören, wodurch immer die 50:50 Möglichkeit bestünde, dass man seine Gegenstation auf der falschen Frequenz ruft.

Zusammen mit den Quarzen Q1 - Q4 bilden die Kondensatoren C9 - C14 - C48 solch ein Ladder-Filter. Deren Kapazitätswerte werden normalerweise experimentell, oder durch ziemlich komplexe Berechnungen herausgefunden. Mit den in der Baumappte angegebenen Werten erhalten wir eine ZF Bandbreite von etwa 350Hz. Möchte man das Filter breiter machen, kann man kleinere Kondensatorwerte probieren.

Das aus dem Quarzfilter kommende Signal wird im ZF Verstärker Transistor T7 verstärkt und über das der Anpassung dienende Filter Fi3 dem Produktdetektor zugeführt.

Viele QRP-Geräte benutzen den NE602 als Produktdetektor. Er arbeitet analog zum NE602 im ZF-Mischer, der vorher beschrieben wurde. Das Eingangssignal ist die 4,9 MHz ZF, der integrierte Oszillator, der den BFO darstellt, wird auf 4,9 MHz minus 650 Hz abgeglichen, so dass sich am Ausgang ein Differenzsignal von 650 Hz ergibt. Ohne diesen Versatz des BFOs um 650 Hz würde sich ein Ausgangssignal von Null Hz ergeben. Mit dem Versatz hört man das CW-Signal als 650 Hz-Ton, wenn sich die empfangene Station genau in der Mitte des Durchlassbereichs des ZF-Filters befindet.

Am Ausgang des Produktdetektors finden wir sowohl das NF-Signal als auch die ZF von 4,9 MHz. Das ZF-Signal wird durch Filter in der NF-Stufe gesperrt und über C22/C25 gegen Masse abgeleitet.

Im NF Verstärker wird das selektierte Signal auf Kopfhörerlautstärke verstärkt.