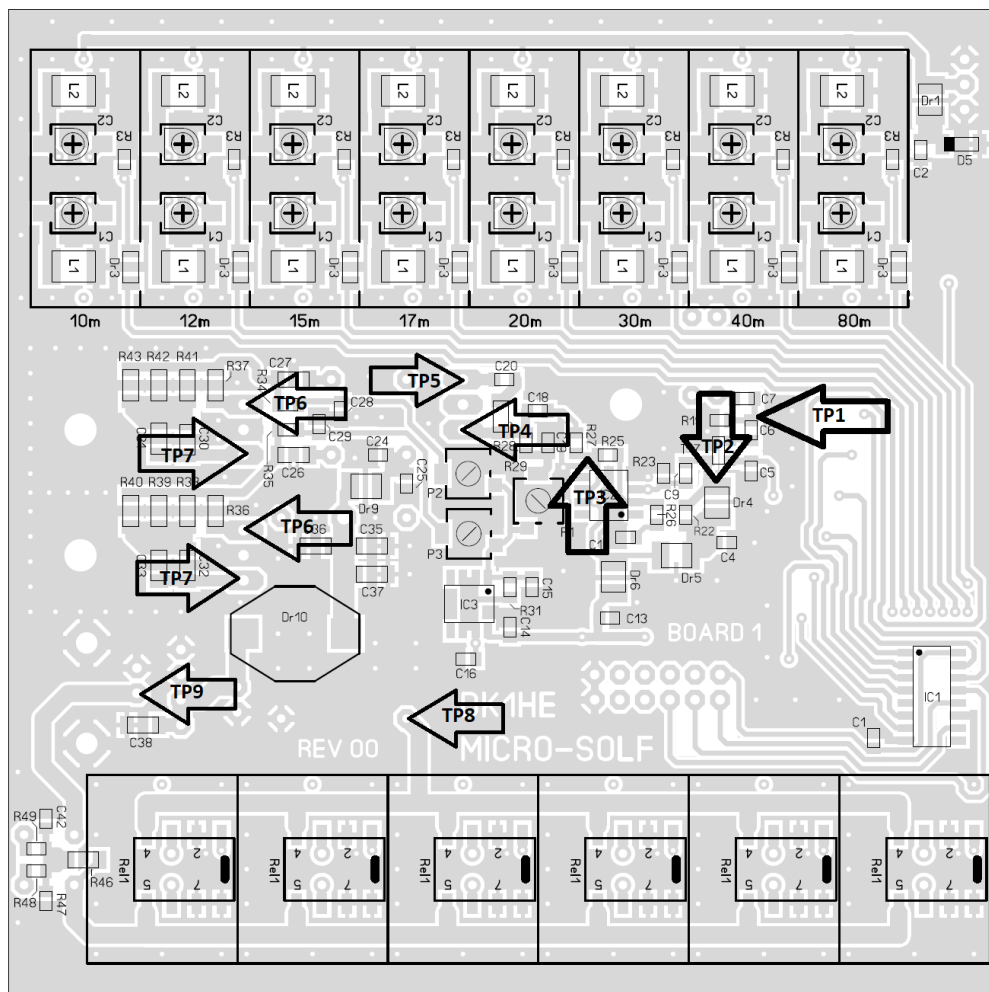




Pegelplan Sender

Messanordnung:

$f = 14,1\text{MHz}$; CW ; $U_b = 13,5\text{V}$; $P_{out} = 10\text{W}$ an mit 50R-Dummyload

alle Spannungen gemessen in (m)Vss mit Scope + 10:1 Tastkopf gegen Masse

Mit Power Regler so einstellen, dass an TP1 etwa 180-200mV anstehen.

Ist kein Scope vorhanden, messen mit HF Tastkopf

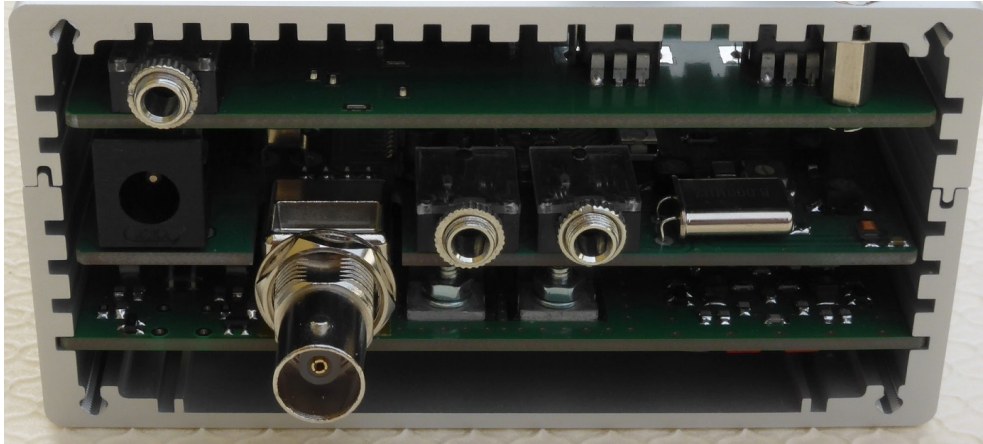
TP1	R9, Abschluss Preselektor	180mVss	
TP2	Drain T17	450mVss	
TP3	Ausgang IC2 PIN 6	2,5Vss	
TP4	Gate T18 Treiber	2,0Vss	
TP5	Drain T18 Treiber	23Vss	
TP6	Gate T19/T20	6Vss	
TP7	Drain T19/T20	20Vss	
TP8	Ausgangstrafo PIN4	75Vss	
TP9	Antennenbuchse	64Vss	

Obige Angaben beziehen sich auf Mode CW, Key down oder TUNE

Einbau in das Gehäuse

[] Bereite das Gehäuse vor. Bohre alle Löcher mit Hilfe der beiliegenden Bohrschablonen, säge und feile denn Ausschnitt für das Display.

[] Stecke Platine 1 und 2 zusammen und schiebe sie wie auf dem Foto zu sehen ist in das Gehäuse. Die untere Platine findet dabei Platz im Gehäuse-Schlitz, die mittlere Platine steht frei auf den 3 Steckverbindern.



[] Befestige die drei 8mm Stehbolzen auf der Digitalplatine, lege zwischen Platine und Stehbolzen je eine Unterlegscheibe.

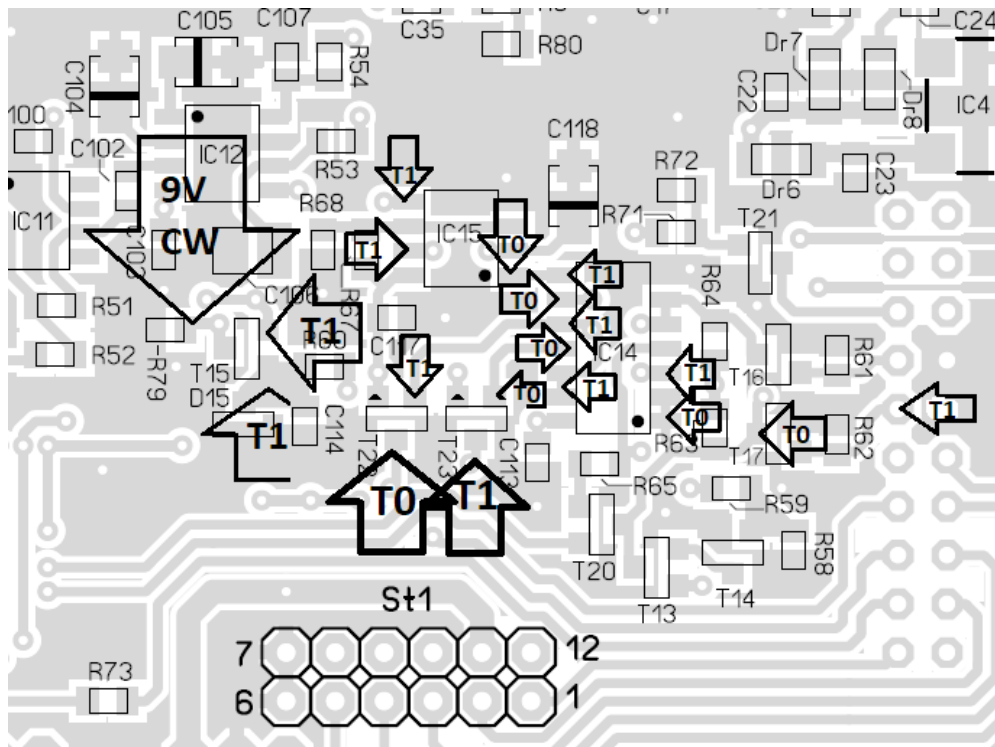
[] Verbinde die mittlere und die obere Platine durch das Flachbandkabel.

[] Schraube den Hauptschalter in den Decke und verbinde ihn mit ST1

[] Befestige die obere Platine hängend im Deckel indem du die Stehbolzen mit den Senkkopfschrauben im Decke befestigst,

[] Schraube die Seitenwände ans Gehäuse

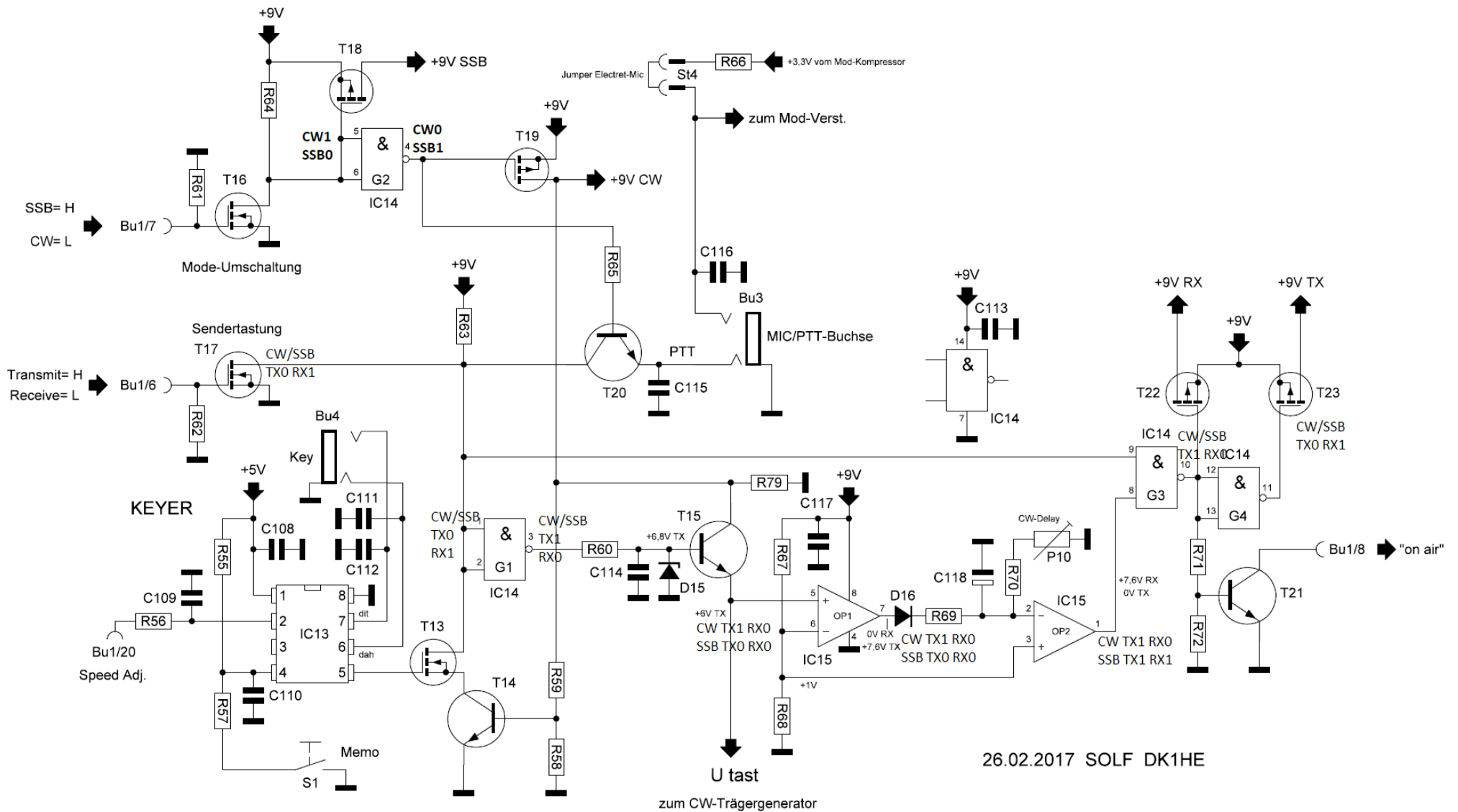
Das wars



Logikplan RX/TX Umschaltung

	Mode CW key down oder TUNE		Mode SSB PTTgedrückt	
	TX	RX	TX	RX
IC14_1/2	0	1	0	1
IC14_3	1	0	1	0
IC14_8	0	1	1	0
IC14_9	0	1	0	1
IC14_10/12/13	1	0	1	0
IC14_11	0	1	0	1
IC14_5/6	1	1	0	0
IC14_4	0	0	1	1
T16Gate	0	0	1	1
T17Gate	1	0	0	0
T22Gate	1	0	1	0
T23Gate	0	1	0	1
IC15_5	1	0	0	0





Schaltungsbeschreibung der Einzelstufen „MICRO-SOLF“

von: Peter Solf DK1HE

Board 1:

Signalweg „Empfang“:

Das von der Antennenbuchse Bu4 kommende Empfangssignal durchläuft die SWR-Messbrücke und gelangt zur ersten von 2 Ausgangsfilter-Sammelschienen; dazwischen werden bandspezifisch über das Miniatur-Relais Rel1 jeweils ein 7-pol Tiefpassfilter zwischen geschaltet. Von der zweiten Sammelschiene der Ausgangsfilter kommend passiert das Empfangssignal das Reedrelais Rel1 weiter C22 und danach die leitende Schaltdiode D6 und landet schließlich an der ersten von 2 Preselektor-Sammelschienen. Zwischen den beiden Schienen werden bandspezifisch mittels den Schaltdioden D1 und D1 jeweils ein 2-kreisiges kapazitiv Hochpunkt-gekoppeltes Bandpassfilter eingefügt. das nunmehr vorselektierte Antennensignal wird von der Preselektor-Ausgangsschiene über Bu3 zum Empfangsteil auf Board 2 weiter geleitet. Die Zener-Dioden D4/D5 werden vom jeweils aktiven Preselektor-Diodenschaltstrom durchflossen und erzeugen eine stabile +5V Spannung welche die Schaltdioden der nicht aktivierten Preselektoren sperrt; gleichzeitig dient sie als Sperrspannung für die S/E Umschaltdioden D3/D6; so wie auf Board 2 die Dioden D1/D2. Da die Sendeendstufe im Empfangsmodus gesperrt ist hat sie kaum dämpfende Wirkung auf das Empfangssignal; der Ausgangstrafo Tr2 liegt lediglich mit seinem relativ hohen Blindwiderstand parallel zur Signalspannung.

Banddecoder:

Der BCD/Dezimaldecoder IC1 decodiert aus der vom Digitalteil gelieferten 3-Bit-Bandinformation an einem dem ausgewählten Band zugeordneten Ausgang 8 mögliche Schaltzustände (aktiv high). Die dem jeweiligen Ausgang von IC1 nachgeschaltete NPN / PNP Transistorkombination (T1 bis T16) dient einmal zur Pegelwandlung des +5V Logisignals auf die +9V Ebene; ferner liefert sie den erforderlichen Schaltstrom für die Ausgangsfilter-Relais und die Preselektoren.

Signalweg „Senden“:

Das vom Sendemischer auf Board 2 gelieferte Ausgangsspektrum gelangt von Bu3 zur Eingangs-Sammelschiene der Band-Preselektoren. Das jeweils über die Schaltdioden D1/D2 zur Ausgangs-Sammelschiene zwischen geschaltete Bandpassfilter selektiert aus dem Frequenzspektrum die Nutzfrequenz welche über die leitende Schaltdiode D3 und C7 zum Preselektor-Abschlußwiderstand R19 weiter geleitet wird. Über C6 erfolgt die Ankopplung des Sendesignals an das Gate 1 des Sende-Vorverstärkers T17, einem „self biasing Dual-Gate Mosfet“ welcher seinen DC-Arbeitspunkt mittels eines integrierten Netzwerks automatisch einstellt. Die typische Vorwärtssteilheit (Y21) beträgt etwa 24mS. Mit der über P2 (TX-Power) auf der Digital-Platine (Board 3) zwischen +1 und +5V einstellbaren Gate 2-Spannung läßt sich die Verstärkung und somit die Sender-Ausgangsleistung stufenlos verändern; der Arbeitswiderstand R22 definiert dabei die Maximalverstärkung von T17. Das vorverstärkte Sendesignal wird über C9 dem nachfolgenden 300MHz GBW Video-OP (IC2) zugeführt. Die Stufe arbeitet als Vortreiber und ist mit seiner robusten Gegentakt-Ausgangsstufe (I out max. = +/- 60mA) in der Lage den niederohmigen Eingangswiderstand des Treibers T18 genügend auszusteuern. R25/R26 definieren die Stufenverstärkung und C12 korrigiert den Frequenzgang. Der nachfolgende Leistungsverstärker mit T18/T19/T20 ist weitgehend identisch mit der Schaltung der bewährten DL-QRP-PA in D-MOS-Technik. IC3 erzeugt eine stabile Vorspannung für den Arbeitspunkt der D-MOSFETs; über P1/P2/P3 lassen sich die Ruhestrome dabei einzeln einstellen. Die Temperaturfühlerdioden D7/D8 korrigieren die BIAS-Spannung bei Erwärmung und verhindern ein Weglaufen der Ruhestrome. Über den Ausgangstrafo Tr2 wird das auf max. +40dBm (10W) verstärkte Sendesignal ausgekoppelt und der einen Sammelschiene der Ausgangsfilter zugeführt. Nach dem Passieren des für das jeweilige Band eingeschleifte Tiefpassfilter gelangt das spektral reine Sendesignal von der anderen Filter-Sammelschiene über die SWR-Messbrücke zur Antennenbuchse Bu4. Die von D10/D11 gewonnenen Richtspannungen aus vor- und rücklaufender Leistung werden dem Digitalteil zugeleitet, berechnet und zur Anzeige gebracht. Während des Sendebetriebs ist das Antennenrelais Rel1 aktiv und trennt die Verbindung von Ausgangsfilter zu Preselektor; ferner sperrt die Schaltdiode D6 den Verbindungspfad. Da Rel1 im Sendefall die aufgetrennte Verbindungsleitung zusätzlich nach Masse schaltet wird eine hohe Entkopplung der Sendespannung (70Vss) von dem Eingang des Sende-Vorverstärkers (150mVss) erreicht und somit ein Schwingen des gesamten Sendezugs sicher vermieden. Eine versuchsweise aufgebaute Umschaltung mit Analogschaltern brachte bei weitem nicht die erforderliche

Übersprechdämpfung.

Board 2:

Signalweg „Empfang“:

Das vom Preselektor auf Board 1 kommende Empfangssignal gelangt vom Stecker St3 über die leitende Schaltdiode D1 (D2 ist gesperrt) zum Anpassübertrager Tr1 welcher den Eingangswiderstand der mit T1 arbeitenden JFET-HF-Vorstufe in Gate-Schaltung (~200 Ohm) auf die 50 Ohm Systemimpedanz der Preselektoren transformiert. L8 und C129 wirken als 8MHz ZF-Saugkreis und verbessern die ZF-Durchschlagfestigkeit auf 40 und 30m. Arbeitswiderstand von T1 ist die Parallelschaltung aus Eingangswiderstand von IC1 (1,5K) und dem XL der Speisedrossel Dr1. Die Induktivität von Dr1 ist dabei so gewählt, daß sich auf 10m eine um etwa 10dB höhere Verstärkung als im 80m-Band ergibt. Im Empfangsmischer IC1 erfolgt die Mischung aus Eingangsfrequenz und die Pin6 zugeführte vom DDS Baustein IC3 generierte LO-Frequenz auf eine Zwischenfrequenz von 8MHz. Der dem ZF-Ausgang von IC1 (Pin5) folgende Transistor T2 wirkt als Impedanzwandler; er setzt den ZF-Innenwiderstand von 1,5K auf einen differentiellen Emitter-Ausgangswiderstand von etwa 25 Ohm herab. D3 wird vom Emitterstrom nach R4 hin durchflossen und somit leitend; D4 wird von der Spannung an R4 gesperrt. D5 wird von der Spannung über D6 (+9V RX) gesperrt und somit wird auch der Spannungsfolger T3 inaktiv. R5 bildet nunmehr den eingangsseitigen Quellwiderstand für das sich anschließende 6-polige 8MHz Cohn-Filter (Q2 bis Q7). Die -6dB Bandbreite beträgt 2,4Khz bei einem Shape Faktor (b 60dB : b 6dB) von etwa 2,3. Der ausgangsseitige Abschlußwiderstand R18 wird über die leitende Diode D8 in Verbindung mit C49 (Strom fließt über D9 und R19) HF-mäßig einseitig auf Masse gelegt. D7 sperrt; und somit auch der Spannungsfolger T5. Das an R18 anstehende selektierte 8MHz ZF-Signal gelangt über C55 zum Eingang des nachfolgenden ZF- Verstärkers. T9 arbeitet als Impedanzwandler und ermöglicht mit seinem großen über den gesamten AGC-Bereich nahezu konstanten Eingangswiderstand einen sauberen Filterabschluß mit R18. Der eigentliche ZF-Verstärker besteht aus den beiden Transistoren T8 und T6; sie sind gleichspannungsmäßig ähnlich einer Kaskode in Reihe geschaltet, HF-mäßig aber durch C61/C62 voneinander entkoppelt. Jede der Einzelstufen arbeitet in Emitterschaltung. Der Arbeitswiderstand von T8 wird durch den Resonanzkreis L5/C59/C60/C63 gebildet. An C63 wird das vorverstärkte ZF-Signal niederohmig ausgekoppelt und der Basis von T6 zugeführt. Der Resonanzkreis L6/C65/C66 bildet den Arbeitswiderstand von T6. Über den Spannungsfolger T7 wird das verstärkte ZF-Signal belastungsfrei von T6 übernommen und über C68/R30 dem AGC-Gleichrichter D10/D11 zugeführt.

An C70 entsteht eine der Empfangsfeldstärke proportionale negative Richtspannung welche den über R31 leitend gehaltenen Transistor T10 mehr oder weniger sperrt. T10 wirkt als Stellglied für den gemeinsamen Strom durch T8/T6 und verändert somit deren Vorwärtssteilheit Y21 und damit die gesamte ZF-Verstärkung. Der Regelumfang beträgt dabei gut 80dB. Mittels P3 wird der Einsatzpunkt der Regelung justiert; R26 definiert die maximale Stufenverstärkung. Am Collector von T10 (MP1) wird die aktuelle Regelspannung ausgekoppelt und dem Digitalteil zur S-Anzeige zugeführt. Die Demodulation des ZF-Signals erfolgt im Produktdetektor IC6 (NE612). Der Schaltkreis beinhaltet neben einer Gilbert- Mischerzelle auch eine Oszillatorstufe welche hier in Verbindung mit Q8 als BFO arbeitet. Über C72/R32 erfolgt die Zuführung des ZF-Signals aus dem ZF-Verstärker; R32 wirkt als Spannungsteiler in Verbindung mit dem Eingangswiderstand von IC6 (1,5K) und begrenzt die Eingangsspannung an Pin2 auf max. 100mVss. Mit dem Trimmer C78 wird die Quarzfrequenz von Q8 auf den -20dB Dämpfungspunkt der unteren Filterflanke des Cohn-Filters eingestellt.

Auf der 8MHz ZF-Ebene erfolgt somit die Demodulation immer im oberen Seitenband !

Um auf allen Bändern seitenbandrichtig arbeiten zu können erfolgt die Generierung der LO-Frequenz nach folgendem Schema:

80m,40m : **$f_{LO} = f_{RX} + 8\text{MHz}$**

30m,20m,17m,15m,12m,10m : **$f_{LO} = f_{RX} - 8\text{MHz}$**

Man kommt somit mit einem einzigen BFO-Quarz ohne Umschaltelektronik aus; es erspart das oft schwierige „Ziehen“ des 2. BFO-Quarzes hin zu höherer Frequenz; es erleichtert den Abgleich erheblich und spart Platz auf der Platine. An Pin4 von IC6 steht das demodulierte NF-Signal zur Weiterleitung über R34/C82 an die nachfolgende Trennstufe (1. OP in IC7) zur Verfügung. C81 begrenzt die NF-Bandbreite dabei auf 3Khz.

NF-Signalweg bei CW:

Das am Ausgang der Trennstufe in IC7 (Pin14) anstehende NF-Signal wird dem 2-stufigen mit OP2 und OP3 kaskadierten aktiven Bandpassfilter zugeführt. Mit P4 bzw. P5 wird die Mittenfrequenz auf 650Hz eingestellt. Die resultierende Gesamtbandbreite der Filterkette ist mit der äußeren Beschaltung der OPs auf etwa 150Hz dimensioniert. Das Audiofilter gestattet trotz der ZF-Filter Durchlassbreite von 2,4KHz eine saubere Trennung von nahe zueinander liegenden CW-Signalen. Das selektierte CW-

Tonsignal gelangt von Pin1 (IC7) über den geschlossenen Analogschalter Pin4-3 in IC8 zum Spannungsteiler R78/R45. Die Teiler-Ausgangsspannung wird über C90 dem Eingang des Audio-Verstärker (IC9) zugeführt. IC9 ist ein Verstärker in Brückenschaltung (BTL) mit 2 symmetrischen Ausgängen jeweils auf halbem Betriebsspannungspotenzial und galvanischer Kopplung des Kopfhörers. Über Pin4 lässt sich die Verstärkung von IC9 mit Hilfe einer veränderlichen Gleichspannung stufenlos einstellen (kalte Lautstärkeeinstellung). Über den geschlossenen Analogschalter Pin 11-10 in IC8 wird dabei eine durch R48 und dem Lautstärkesteller P1 auf dem Digitalteil gewonnene einstellbare Lautstärke-Steuerspannung zu IC9 hin durchgeschaltet.

NF-Signalweg bei SSB:

Das am Ausgang der Trennstufe in IC7 (Pin14) anstehende NF-Signal wird direkt über den geschlossenen Analogschalter Pin1-2 in IC8 zum Spannungsteiler R78/R45 weitergeleitet; der weitere Signalverlauf verläuft analog zum CW-Betrieb.

Zero-Beat Anzeige:

Die Zero-Beat Anzeige dient als Abstimmunghilfe beim CW-Empfang um im Sendemodus exakt transceive zur Sendefrequenz der Gegenstation zu arbeiten. Das am Ausgang der Trennstufe in IC7 (Pin14) anstehende breitbandige NF-Signalgemisch wird im nachfolgenden OP (IC11) um etwa 12dB verstärkt und dem PLL-Tondecoder (IC12) über Pin3 zugeführt. Der interne VCO wird mittels P9 auf 650Hz eingestellt. Bei Gleichheit von empfangener CW-Tonfrequenz und der 650Hz VCO-Frequenz schaltet der Open-Collector-Ausgang (Pin8) synchron zur Zeichenabfolge des Empfangssignals nach Masse hin durch und die LED (D1) auf dem Digitalteil signalisiert mit einem rhythmischen Leuchten korrekte Frequenzabstimmung des Empfängers auf die Gegenstelle.

Signalweg „Senden“:

1. Betriebsart SSB:

Das von der Mikrofon-Buchse Bu3 kommende NF-Signal gelangt über C99/P6/C128 zum Eingang des als Mikrofon-Vorverstärker arbeitenden OP4 in IC7. R76/R77 bestimmen dabei die Stufenverstärkung. T12 dient zur Sperrung des Signalpfades im Empfangsmodus. Das vorverstärkte Mikrofonsignal wird über C126 dem Eingang (Pin5) des nachfolgenden Dynamikkompessors (IC10) zugeführt; in diesem Schaltkreis erfolgt eine mit P8 einstellbare Komprimierung der Sprachdynamik auf ein Verhältnis

von max. 10:1 bei einem Klirrfaktor unter 0,5%. Die Verdichtung führt zu einer Anhebung der mittleren Sprachamplitude und somit zur Steigerung der Durchschnittsleistung des Senders; der praktische Lautstärkegewinn bei der Gegenstation beträgt in der Regel etwa 1,5-2 S-Stufen bezogen auf ein unkomprimiertes SSB-Signal gleicher Spitzenleistung. Die NF-Ausgangsspannung von IC10 wird über C97 und R20 dem NF-Eingang (Pin1) des Balance-Modulators (IC5) zugeführt. Über C51 gelangt das vom BFO in IC6 stammende 8MHz Trägersignal zum HF-Eingang (Pin6). Am Modulator-Ausgang (Pin4) steht das aus den beiden Eingangsfrequenzen (8MHz +/- NF) gebildete Doppelseitenbandsignal (DSB) zur Weiterleitung an T5 zur Verfügung. Mit P2 kann die max. 8MHz Trägerunterdrückung des Modulators eingestellt werden. T5 wirkt als Impedanzwandler; er setzt den Innenwiderstand von Pin4 (1,5K) auf einen differentiellen Emitter-Ausgangswiderstand von etwa 25 Ohm herab. D7 wird vom Emitterstrom nach R19 hin durchflossen und somit leitend; D8 wird von dem Spannungsabfall an R19 über R81 gesperrt. R18 bildet nunmehr den eingangsseitigen Quellwiderstand für das sich anschließende 6-polige 8MHz Cohn-Filter (Q2 bis Q7) welches das untere Seitenband des DSB-Signals unterdrückt und das **obere Seitenband nunmehr in umgekehrter Richtung passieren läßt.** (BFO-Frequenz liegt auf dem -20dB-Punkt der unteren Filterflanke). D4 wird vom Strom aus +9V (TX) über R4 leitend und legt R5 über C8 einseitig auf HF-Massepotenzial; R5 wirkt somit als ausgangssseitiger Filterabschluß. D3 und T2 werden über die hohe Spannung an R4 gesperrt und sind somit inaktiv. Über C11 erfolgt die Ankopplung des 8MHz SSB-Signals (USB) an die Basis des Impedanzwandlers T3. Über seinen Emitterstrom durch R8 / Dr4 wird D5 leitend (beide Dioden D6 sind gesperrt) und verbindet den niederohmigen differentiellen Emitter-Ausgangswiderstand von T3 mit dem HF-Spannungsteiler R8/R80. Das Teilverhältnis ist dabei so gewählt, daß sich an R80 eine HF-Spannung von max. 200mV_{ss} einstellt welche den über C16 angekoppelten Sendemischereingang von IC2 (Pin1) gerade noch nicht übersteuert. Im Sendemischer IC2 erfolgt die Mischung aus 8MHz SSB-Signal und die Pin6 zugeführte vom DDS Baustein IC3 generierte LO-Frequenz auf die Sendefrequenz + div. Mischprodukte. Der dem Mischer-Ausgang von IC2 (Pin5) folgende Transistor T4 wirkt als Impedanzwandler; er setzt den Innenwiderstand von Pin5 (1,5K) auf einen differentiellen Emitter-Ausgangswiderstand von etwa 25 Ohm herab. R11 bildet zusammen mit dem Ausgangswiderstand von T4 eine 50 Ohm Quellimpedanz. Über C20 und die leitende Diode D2 (D1 ist gesperrt) wird das Ausgangsspektrum des Sendemischers über St3 der Preselektorbank auf Board 1 zugeführt in welcher die Selektion der Nutzfrequenz erfolgt.

2. Betriebsart CW:

D8 wird vom Strom aus +9V (CW) über R19 leitend und legt den Verbindungspunkt R18/R19 über C49 auf HF-Massepotenzial. D7 und T5 werden von der hohen Spannung an R19 gesperrt und trennen den Balancemodulator IC5 von der übrigen Schaltung ab. D4 wird vom Strom aus +9V (TX) über R4 leitend und legt R5 über C8 einseitig auf HF-Massepotenzial; D3 und T2 werden von der hohen Spannung an R4 gesperrt und trennen den Empfangsmischer IC1 vom Quarzfilter ab. D6 wird von +9V (CW) ausgehend über Dr3/R8/Dr4 leitend und D5/T3 werden von der Spannung an R8 gesperrt; der Sendemischer IC2 wird somit von der übrigen Schaltung (Quarzfilter etc.) isoliert. T11 arbeitet als getasteter 8MHz CW-Trägergenerator und schwingt in kapazitiver Dreipunktschaltung (Colpitts). Mit C40 wird seine Frequenz um **+650Hz** versetzt gegenüber der BFO-Frequenz eingestellt; es ergibt sich somit bei der Tastung des Senders ein 650Hz Mithörton. Mittels P7 kann die Mithörton-Lautstärke während des CW-Sendebetriebs unabhängig von der Empfangslautstärke eingestellt werden. (beim SSB-Sendebetrieb ist der Audio-Verstärker IC9 kplt. gesperrt). An P1 wird das 8MHz-Trägersignal entnommen und über C35 dem Nachteiler R9/R80 zugeführt. Die Einstellung mit P1 wird dabei so gewählt, daß sich an R80 eine HF-Spannung von max. 200mV_{ss} einstellt welche den über C16 angekoppelten Sendemischereingang von IC2 (Pin1) gerade noch nicht übersteuert. Im Sendemischer IC2 erfolgt die Mischung aus 8MHz CW-Trägersignal und die Pin6 zugeführte vom DDS Baustein IC3 generierte LO-Frequenz auf die Sendefrequenz + div. Mischprodukte. Der dem Mischer-Ausgang von IC2 (Pin5) folgende Transistor T4 wirkt als Impedanzwandler; er setzt den Innenwiderstand von Pin5 (1,5K) auf einen differentiellen Emitter-Ausgangswiderstand von etwa 25 Ohm herab. R11 bildet zusammen mit dem Ausgangswiderstand von T4 eine 50 Ohm Quellimpedanz. Über C20 und die leitende Diode D2 (D1 ist gesperrt) wird das Ausgangsspektrum des Sendemischers über St3 der Preselektorbank auf Board 1 zugeführt in welcher die Selektion der Nutzfrequenz erfolgt.

Betriebsart-Umschaltung + S/E-Umschaltung:

1. SSB-Betrieb:

Die Umschaltung SSB/CW erfolgt über T16; liegt an seinem Gate ein über Bu1/7 kommendes „high“ so nimmt sein Drain low-Potenzial an welches den P-Kanal-MOSFET (T18) leitend macht und die 9V-Bordspannung als „+9V SSB“ zum Gerät hin durchschaltet. Der Ausgang (Pin4) des Nand-Gatters 2 in IC14 nimmt „high-Potenzial“ an und sperrt T19. Über R65 erhält T20 Basisvorspannung; wird sein Emitter über den PTT-Taster (über Bu3) nach

Masse geschaltet wird T20 leitend und sein Collector wechselt nach „low“. Pin 9 von Nand-Gatter 3 in IC14 liegt somit ebenfalls auf low-Potenzial und sein Ausgang (Pin 10) wechselt auf „high“ mit der Folge, daß T22 sperrt. Über den Spannungsteiler R71/R72 erhält T21 Basisvorspannung und schaltet durch; über Bu1/8 bekommt der Digitalteil (Board 3) die Meldung „on air“. Der Ausgang (Pin 11) des Nand-Gatters 4 in IC14 macht mit seinem low-Pegel den P-Kanal MOSFET (T23) leitend und schaltet die +9V-Bordspannung als „+9V TX“ zum Gerät hin durch. T14 bleibt während des SSB-Betriebs wegen fehlender Basisvorspannung gesperrt und somit auch T13. Der CW-Keyer IC13 hat damit keinen Zugriff auf die Sendertastung. T15 ist wegen fehlender Collectorspannung ebenfalls inaktiv; seine Emitterspannung liegt konstant unterhalb der Triggerschwelle (+1V) der CW-Voxschaltung bestehend aus OP1 + OP2 in IC15. Pin 1 (IC15) liegt auf stabilem high-Potenzial. Über T17 kann der Sender „zwangsgetastet“ werden; liegt an seinem Gate ein über Bu1/6 vom Digitalteil kommendes high-Signal wird er leitend und das Gerät geht in den SSB-Sendemodus. Beim Loslassen der Sprechaste sperrt T20 und Pin 9 vom Nand-Gatter 3 in IC14 wechselt nach „high“ mit der Folge daß Pin10 low-Potenzial annimmt welches den P-Kanal-MOSFET T22 leitend macht und die +9V-Bordspannung als „+9V RX“ zum Gerät hin durchschaltet; Gatter 4 in IC14 geht mit seinem Ausgang (Pin11) auf high-Potenzial und sperrt nunmehr T23. Der Transceiver ist wieder im Empfangszustand.

2. CW-Betrieb:

Die Umschaltung SSB/CW erfolgt über T16; liegt an seinem Gate ein über Bu1/7 kommendes „low“ so nimmt sein Drain high-Potenzial an welches den P-Kanal-MOSFET (T18) sperrt. Der Ausgang (Pin 4) des Nand-Gatters 2 in IC14 wechselt auf „low“ was den P-Kanal MOSFET (T19) leitend macht und die +9V-Bordspannung als „+9V CW“ zum Gerät hin durchschaltet. Der PTT-Transistor T20 ist wegen fehlender Basisvorspannung gesperrt und hat keinen Zugriff mehr auf die Sendertastung. T14 erhält aus dem Spannungsteiler R59/R58 Basisvorspannung und wird leitend mit der Folge, daß die Source von T13 Massepotenzial annimmt. Liefert der Ausgang (Pin 5) des Keyers (IC 13) ein „high“ so wird T13 während dieses Zeitraums leitend und legt Pin1+2 des Nand-Gatters 1 in IC14 auf „low“ und somit wechselt sein Ausgang (Pin 3) auf „high“. Pin 9 des Nand-Gatters 3 in IC14 wechselt der Spannung am Drain von T13 folgend ebenfalls auf „low“ und sein Ausgang (Pin 10) auf „high“. Über den Spannungsteiler R71/R72 erhält T21 Basisvorspannung und schaltet durch; über Bu1/8 bekommt der Digitalteil (Board 3) die Meldung „on air“. Der Ausgang (Pin 11) des Nand-Gatters 4 in IC14 wechselt auf low-Potenzial mit der Folge, daß T23 leitend wird

und die +9V-Bordspannung als „+9V TX“ zum Gerät hin durchschaltet. Mit dem Beginn der positiven Tastflanke am Ausgang (Pin 3) des Nand-Gatters 1 in IC14 wird C114 über R60 innerhalb von etwa 5msec auf etwa +6,8V hochgeladen (Spannungsbegrenzung durch D15). Die Spannungsfolgerstufe mit T15 versorgt den CW-Trägeroszillator mit Betriebsspannung (max. +6V) und erzeugt durch die entstehende Amplitudenmodulation eine Weichtastung der ansteigenden Trägerflanke. Erreicht die Emitterspannung von T15 die Schwelle von +1V so wechselt der Ausgang (Pin7) des OP1 in IC15 auf „high“ und ladet C118 über D16 + R69 schnell auf. Der Ausgang (Pin 1) von OP2 in IC15 springt auf „low“ und hält das Nand-Gatter 3 über Pin 8 auf dem bestehenden Logizustand (Senden) fest. Wird vom Keyer (IC13) der Tastimpuls beendet (low an Pin 5) ,sperrt T13 und sein Drain wechselt über R63 auf high-Potenzial. Der Ausgang (Pin3) des Nand-Gatters 1 schaltet auf „low“ und C114 entladet sich über R60 innerhalb etwa 5mSec bis auf 0V. Die Emitterspannung von T15 folgt wie gehabt der Basisspannung und fährt die Amplitude des CW-Trägeroszillators langsam herunter; es entsteht eine Weichtastung der abfallenden Trägerflanke. Unterschreitet die Emitterspannung von T15 den Schwellwert von +1V so wechselt der Ausgang (Pin 7) von OP1 in IC15 auf „low“. C118 entladet sich über R70/P10 innerhalb einer mit P10 einstellbaren Zeit zwischen etwa 100-700mSec. Unterschreitet die Entladespannung an Pin2 von OP2 in IC15 den Schwellwert von +1V (die Sendeleistung ist zu diesem Zeitpunkt auf „Null“ heruntergefahren) wechselt der Ausgang (Pin1) von OP2 wieder nach „high“ und somit auch Pin8 vom Nand-Gatter 3 in IC14. Der dazu gehörende Ausgang (Pin10) nimmt wieder low-Potential an welches den P-Kanal-MOSFET T22 leitend macht und die +9V-Bordspannung als „+9V RX“ zum Gerät hin durchschaltet; Gatter 4 in IC14 geht mit seinem Ausgang (Pin11) auf high-Potenzial und sperrt nunmehr T23. Der Transceiver ist wieder im Empfangszustand. Über T17 kann der Sender „zwangsgetastet“ werden; liegt an seinem Gate ein über Bu1/6 vom Digitalteil kommendes high-Signal wird er leitend und das Gerät geht für diese Dauer nach dem zuvor beschriebenen Ablauf in den CW-Sendemodus (z.B. Tune-Betrieb).