



Der SOLF KW-Allband Allmode Transceiver Bausatz Schaltungsbeschreibung

1. LO- Baugruppe:

Die LO- Baugruppe dient zur Generierung des für die S/E- Mischer erforderliche Oszillatorsignals. Die Qualität des Ausgangssignals definiert dabei in hohem Maß das Großsignalverhalten bzw. die Frequenzstabilität sowie die Unterdrückung von unerwünschten Nebenempfangsstellen des gesamten Gerätes. Um diese Kriterien optimal zu erfüllen wurde auf die bewährte Kombination von PLL+ DDS- Schaltung zurückgegriffen. Ein rauscharmer VCO, welcher das Ausgangssignal liefert wird dabei mittels Phasenschleife (PLL) an einen frequenzvariablen hochstabilen DDS- Oszillator angebunden; es entsteht somit ein frequenzstabiles, nebenwellenarmes LO-Signal mit geringem Phasenrauschen.

Band-VCO's:

Die LO- Baugruppe enthält 9 indentisch aufgebaute VCO's welche um den Betrag der ZF (9MHz) oberhalb der jeweiligen Bandfrequenz schwingen.

Als Schwingschaltung kommt hierbei der frequenzstabile Colpitts- Oszillator in Drainschaltung zur Anwendung. Durch den Einsatz eines Sperrschicht-FET's T1 sowie hoher Schwingkreisgüte (L1-C3-C4) wird ein rauscharmes Ausgangssignal realisiert. Mittels C2 wird die Abstimm-diode D1 nur so stark an den Oszillatorkreis angekoppelt, daß sich ein Ziehbereich von etwas mehr als die jeweiligen Bandbereiche ergibt; durch diese Maßnahme wird eine signifikante Verminderung des Phasenrauschens gegenüber dem eines Breitband- VCO's erzielt. D2 erzeugt eine der Schwingamplitude proportionale negative Sperrspannung welche den Arbeitspunkt von T1 automatisch verschiebt und somit eine Amplitudenstabilisierung der HF-Ausgangsspannung über den Abstimmbereich bewirkt. Die mittels P1 einstellbare Oszillatortension gelangt zum Gate der nachfolgenden JFET- Pufferstufe T2. Über den Spartrafo Tr1 erfolgt Widerstandstransformation des Drainkreises auf die 50 Ohm Ebene. Bei aktiviertem VCO- Modul schaltet die PIN- Diode (D4) das jeweilige HF-Signal zur VCO- Sammelschiene (St1/3) hin durch. Über R4-D3-C7 wird T1 mit einer nachstabilisierten gesiebten Betriebsspannung versorgt was sich zusätzlich positiv auf das Phasenrauschen auswirkt.

Auskoppelverstärker:

Das von der VCO- Sammelschiene kommende HF- Signal gelangt über das 6dB- Dämpfungsglied R2-R3-R4 an den Eingang des 2- stufigen Breitbandverstärkers mit T1- T2. Bei diesem Verstärkertyp handelt es sich um 2 indentische kaskadierte Stufen mit Mehrfachgegenkopplung. Die Stufenverstärkung beträgt jeweils etwa 15dB. Über Tr2 wird der nunmehr auf +23dBm (20mW) angehobene VCO- Pegel zur Ausgangsbuchse Bu1 geleitet und steht dort als LO- Signal für die S/ E- Mischer zur Verfügung.

PLL- Vormischer:

Über den frequenzkompensierten Spannungsteiler R15-R16-C10 wird das LO-Signal auf etwa 400mVss geteilt und gelangt über C13 zum LO- Eingang des aktiven Mixers IC1. In dieser Schaltung erfolgt Mischung der LO- Frequenz mit der im DDS- Modul erzeugten Ausgangsfrequenz. Der DDS-Oszillator fungiert dabei als VFO und erhält von der CPU die Steuerdaten für die jeweilige Bandfrequenz. Softwaremäßig wird die DDS-Ausgangsfrequenz dabei immer um 8,8672MHz niedriger als die aktuelle LO- Frequenz generiert. Am Gegentaktausgang von IC1 entsteht somit eine bandunabhängige feste ZF von 8,8672MHz welche mittels Fi1 selektiert und nach induktiver Auskopplung zum nachfolgenden Verstärker mit T3 weitergeleitet wird.

PLL- Schaltung:

Das am Collector von T3 anstehende verstärkte 8,8672MHz- Signal wird über C19 dem Eingang des 64:1 HCMOS-Teilers IC2 zugeführt. An dessen Ausgang (Pin 4) steht nunmehr das auf ~ 138KHz heruntergeteilte Vormischersignal zur Weiterleitung an den nachfolgenden Phasenkomparator IC4 zur Verfügung. T4 dient zur Pegelanpassung IC2/ IC4.

Der HCMOS- Schaltkreis IC3 beinhaltet einen mit Q1 schwingenden 8,8672MHz- Referenzoszillator mit nachgeschaltetem 64:1 Teiler. Von dessen Ausgang (Pin 4) wird das ~ 138KHz- Referenzsignal über C25 ebenfalls dem Phasenkomparator IC4 zugeführt.

Im CMOS- Phasenkomparator IC4 erfolgt ein Frequenz- Phasenvergleich der beiden ~ 138KHz- Signale. Der Ausgang (Pin 13) liefert proportio-

nal zur Frequenz- Phasenabweichung entsprechende Lade- bzw. Entladeimpulse welche im nachfolgenden Loopfilter R24-R25-C27 zur Abstimmspannung für die VCO's integriert werden. Das Siebglied R26-C34 versorgt IC4 mit einer von Rauschteilen (Spannungsregler) befreiten Versorgungsspannung; dieser Fakt trägt zur weiteren Optimierung des Phasenrauschens bei.

Ist die Phasenschleife eingerastet so folgen die VCO's streng der DDS- Frequenzvorgabe mit einem Offset von 8,8672MHz; eine VCO- Frequenzdrift wird sofort erkannt und ausgeregelt.

Wird die DDS- Frequenz um (9,000MHz- 8,8672MHz) = 132,8KHz höher als die jeweilige Amateurbandfrequenz programmiert (fester Offset) so schwingen die VCO's exakt um 9MHz höher als die Sende- Empfangsfrequenz.

2. S/ E- Mischer- Baugruppe:

Die S/ E- Mischer- Baugruppe beinhaltet 2 getrennte +7dBm- Schottky- Ringmischer zur Frequenzumsetzung des S/ E- Signalwegs auf die 9MHz ZF- Ebene. Es wurde ein Konzept mit separaten Mixern gewählt um eine möglichst hohe Übersprechdämpfung zwischen der 9MHz S/ E- Schnittstelle der Baugruppe zu realisieren.(Gefahr von Regelspannungsbildung im ZF- Verstärker durch das BFO- Signal) ; außerdem ergibt sich eine Vereinfachung der S/ E- Umschaltung.

a) Empfangsmodus:

Pin 1 von St2 = 0V
Pin 3 von St2 = +9V

Das vom Preselektor kommende Empfangssignal gelangt an Pin 5/ St1. D5 wird von der an D7 anstehenden Z- Spannung (5V) gesperrt; die PIN- Diode D6 wird über R9 leitend und schaltet das Signal zur Primärseite von Tr1 hin durch. Auf die Sekundärseite folgt eine in Gate- Schaltung arbeitende JFET- HF- Vorstufe T1-T2. Um die gewünschte Stufenverstärkung von etwa 7dB zu erzielen (Ausgleich des Mischerverlusts) werden 2 FET's zur Erhöhung der Vorwärtssteilheit (Y21) parallel geschaltet. Die Gate- Schaltung ergibt ausgezeichnete IP3- Werte sowie eine hohe Isolation des Mixers vom RX- Eingang. Tr2 transformiert den Drain- Ausgangswiderstand (R11) auf die

50- Ohm Ebene. Das nunmehr vorverstärkte Antennensignal gelangt zum RF- Port des Empfangsmischers M2. Über den Leistungsteiler R1-R2-R3 erhält M2 das benötigte +7dBm- LO- Signal. Dem ZF- Ausgang des Mixers folgt ein auf 9MHz abgestimmter Diplexer welcher für einen breitbandigen realen 50 Ohm- Abschluß des IF- Ports von M2 sorgt; gleichzeitig bewirkt der Serienkreis L1-C16-C17 ZF- Vorselektion. Da alle Mischertore korrekte Impedanzabschlüsse sehen wird nahezu der max. mögliche IP3 eines +7dBm- Schottkymischers erreicht. Dem Ausgang des Diplexers folgt ebenfalls ein in Gate- Schaltung arbeitender ZF- Nachverstärker. Durch die Parallelschaltung der JFET's T3-T4 stellt sich ein dynamischer Source- Eingangswiderstand von 50 Ohm ein welcher den Diplexer impedanzrichtig abschließt. Bedingt durch die natürliche Gegenkopplung der Gate- Schaltung wird auch in dieser Stufe gute Großsignalfestigkeit erreicht. In Verbindung mit dem Arbeitswiderstand R14 ergibt sich eine Verstärkung von 9dB welche zum Ausgleich der Diplexer- bzw. Quarzfilterverluste dient. Tr3 transformiert den resultierenden Ausgangswiderstand von T3- T4 auf einen Quellwiderstand von 100 Ohm. Über Pin 8/ St2 erfolgt die Weiterleitung des ZF- Signals zu den nachfolgenden wählbaren Quarzfiltern.

Während des Empfangszustands sind die PIN- Dioden D1-D2 aktiv gesperrt und bilden mit ihren hohen dynamischen Widerständen und der durchgeschalteten sehr niederohmigen Diode D3 einen Spannungsteiler welcher eine hohe Dämpfung des auch während des Empfangsmodus vorhandenen minimalen Trägerrests vom SSB- Modulator bewirkt; über die Rückmischung im Sendemischer zum Preselektor hin kann sich praktisch kein Störsignal auf der Nutzfrequenz ausbilden was eine unerwünschte Regelspannungsbildung im ZF- Verstärker zur Folge hätte.

b) Sendemodus:

Pin 1 von St2 = +9V
Pin 3 von St2 = 0V

Das von der Trägerfrequenzbaugruppe kommende 9MHz- Sende- ZF- Signal gelangt an Pin 1/ St1. Die PIN- Dioden D1- D2 werden über Dr2 durchgeschaltet und leiten das Signal über C4 zum ZF- Port des Sendemischers M1 hin weiter. Über den Leistungsteiler R1-R2-R3 erhält M1 das benötigte +7dBm LO- Signal. Das am RF- Port anstehende Ausgangsspektrum wird über die nunmehr leitende Diode D5 zum Preselektor (Pin 5/ St1) hin durchge-

schaltet. D6 wird in diesem Fall von der an D7 anstehenden Z- Spannung gesperrt; ebenso ist D3 vom Spannungsabfall an R5 im Sperrzustand und somit inaktiv.

3. RX- Quarzfilterbaugruppe:

Im SOLF 2009- Konzept besteht die Möglichkeit 4 unabhängige frei wählbare 9MHz Quarzfilter in den Empfangs- ZF- Zug einzuschalten. Die Filter sind dabei jeweils paarweise auf 2 steckbaren Filterbänken angeordnet. Über die sich auf dem Mainboard befindlichen bistabilen Relais Rel 16- Rel 17 wird dabei die gewünschte Filterbank (1-2) angewählt; mittels den sich auf jeder Filterbank befindlichen ebenfalls bistabilen Relais Rel 1- Rel 2 kann das für den aktuellen Fall gewünschte Einzelfilter bestimmt werden. Das ausgewählte Filter wird dabei direkt zwischen Mischerbaugruppe und ZF- Verstärker eingeschleift.

Bei den hier verwendeten Quarzfiltern kommt der hochwertige und einfach zu dimensionierende COHN- Typ zur Anwendung. Durch die Verwendung von low- profile Quarzen und optimiertem PCB- Layout wird eine exzellente Weitabselektion erreicht. Die Widerstände R1- R2 bzw. R3- R4 bilden den jeweiligen Filterabschluß.

4. RX- ZF- Baugruppe:

Der Baustein enthält einen selektiven ZF- Verstärker mit nachfolgendem Produktdetektor. Die JFET Eingangsstufe T1 gestattet optimale Anpassung an Quarzfilter mit unterschiedlichen Abschlusswiderständen (CW- SSB) ; eine Stufenverstärkung von ca. 9dB gleicht dabei evt. Filterverluste aus. Mittels Dr1/ C2 erfolgt Anpassung an den dynamischen Eingangswiderstand des sich anschließenden 2- stufigen selektiven Verstärkerzugs mit T2/ T3. Es kommt hierbei eine besondere diskret aufgebaute Schaltungsvariante zur Anwendung:

Die beiden Transistoren T2/ T3 sind gleichstrommäßig in Serie geschaltet (Kaskode) und arbeiten jeweils mit etwa halber Betriebsspannung (~4,5V) . Der dabei fließende gemeinsame Kollektorstrom wird durch R6 auf etwa

3,5mA eingestellt. Es ergibt sich dabei eine gewaltige Stromersparnis gegenüber der klassischen Methode mit 2 parallel versorgten Einzelstufen. Mittels T4 läßt sich auf einfache Weise der Betriebsstrom und somit die Gesamtverstärkung von T2+ T3 steuern.

HF- mäßig arbeitet der Verstärker auf konventionelle Art. C7 dient zur Entkopplung der Einzelstufen voneinander. T2 arbeitet dabei nicht wie bei der "echten" Kaskodenschaltung auf den niederohmigen Eingangswiderstand von T3 sondern sieht als Arbeitswiderstand den auf die ZF abgestimmten Resonanzkreis L1/ C6. Es ergibt sich dadurch eine wesentlich höhere Stufenverstärkung. T3 arbeitet wechsellastmäßig in Emitterschaltung (nicht in Basisschaltung wie bei der üblichen Kaskode) ; seine Basis- Steuerspannung wird induktiv aus L1 ausgekoppelt. Der Kollektor von T3 arbeitet auf den ebenfalls auf die ZF abgestimmten Ausgangskreis L2/ C8. Die unregelmäßige Gesamtverstärkung von T2+ T3 beträgt etwa 70dB. Das verstärkte ZF- Signal wird induktiv aus L2 ausgekoppelt und dem nachfolgenden Produktdetektor IC1 sowie der Regelspannungsdiode D1 zugeführt. Mittels P1 läßt sich der Regelspannungseinsatz einstellen. D1 erzeugt eine der ZF- Spannung proportionale negative Richtspannung welche über P1 den in T4 mittels R7 eingepprägten Basisstrom feldstärkeabhängig reduziert so daß T4 in den Sperrbereich übergeht und somit den gemeinsamen Kollektorstrom von T2/ T3 verkleinert mit der Folge einer Abregelung der ZF- Verstärkung. Da T4 als Stromquelle arbeitet bleibt der max. Aussteuerungsbereich von T2 voll erhalten; Eingangssignale von 0dBm (220mVeff) werden noch verzerrungsfrei ausgeregelt. Da D1 eine Vorspannung in Flußrichtung erhält beginnt der Regeleinsatz bereits bei kleinen Eingangssignalen; außerdem kompensiert D1 mit ihrem negativen TK die temperatursensible Basis-Emitterstrecke von T4 (Stromspiegelschaltung) . Das Regelverhalten bleibt in einem weiten Temperaturbereich stabil. Der zur CW/ SSB Demodulation eingesetzte Produktdetektor wird mittels einer Gilbert- Zelle (IC1) realisiert; R10 bildet zusammen mit dem Eingangswiderstand von Pin2 einen ZF- Spannungsteiler welcher eine Übersteuerung des Eingangs bei starken Empfangssignalen verhindert. Über C15 wird das in der SSB- Baugruppe generierte BFO-Signal zugeführt. An Pin5 von IC1 steht das mittels C18 von ZF- Resten bereinigte und über C19 galvanisch entkoppelte, demodulierte NF- Signal zur Weiterleitung zur Verfügung.

Um die ZF- Verstärkung manuell einstellbar zu machen befindet sich auf der

Hauptplatine eine Stromspiegelschaltung bestehend aus T2- T3. Es kommen dabei 2 nach Stromverstärkung und Ube gepaarte Transistoren zum Einsatz. Die über St2/6 zugeführte Spannung (vom IF- Gain Poti kommend) bewirkt über R9 einen veränderbaren Strom welcher 1: 1 gespiegelt als Kollektorstrom von T3 erscheint. T3 arbeitet dabei als Stromsenke und entzieht dem ZF- Regeltransistor T4 Basisstrom mit der Folge einer manuellen Abregelung der ZF- Grundverstärkung; die automatische ZF- Regelung bleibt dabei weiterhin wirksam. Da die Basis- Emitterstrecken von T2- T3 untereinander temperaturkompensiert sind bleibt die Verstärkungseinstellung in einem weiten Temperaturbereich stabil.

5. Audio- Filter- Baugruppe:

Die Audio- Filter- Baugruppe beinhaltet ein aktives NF- Tiefpaß- bzw. Bandpaßfilter welches unabhängig von der aktuell gewählten Betriebsart (SSB- CW) mittels Anlogschalter in den NF- Signalpfad eingeschleift werden kann; ferner ist der CW- Mithörtongenerator mit auf dem Modul enthalten.

Das vom Produktdetektor gelieferte NF- Signal gelangt über St1/ 1 zum Eingangsverstärker IC1. Die Stufenverstärkung ist durch R4- R6 auf Faktor 2 eingestellt. Auf den niederohmigen Ausgang folgen die o. g. aktiven Audiofilter.

a) Bandpaßfilter:

Die in IC2 enthaltenen Operationsverstärker OP1 bzw. OP2 bilden jeweils ein identisches Bandpaßfilter mit Mehrfachgegenkopplung; die Filter- Mittenfrequenz kann mittels P1 bzw. P2 auf 650Hz eingestellt werden. Die Filtergüte ist auf ~4 dimensioniert d. h. es ergibt sich eine Bandbreite von etwa 150Hz. Durch Kaskadierung der beiden Einzelfilter wird eine hohe Weitabselektion der Filterkette erreicht.

b) Tiefpaßfilter:

Die in IC2 enthaltenen Operationsverstärker OP3 + OP4 bilden zusammen ein aktives Tiefpaßfilter 4. Ordnung mit einer Grenzfrequenz von 2,7KHz. Das vom ZF- Verstärker bzw. Demodulator gelieferte breitbandige Rausch-

spektrum wird nach Durchlaufen des Filters auf Sprachbandbreite begrenzt was speziell bei SSB- Empfang zu einer spürbaren subjektiven Rauschminderung beiträgt.

Über die in IC3 enthaltenen Anlogschalter S2 bzw. S4 kann wahlweise das Bandpaß- oder das Tiefpaßfilter zum Ausgangs- Impedanzwandler IC4 hin durchgeschaltet werden. Über C15 erfolgt potentialfreie Auskopplung des selektierten NF- Signals zu St1/ 9 von wo es zum Lautstärkepoti auf der Frontplatine weitergeleitet wird.

c) Mithörton:

IC5 arbeitet als Rechteckgenerator; mittels P3 kann die erzeugte Frequenz auf ~ 650Hz feinjustiert werden. Über St1/ 4 erfolgt dabei die Tastung des Oszillators durch die CW- Zeichen. Im Tastrythmus schließt der in IC3 enthaltene Anlogschalter S1 den NF- Eingang der Baugruppe kurz. Über R5 wird das Rechtecksignal dem Eingangsverstärker IC1 zugeführt von dessen Ausgang kommend es nunmehr das CW- Bandpaßfilter durchläuft und in diesem von Obertönen bereinigt wird. Am Filterausgang IC2 Pin 8 entsteht ein sinusförmiges 650Hz- Signal. Über den in IC3 enthaltenen getasteten Anlogschalter S3 wird das Sinussignal zur Steckerleiste St1/ 8 hin durchgeschaltet von wo es dem Mithörtoneingang der NF- Baugruppe zugeführt wird.

Durch geeignete Schaltungsauslegung erhalten alle sich auf der Filterbaugruppe befindlichen Anlogschalter an beiden Schalteranschlüssen jeweils identische DC- Pegel; d. h. die Schalter schalten nur den AC- Signalanteil zum nachfolgenden Schaltungsteil hin weiter. Durch diese Maßnahme werden störende Knackimpulse vor allem beim Mithörton sicher vermieden.

6. CW- Abstimmhilfe:

Um beim CW- Betrieb korrekt " transceive" zu arbeiten ist eine Abstimmhilfe von Vorteil.

Der sich auf der Hauptplatine befindliche IC5 ist dabei ein NF- Tondecoder in PLL- Technik. Über R17- C51 gelangt das vom Produktdetektor kommende

NF- Signal zum Eingang (Pin 3) des Schaltkreises. Die Signalfrequenz wird dabei mit der im internen VCO erzeugten und mit P1 einstellbaren Referenzfrequenz (650Hz) verglichen. Besteht Frequenzübereinstimmung wechselt der " open Collector" - Ausgang (Pin 8) auf " aktiv low" und eine sich auf der Frontplatine befindliche Leuchtdiode signalisiert die korrekt eingestellte Tonhöhe des empfangenen CW- Signals. Die Auswertebandbreite beträgt etwa 10% der VCO- Frequenz.

7. NF- Auskoppelverstärker für digitale Betriebsarten:

Das von der ZF- Baugruppe gelieferte demodulierte Ausgangssignal gelangt über C47 zum Eingang des sich auf der Hauptplatine befindlichen Auskoppelverstärkers IC4. Die Signalamplitude ist dabei unabhängig von der Stellung des Lautstärkepotis. Über R11- R12 ist die Verstärkung in IC4 so eingestellt, daß sich am Ausgang eine NF- Spannung von etwa 0dB (770mVeff) ergibt, was dem Norm- " Line- in" Pegel der meisten Soundkarten entspricht. C50 dient zur galvanischen Trennung des DC- Anteils; R13 erhöht den dynamischen Ausgangswiderstand von IC4 auf 600 Ohm. Über St2/ 10 wird das verstärkte Signal der Frontplatine zugeführt.

8. NF- Verstärker- Baugruppe:

Die NF- Baugruppe beinhaltet den universell einsetzbaren NF- Verstärker-Schaltkreis LM386-4. Die Baugruppe ist in einem Versorgungsspannungsbereich von 4- 15 Volt einsetzbar und liefert bei 12V eine Sprechleistung bis max. 700mW, was somit Lautsprecherbetrieb gestattet. IC1 besitzt 2 identische Eingänge (Pin 2, 3). Pin 2 dient zur Einspeisung eines lautstärkeunabhängigen Mithörtons; mittels P1 ist der Pegel einstellbar. In Pin 3 wird das RX- NF- Signal zugeführt welches mit Hilfe von T1 während des Sendebetriebs stummgeschaltet werden kann (Muting). R3- C3 bestimmen die Abklingzeit der Stummschaltung nach Aufhebung des Muting- Befehls*. In der " SOLF"- Variante ohne Bestückung von R4- C5 beträgt die Durchgangsverstärkung 26dB (20 fach); bei entsprechender Dimensionierung von R4 kann sie bis auf 46dB (200 fach) erhöht werden. C4 verbessert den Störspannungsabstand bei welliger Speisespannung. Eine frequenzabhängige Gegenkopplung mittels R5- C6 begrenzt die Verstärkerbandbreite auf

den Sprachbereich. C8- R6 erzielen Schwingstabilität des Verstärkers. R7 entkoppelt in Verbindung mit C9 die Schaltung von einer evt. " weichen" Versorgungsspannung und verhindert Pumpeffekte (motorboating) bei max. Ausgangsleistung an niederohmiger Last.

* bei QSK- Wunsch ist C3 entsprechend anzupassen.

9. SSB- Exciter- Baugruppe:

Die Baugruppe beinhaltet die kplt. SSB Aufbereitung nach der Filtermethode. T1 bildet zusammen mit Q1- Q2 den Seitenbandoszillator. Mittels den Kapazitätsdioden D1- D2 läßt sich die generierte Frequenz über eine extern zugeführte variable Gleichspannung auf die gewünschte Filterflanke des Seitenbandfilters abstimmen (LSB- USB). Dr3 erhöht dabei den erzielbaren Quarz- Ziehbereich. Die über P2 ausgekoppelte Trägerfrequenz dient gleichzeitig als BFO- Signal für den Produktdetektor in der ZF- Baugruppe. IC1 arbeitet als Balance- Modulator; P1 dient zur Einstellung der max. Trägerunterdrückung. Über den Modulpin 1 erfolgt die Zuführung des Modulationssignals. Der Ausgangskreis Fi1 ist auf das in IC1 erzeugte Doppelseitenbandsignal abgestimmt. Über die Koppelwicklung erfolgt Impedanzanpassung an das nachfolgende in der Bandbreite nicht umschaltbare Seitenbandfilter Q3 bis Q6 (b= 2,7KHz) . Den Filterabschluss bildet R3; das an ihm anstehende SSB- Signal wird in der nachfolgenden Verstärkerstufe mit T2 auf einen zur Ansteuerung des Sendemischers erforderlichen Pegel weiterverstärkt. Über Modulpin 8 kann dabei mittels eines externen Potis die Stufenverstärkung und somit die Sender- Ausgangsleistung kontinuierlich eingestellt werden. Zu Abgleichzwecken (-20dB- Filterpunkte) kann über die externe Steckbrücke J2 der Balance- Modulator debalanciert werden.

10. Baugruppe zur Steuerung von BFO+ CW- Trägeroszillator:

Diese Baugruppe dient zur Frequenzeinstellung von BFO bzw. CW- TX-Trägeroszillator auf den der Betriebsart (CW- SSB) entsprechenden Punkt der Filterkurve des ausgewählten Quarzfilters; dabei wird auch ein evt. erforderlicher S/ E- Offset (CW) mit berücksichtigt. Es wird dabei zwischen 2 Filterbandbreiten unterschieden:

a) narrow:

hiermit sind Quarzfilter mit einer max. Filterbandbreite von 1KHz definiert. Sie werden vorzugsweise im CW- Betrieb eingesetzt, können empfangsmäßig aber in Stellung SSB zum störungsarmen Empfang von digitalen Betriebsarten verwendet werden.

Da der erforderliche S/ E- Offset bei CW in der Regel 650Hz beträgt muß die eingestellte BFO- Frequenz bei Empfang um 650Hz gegenüber der Mittenfrequenz des schmalsten bestückten Quarzfilters nach höherer Frequenz hin positioniert werden.

Beim CW- Sendebetrieb muß die Frequenz des TX- Trägeroszillators exakt auf die Mittenfrequenz des schmalsten bestückten Quarzfilters eingestellt werden.

Da low- profile Quarze zum Einsatz kommen (geringes Co) verschiebt sich die Filter- Mittenfrequenz bei größeren Filterbreiten (kleinere Abzweigungskapazitäten) nur unwesentlich gegenüber der des schmalsten Filters nach höherer Frequenz hin. Durch diese Tatsache können Filter bis max. 1000Hz- Bandbreite (2x 500Hz) zum Einsatz gelangen; in diesem Fall liegt der BFO mit dem fest eingestellten 650Hz Offset noch immer sicher außerhalb der Filterkurve; die geforderte Spiegelempfangsdämpfung wird noch immer gewährleistet.

b) wide:

Hiermit sind Quarzfilter mit Bandbreiten zwischen 2,1 bis 2,7KHz definiert

Sie werden vorzugsweise im SSB- Betrieb verwendet; Freunde der " breiten Filter" können sie aber auch wie früher bei Standard- Transceivern üblich für CW- Empfang nutzen.

Wichtig: Da bei der S/ E- Mischung der Lokaloszillator um den Betrag der ZF oberhalb der Arbeitsfrequenz schwingt findet eine Seitenbandumkehr der 9MHz ZF- Ebene statt d. h. :

Bei SSB (LSB) wird die BFO- Frequenz auf den -20dB- Punkt der unteren Filterflanke des breitesten bestückten Quarzfilters justiert.

Bei SSB (USB) wird die BFO- Frequenz auf den -20dB- Punkt der oberen Filterflanke des breitesten bestückten Quarzfilters justiert.

Da low- profile Quarze zum Einsatz kommen (geringes Co) verschiebt sich die Filter- Mittenfrequenz bei geringeren Filterbreiten (größere Abzweigungskapazitäten) nur unwesentlich gegenüber der des breitesten Filters nach tieferer Frequenz hin. Durch diese Tatsache können Filter bis zu einer min. Bandbreite von 2,1KHz empfangsmäßig eingesetzt werden; nach der Demodulation ergibt sich dabei eine Beschneidung des Basisbands auf etwa 600Hz- 2400Hz was die Verständlichkeit noch nicht signifikant verschlechtert, die Nachbarkanaldämpfung bei Störsituationen aber u. U. erheblich verbessert (Contest).

Bei Verwendung von breiten Filtern in der Betriebsart " CW" wird der BFO zwangsweise auf den USB- Punkt der breitesten Filterflanke gesetzt (-20dB) ; beim CW- Sendebetrieb schwingt der TX- Trägeroszillator logischerweise um 650Hz gegenüber der BFO- Frequenz nach tieferer Frequenz hin versetzt.

Die mit IC3 stabilisierte Spannung gelangt über das Siebglied R17- C1 zu den Spindeltrimmern P1 bis P5 über welche die zuvor beschriebenen Frequenzkriterien eingestellt werden; über Anlogschalter wird der am jeweiligen Poti eingestellte Spannungswert je nach Betriebsart und Filterbreite getrennt zum BFO bzw. CW- Trägergenerator hin durchgeschaltet wo mittels Kapazitätsdioden die Frequenzeinstellung erfolgt.

c) Poti- Einstellungen:

P1: -20dB Punkt auf unterer Filterflanke (LSB) des breitesten SSB- Filters

P2: -20dB Punkt auf oberer Filterflanke (USB) des breitesten SSB- Filters

P3: 650Hz BFO- Offset bezogen auf Filtermitte des schmalsten CW- Filters

P4: CW- TX- Trägerfrequenz auf Filtermitte des schmalsten CW- Filters

P5: CW- TX- Trägerfrequenz mit - 650Hz Offset bezogen auf USB- BFO- Einstellung des breitesten SSB- Filters

Wichtig: Um die Einstellarbeiten zu erleichtern sollte je ein Platz der Filterbänke mit einem Standard- SSB- Filter ($b= 2,7\text{KHz}$) sowie einem Standard- CW- Filter ($b= 500\text{Hz}$) bestückt werden.

Aus Designgründen befinden sich auf der Baugruppe noch 3 Schalttransistoren (T1- T2- T3) welche abhängig von der Betriebsart (SSB- CW) eine + 9V- Schaltspannung nur während des Sendemodus durchschalten; die Spannungen stehen an St1/ 8 bzw. St1/ 10 als + 9V-TX/CW bzw. + 9V-TX/SSB für die Weiterleitung an den SSB- Exciter sowie dem CW- TX- Trägeroszillator zur Verfügung

11. CW- Trägergenerator- Baugruppe:

Die CW- Trägergenerator- Baugruppe dient zur Generierung einer 9MHz- Trägerfrequenz welche im CW- Sendemodus direkt dem Sendemischer zur Umsetzung auf die Betriebsfrequenz zugeführt wird.

T1 arbeitet zusammen mit Q1- Q2 als Colpitts- Oszillator; über die Varicap- Dioden D1- D2 kann die exakte Frequenz mittels Gleichspannung eingestellt werden. Dr1 erweitert den Ziehbereich der Trägerquarze. Die über P1 einstellbare HF- Spannung gelangt zur nachfolgenden Pufferstufe mit T2. Über St1/ 4 kann die Stufenverstärkung und somit die TX- Ausgangsleistung kontinuierlich eingestellt werden; die Stellspannung kommt dabei von dem gleichen Poti (TX- Power) welches auch die SSB- Exciter- Baugruppe bedient. P1 dient zur Anpassung des HF- Ausgangspegels an den des SSB- Exciters. Im Drainkreis von T2 liegt der Übertrager Tr1 welcher den resultierenden Ausgangswiderstand auf die 50 Ohm Ebene transformiert. In der Betriebsart CW ist die PIN- Diode D4 permanent durchgeschaltet und leitet das getastete 9MHz- Signal über den 1: 1 Trafo Tr2 zum Sendemischer hin weiter; D5 ist dabei gesperrt. Im SSB- Modus sind T1- T2 inaktiv sowie D4 ist nunmehr gesperrt; über die jetzt permanent durchgeschaltete PIN- Diode D5 gelangt das vom SSB- Exciter gelieferte 9MHz- Ausgangssignal ebenfalls über Tr2 zum Sendemischer.

12. HF- Umschalt- Baugruppe:

In der HF- Umschalt- Baugruppe erfolgt die hochfrequente S/ E- Umschaltung folgender Schaltungsteile untereinander:

- Sender- Ausgangsfilter
- Preselektor
- Sender- Vorverstärker
- Senderendstufe

Die S/ E- Umschaltung wird dabei voll elektronisch realisiert, d. h. QSK- Betrieb ist uneingeschränkt möglich.

Zur HF- Umschaltung kommen PIN- Dioden zum Einsatz; um eine möglichst hohe Entkopplungsdämpfung des an hoher HF- Spannung arbeiteten Antennenumschalters zu gewährleisten werden die nicht aktiven Dioden jeweils mittels einer Spannung von -40V gesperrt.

a) Empfangsbetrieb:

Das von der Antenne kommende Empfangssignal gelangt über das Sender- Ausgangsfilter zu St2/ 8 der Baugruppe. T1 ist leitend und schaltet D3- D4 über Dr6 und ferner über R1- R2 mit jeweils 60mA durch; D1- D2 werden über R15 und Dr3 mit - 40V gesperrt und sind somit inaktiv. D5 ist über R3 ebenfalls mit - 40V gesperrt und somit IP3 irrelevant. Das nunmehr über D3- D4 durchgeschaltete Antennensignal gelangt über C8- C9 zur Schaltdiode D6 welche über R4- Dr10- Dr8- D8 durchgeschaltet ist und das Empfangssignal letztendlich über St1/ 4 zum Preselektor hin weiterleitet; D7 wird über die Z- Spannung an D8 gesperrt und somit hochohmig. C1- C2- C8- C9- C14 dienen jeweils zur Entkopplung des DC- Schaltspannungsanteils.

b) Sendebetrieb:

Das vom Sendemischer kommende und mittels des Preselektors aus dem Signalspektrum herausgefilterte Nutzsinal gelangt zu St1/ 4 der Baugruppe. D7, welche über R5- Dr9- Dr8- D8 in diesem Fall durchgeschaltet ist leitet das Sendesignal zu St1/ 1 hin weiter von wo es der Sendervorverstärkerbaugruppe zugeführt wird. D6 wird über die Z- Spannung an D8 gesperrt und ist somit hochohmig.

Das von der Senderendstufe gelieferte Ausgangssignal gelangt zu St2/ 3 der

Baugruppe. T2 ist nunmehr leitend und schaltet D1- D2 über Dr3 und ferner über R1- R2 mit jeweils 60mA durch; das Sendesignal gelangt somit zu St2/ 8 von wo es über ein ausgewähltes Sender- Ausgangsfilter der Antennenbuchse zugeführt wird. D3- D4 werden über R11 und Dr6 mit - 40V gesperrt und somit hochohmig. D5 wird über R3 mit Schaltstrom versorgt und schließt die über D3- D4 kommenden HF- Reste nach Masse hin kurz; ein Übersprechen auf den Sender- Vorverstärker und damit Selbsterregung des kompletten Sendezugs wird damit sicher unterbunden.

Um optimale HF- Entkopplung zu gewährleisten muß die Baugruppe stets über beide Haltebolzen mit Massepotential der Hauptplatine verschraubt werden !!

Spannungswandler:

Die zur Sperrung der inaktiven PIN- Dioden erforderliche negative Spannung von etwa 40V wird mit Hilfe eines Spannungswandlers aus der 13, 8V- Betriebsspannung gewonnen. Um HF- Störungen zu vermeiden kommt hierbei ein Schaltwandler nach dem Ladungspumpenprinzip zur Anwendung. Der Universal- Timer IC1 arbeitet als Taktgenerator mit einer Frequenz von etwa 20KHz. Das am Push- Pull- Ausgang (Pin3) anstehende Rechtecksignal speist die nachfolgende Vervierfacher- Kaskade bestehend aus D9 bis D16; sowie C16 bis C23. Durch die hier gewählte Polarisierung der Dioden + Kondensatoren steht am Ausgang des Wandlers eine Spannung von etwa - 40V zur Verfügung. Die Siebglieder C24- C25- Dr11- C27 halten das in den Taktflanken enthaltene geringe Oberwellenspektrum von den übrigen Schaltungsteilen fern.

13. TX- Vorverstärker- Baugruppe:

die TX- Vorverstärker- Baugruppe dient zur Anhebung des vom HF- Schaltmodul kommenden Sendesignals auf einen zur Ansteuerung des PA- Bausteins erforderlichen Leistungspegel. Mit Hilfe des sich auf der Hauptplatine befindlichen dem Eingang vorgeschalteten Dämpfungsglieds R19- R20- R21 können Streuungen der Gesamtverstärkung des Sendezugs ausgeglichen werden. Auf der Baugruppe befinden sich 2 indentisch aufgebaute kaskadierte Breitbandverstärker mit T1- T2. Die Verstärkerstufen arbeiten mit Mehrfachgegenkopplung. R2/ R4 bzw. R7/ R9 bestimmen dabei den dynamischen

Eingangswiderstand (50 Ohm) sowie den jeweiligen Verstärkungsfaktor (~ 18dB). R1/ R3/ R5 bzw. R6/ R8/ R10 definieren den DC- Arbeitspunkt. Mittels den Breitbandübertragern Tr1/ Tr2 erfolgt Transformation der dynamischen Collector- Ausgangswiderstände auf die 50 Ohm Ebene. Die Ausgangsstufe T2 ist in der Lage einen Ausgangspegel von +17dBm (50mW) bei geringer Kompression abzugeben. Die Welligkeit der Gesamtverstärkung im Frequenzbereich 2- 40MHz beträgt etwa 1dB.

14. PA- Baugruppe:

Als PA- Baugruppe kommt die bewährte MOS- QRP- PA der DL- QRP- AG zum Einsatz. Der Baustein beinhaltet einen 2- stufigen mit modernen MITSUBISHI- MOSFETS bestückten Sendeverstärker in Breitbandtechnik ($V_p \sim 30dB$). Die Treiberstufe T1 arbeitet im Eintakt- A- Betrieb. Mittels R3- R4 erfolgt Spannungs,- bzw. Stromgegenkopplung welche den Eingangswiderstand, den Frequenzgang sowie die Verstärkung der Stufe definieren. Über P1 wird der für A- Betrieb erforderliche Ruhestrom (100mA) eingestellt. Über den 4: 1 Treibertrafo Tr1 erfolgt Leistungsanpassung des Treibers an die nachfolgende Gegentaktendstufe T2- T3. Die Transistoren arbeiten in Source- Schaltung und sind mittels R7- R8 spannungsgegengekoppelt, was auch hier die Stufenverstärkung sowie den Frequenzgang bestimmt; R9- R10 unmittelbar vor den Gates verhindern Schwingneigung im VHF- UHF- Bereich. Über P2- P3 kann der für A/ B- Betrieb erforderliche Ruhestrom (jeweils 100mA) separat für jeden MOSFET eingestellt werden. Der Gegentakt- Ausgangsübertrager Tr2 transformiert den dynamischen Ausgangswiderstand von T2- T3 auf die 50 Ohm- Ebene; C20 dient zur Frequenzkompensation des Transformators. An den Baugruppen- Pins 7+ 8 steht das Sender- Ausgangssignal mit einem Pegel von +40dBm zur Weiterleitung an die HF- Umschalt- Baugruppe zur Verfügung.

Der Spannungsregler IC1 liefert eine stabile Versorgungsspannung für die Ruhestrompotis. Die Fühlerdioden D1- D2 sind in thermischem Kontakt mit dem Endstufen- Kühlkörper und bewirken einen negativen Temperaturkoeffizient der Regler- Ausgangsspannung von etwa 4mV/ °C was eine weitgehende Temperaturstabilisierung des Treiber+ Endstufenruhestroms ergibt.

15. 9MHz- ZF- Auskoppelstufe:

Die sich auf der Hauptplatine befindliche ZF- Auskoppelstufe dient zur rückwirkungsfreien Auskopplung eines 9MHz ZF- Signals für die Weiterleitung z. B. an einen externen SDR- Konverter. Der über C34 lose an den breitbandigen Mischerausgang angekoppelte JFET T1 arbeitet als Spannungsfolger; sein dynamischer Ausgangswiderstand von etwa 200 Ohm wird mittels Tr1 auf einen Quellwiderstand von etwa 50 Ohm transformiert. R3 bestimmt den DC- Arbeitspunkt der Stufe ($\sim 4,5\text{mA}$).

16. S/ E Umschaltbaugruppe:

Die Baugruppe dient zur Umschaltung der 9V- Systemspannung auf die relevanten Empfänger,- bzw. Senderstufen während des Empfangs,- bzw. Sendebetriebs.

Die Umschaltung erfolgt voll elektronisch und gestattet somit uneingeschränkten QSK- Verkehr.

Ferner befindet sich in der Baugruppe eine Schaltstufe, deren Ausgang dazu dient z. B. eine externe Endstufe oder Transverter fernzuschalten (Remote) . Im CW- Betrieb wird dabei eine einstellbare Abfallverzögerung (delay) wirksam.

a) S/E- Umschaltung:

Empfangsbetrieb: während des Empfangszustands ist T1 gesperrt; d. h. sein Collector liegt auf + 9V und über R8 auch das Gate des nachgeschalteten und somit gesperrten P- Kanal- MOSFETs T2. Die für die Senderspannungsversorgung zuständigen Ausgangspins (St2/ 1-2) sind nunmehr spannungslos (0V). T4 erhält als Folge keine Basisvorspannung und sperrt. Der Ausgang des nachfolgenden NAND- Gatters G4 ist auf " low"- Potenzial und schaltet den P- Kanal MOSFET T3 leitend. Die für die Empfängerspannungsversorgung zuständigen Ausgangspins (St2/ 3-4) liefern nunmehr die + 9V- Systemspannung zu den relevanten Empfängerstufen hin weiter.

Sendebetrieb: T1 erhält über R1 das von St1/ 1 kommende positive Tastsignal und schaltet durch. Der während des Empfangsmodus auf Betriebsspan-

nung aufgeladene C3 wird nunmehr über R8 entladen. Erreicht die Entladespannung die Gateschwelle von T2 beginnt dieser leitend zu werden. Da C3 im Gegenkopplungszweig liegt arbeitet T2 als Integrator mit der Folge, daß die Versorgungsspannung zum Sendeteil (St2/ 1- 2) linear von 0V bis + 9V ansteigt. Die Anstiegszeit beträgt dabei etwa 4ms. Durch den verlangsamten Spannungsanstieg erfolgt " Weichtastung" des Senders. Wird die Ube- Schwelle (0,6V) von T4 erreicht schaltet dieser durch und sperrt über das NAND- Gatter G4 augenblicklich T3. Die Spannungsversorgung des Empfangsteils (St2/ 3-4) wird somit vorzeitig abgeschaltet bevor die Sendeleistung " hochgefahren" ist.

Wird die Sendetastung beendet, geht T1 wieder in den Sperrzustand über. C3 wird wieder über R8 aufgeladen; durch die Integratorfunktion sperrt T2 nur langsam. Die Versorgungsspannung zum Sendeteil (St2/ 1-2) fällt linear von + 9V auf 0V; die Abklingzeit beträgt dabei wiederum etwa 4ms. Die Sendeleistung wird " weich" heruntergefahren. Wird die Ube- Schwelle (0,6V) von T4 unterschritten sperrt dieser und schaltet über das NAND- Gatter G4 den MOSFET T3 wieder leitend welcher über St2/ 3-4 den Empfangsteil wieder mit Spannung versorgt. Bedingt durch die Schwellspannung von T4 erfolgt die Umschaltung in den Empfangsmodus erst nachdem die Sendeleistung heruntergefahren wurde.

b) Schaltstufe:

CW- Betrieb:

St1/ 5 = 0V

St1/ 6 = + 9V

Pin 1 von IC1 wechselt im Tastrythmus nach " low" d. h. der Ausgang Pin 3 befindet sich während der Tastung auf " high"- Potenzial.

Über D3 erhält Pin 6 von IC1 ebenfalls " high"- Pegel; ferner wird C2 über R5 (Ladestrombegrenzung) aufgeladen. Der Ausgang Pin 4 wechselt auf " low" und nach Invertierung in G3 befindet sich dessen Ausgang Pin 10 somit auf " high"- Potenzial. Die Schaltstufe T5 erhält über R13 Basisstrom und schaltet durch. Eine über ST1/ 1 angeschlossene externe PA wird aktiviert.

Wird die Tastung beendet sperrt T1 und Pin 3 von IC1 wechselt augen-

blicklich auf " low". D3 geht in den Sperrbetrieb über und verhindert rückwärtige Entladung von C2. Über R5- R6- P1 wird C2 nunmehr entladen; unterschreitet die momentale Ladespannung die Triggerschwelle von G2 (NAND- Schmitttrigger) wechselt dessen Ausgang Pin 4 auf " high" und nach Invertierung in G3 wird T5 somit gesperrt. Die an St1/ 1 evt. angeschlossene PA schaltet in den Empfangsbetrieb zurück. Über P1 lässt sich die Abfallverzögerung (Delay) stufenlos einstellen.

SSB- Betrieb:

St1/ 6 = 0V

St1/ 5 = + 9V während SSB- Sendebetrieb

Pin 2 von IC1 ist auf " low" fixiert- somit ist G1 inaktiv und Pin 3 permanent auf " high- Potenzial". Über D3 erhält Pin 6 " high" - Pegel; über R7 ist Pin 5 auf " low" und folglich ist Pin 4 auf " high" - Potential. Nach Invertierung in G3 ist Pin 10 " low" und sperrt somit die Schaltstufe T5.

Die Aktivierung der Schaltstufe erfolgt in der Betriebsart SSB ausschließlich von der aus der Baugruppe zur BFO- Steuerung kommenden + 9V TX- SSB- Spannung welche über St1/ 5 zugeführt wird.

Wird die PTT- Taste gedrückt, wechselt Pin 5 über D1 auf " high" und somit Pin 4 nach " low". Der nachfolgende Inverter G3 liefert nunmehr an Pin 10 " high" - Potenzial welches die Schaltstufe T5 aktiviert.

Nach Loslassen der PTT- Taste sperrt die Schaltstufe sofort, da die Abfallverzögerung unwirksam ist.

17. RX/ TX Preselektor- Baugruppe:

Die Preselektor- Baugruppe beinhaltet 2 voneinander unabhängige Bandpassfilter für jeweils ein Amateurband; sie stellen das zentrale Selektionsglied für die Empfangs- bzw. Sendefrequenz des ausgewählten Betriebsbandes dar. Die Selektivität des jeweiligen Filters definiert in hohem Maß das Intermodulationsverhalten des Empfangsteils bei starken Outband- Signalen; ferner bestimmt sie die Unterdrückung von unerwünschten Nebenaus-

sendungen im Sendebetrieb.

Aus Platzgründen befinden sich jeweils 2 Bandpässe auf einem Steckmodul; über die PIN- Dioden D1- D2 / D3- D4 wird das jeweils aktive Filter zu den Preselektor- Sammelschienen an St1/ 1 bzw. St2/ 5 hin durchgeschaltet.

Jeder Bandpass besteht aus einem 2- kreisigen kapazitiv Hochpunkt- gekoppelten Bandfilter mit jeweils induktiver Ankopplung des Ein- bzw. Ausgangs.

Um hohe IP3- Werte des Filters zu erzielen, kommen durchweg Eisenpulver- Ringkerne der Größe T50 zum Einsatz.

Je nach Betriebsfrequenz sowie gewünschter Filterbreite bei max. tolerierbarer Einfügungsdämpfung variiert der erforderliche Kopplungsgrad von "unterkritisch" bis "kritisch". Die Filterdimensionierung erfolgte in aufwändigen Versuchsreihen unter Zuhilfenahme eines Netzwerk- Analysators.

Um den späteren Abgleich der Bandfilter ohne NWT einfach zu ermöglichen wurde auf einen alten Trick aus der Rundfunktechnik zurückgegriffen:

Da sich die Schwingkreise beim Abgleich gegenseitig beeinflussen muß jeweils ein Kreis stark bedämpft werden während der andere nicht bedämpfte auf die Mittenfrequenz des Filters (RX- Signalmaximum) abgeglichen wird; dieses Spiel wird nun wechselseitig 2 mal wiederholt und danach die Bedämpfung aufgehoben; die Filterkurve liegt nunmehr lehrbuchartig symmetrisch zur Mittenfrequenz.

In der Baugruppe sind zur Kreisbedämpfung die Widerstände R4- R5 bzw. R9- R10 vorgesehen; sie können auf einfache Weise über Jumper J1- J2 bzw. J3- J4 den Bandfilter- Einzelkreisen parallelgeschaltet werden; mittels den Trimmkondensatoren C2/ C4 bzw. C11/ C13 erfolgt Resonanzabgleich (max. AGC- Spannung bei Meßsendersignal auf Bandmitte).

18. Ausgangsfilter- Baugruppe:

Die Ausgangsfilter- Baugruppe dient zur Dämpfung der von der Senderendstufe erzeugten Oberwellen. Es kommt hierbei ein 7poliges Tschebyschev-

Filter mit normierten Kapazitätswerten zur Anwendung. Das Filter wurde auf größtmögliche Rückflussdämpfung im Durchlassbereich dimensioniert ($>20\text{dB}$); die Einfügungsdämpfung beträgt dabei max. $0,5\text{dB}$. Die Sperrdämpfung bei der 1. Oberwelle (2xf) ergibt sich zu 45dB . Aus Platzgründen und auf Grund des geringen Frequenzabstands werden für die Bänder $17\text{m}/15\text{m}$ bzw. $12\text{m}/10\text{m}$ jeweils ein gemeinsames Tiefpassfilter verwendet.

Die insgesamt 7 Filterbaugruppen ($160\text{m}-10\text{m}$) werden Ein- und Ausgangsseitig über Reedrelais auf je eine Sammelschине durchgeschaltet, wobei die eine mit der HF- Schaltbaugruppe ($\text{Bu}2/8$) und die andere über die SWR- Baugruppe mit der Antennenbuchse verbunden ist; die Relaissteuerung erfolgt dabei von der Bandumschaltungslogik.

19. SWR- Baugruppe:

Die SWR- Baugruppe dient zur Messung der momentanen Sendeleistung sowie Antennenanpassung. Der Übertrager RK arbeitet dabei als Strom/ Spannungswandler und bildet zusammen mit R1 bis R4 sowie C1 einen Richtkoppler welcher unmittelbar vor der Antennenbuchse Bu5 eingeschleift ist. Die mittels D1 und D2 gewonnenen Richtspannungen sind dabei proportional zur hinlaufenden- bzw. reflektierten Leistung. Die CPU auf der Fronteinheit errechnet aus den beiden zugeführten Spannungswerten das aktuelle Stehwellenverhältnis welches auf dem LC- Display graphisch bzw. als Zahlenwert dargestellt wird.

20. Spannungsversorgung:

Die von der DC- Buchse ($\text{Bu}1$) kommende $13,8\text{V}$ - Versorgungsspannung gelangt zum Netzfilter C1- Dr1- C2; dieses hat die Aufgabe evt. Einströmungen von externen HF-Störquellen in das Gerät zu verhindern. Nach dem Filter wird die Betriebsspannung über die Sicherung F1 zum Einschaltrelais Rel 1 weitergeleitet. D2 bildet zusammen mit dem Relais einen Verpolungsschutz welcher das Einschalten des Transceivers bei falsch gepolter Versorgungsspannung unmöglich macht. Auf die Einschaltung folgen die Spannungsregler IC1 und IC2 welche die zum Betrieb der div. Baugruppen erforderlichen Systemspannungen von $+9\text{V}$ bzw. $+5\text{V}$ bereitstellen. Die PA- Baugruppe,

die HF- Schalt-Baugruppe, sowie der NF- Verstärker werden direkt von der unstabilierten $+13,8\text{V}$ Speisespannung versorgt. Die Gesamtdimensionierung des Gerätes gestattet den Einsatz in einem Spannungsbereich von $10,5-15\text{V}$.