

## DK1HE QRP SSB/ CW- Transceiver SPEAKY

### Vorwort:

Bis vor kurzem bestand bei einigen Funkamateuren hartnäckig die Auffassung, QRP-Betrieb sei, wenn überhaupt, nur in der Betriebsart Telegrafie mehr schlecht als recht möglich. QRPer wurden vielfach belächelt und sogar manchmal als Masochisten angesehen, welche sich selbst und erst recht ihren ´normalen´ Funkpartnern den Funkbetrieb mit schwachen Signalen unnötig erschweren. Seit der Markteinführung von FT817 und Co mit rasant steigenden Stückzahlen trat urplötzlich ein Sinneswandel bei vielen QRP-Kritikern ein. In zahlreichen QSO´s stellte man plötzlich fest, dass eben meist nur 2 S-Stufen Unterschied zu einem Standard 100W- Signal zu verzeichnen waren. Unzählige früher nicht für möglich gehaltene DX-Verbindungen, auch in SSB, waren nun plötzlich doch Fakt. Die Scheu vor der Abgabe der EMVU- Selbsterklärung trug ein übriges zu der QRP- Renaissance bei. Dank der neu in Kraft getretenen KW- Zugangsberechtigung für UKW- Lizenzinhaber ist mit einem weiteren Anstieg der QRP- SSB- Aktivitäten zu rechnen. Dieser Trendwende auf dem QRP- Sektor konnte sich das Entwicklerteam der DL- QRP- AG nicht verschließen und beschloss daher auf der HAM- RADIO 2003 einen SSB/CW- Transceiver in Bausatzform für mindestens 2 umschaltbare KW- Bänder zu entwickeln. Da auf die bewährten Schaltungskonzepte des „Black Forest“ sowie „Tramp“ und „Spatz“ zurückgegriffen wurde, entstand in nur vier monatiger Entwicklungszeit, bei optimierter Layoutgestaltung, unter Verwendung von fast durchweg konventionellen Bauteilen (nur etwa 25 SMD Bauteilen), ein 5-Band SSB/CW-Transceiver der praktisch, seiner Preisklasse entsprechend, keine Wünsche mehr offen lässt. Peter, DL2FI gab unserem Neuling den passenden Namen SPEAKY ( Gonzales) als sprechendes Pendant zur Miss Mosquita. Die folgenden technischen Daten sprechen für sich:

### Technische Daten Speaky:

- 5 KW-Bänder
- Auf 1-5 Steckbare Bandmodule aufrüstbar.
- Von der Frontplatte umschaltbar
- Betriebsarten: SSB/CW/PSK31 etc.
- Sendeleistung: 10W PEP
- DDS/PLL- Frequenzaufbereitung mit prog. Abstimmritten (Dreh-

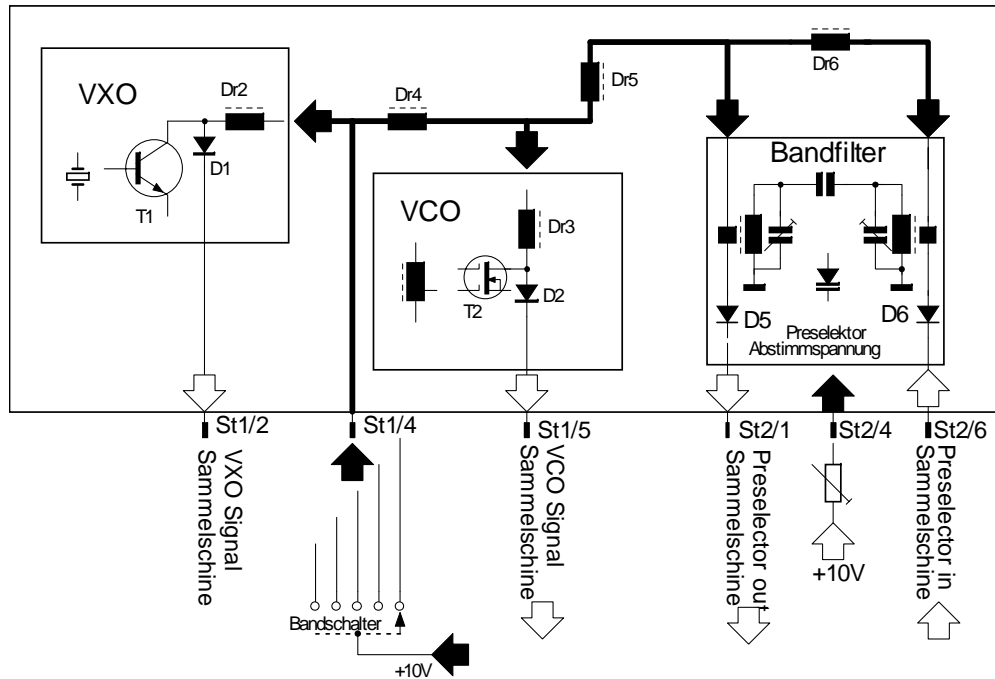
### Encoder)

- frei wählbare RIT bzw. XIT; integrierter Keyer
- VFO-Abstimmbereich 500KHz
- digitale Frequenzanzeige (optional)
- automatische Bandbreiteumschaltung (2,4KHz/ 600Hz) des 4pol 8MHz-Quarzfilters
- abstimmbarer high „ Q“ - Preselektor
- Hochstrom HF-Vorstufe mit dyn. Gegenkopplung
- +7dBm-Schottky-Ringmischer (TUF-1)
- Hochstrom J-FET ZF-Vorverstärker
- Regeldynamik des ZF-Teils > 90dB (A244-Schaltkreis)
- AGC-Erzeugung mittels Doppelweggleichrichtung
- für Lautsprecherbetrieb ausgelegte NF-Endstufe
- robuste PA-Stufe mit 2x 2SC1969
- Senderausgangsleistung 10W PEP
- umschaltbares Oberwellenfilter
- integrierter Sprachkompressor mit max. Kompressionsverhältnis 15: 1
- Modulationsklirrfaktor des Kompressors < 1% !!
- einstellbare Sendeleistung
- CW-VOX mit einstellbarer Abfallzeit
- Versorgungsspannungsbereich 10,8- 15V
- stabiles Aluminium-Halbschalengehäuse
- Digitales Frequenzdisplay, misst die LO Frequenz
- Bargraph S-Meter (Leistungsmesser)

## Beschreibung der Einzelstufen:

### 1. Bandumschaltung:

Der bestechende Vorteil des Transceivers besteht in der Möglichkeit bis zu 5 Kurzwellenbänder mittels Bandwahlschalter bequem umzuschalten. Aus Gründen des Platzbedarfs und erforderlicher Nachbausicherheit der Bereichswahl kommt nur eine elektronische Umschaltung in Frage. Alle bandrelevanten Bauteile sind jeweils auf steckbaren Bandmodulen untergebracht. Folgende HF-Gruppen werden bei einem Bandwechsel umgeschaltet:



Blockschaltbild Bandauswahl

- VXO
- Bandsetzoszillator
- RX/ TX- Preselektor

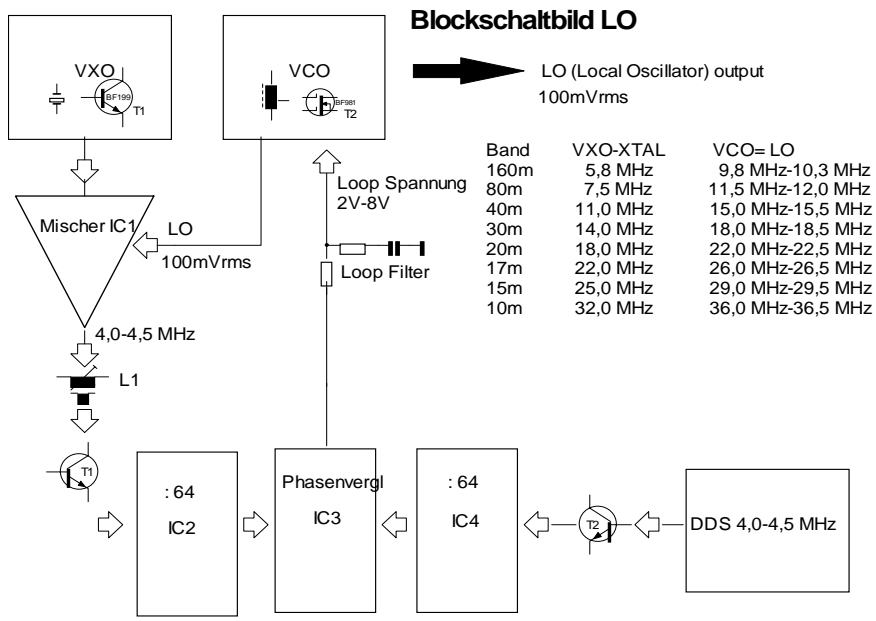
Die Ein- bzw. Ausgänge o. g. Gruppen sind über PIN- Schaltdioden D1-D2-D5-D6 mit jeweils einer für alle Bandmodule gemeinsamen Sammelschiene verbunden. Die dem ausgewählten Modul vom Bandwahlschalter zugeführte 10V- Versorgungsspannung schaltet o.g. Dioden durch und aktiviert die

dazugehörige HF-Gruppe. Das nunmehr angesprochene Bandmodul wird HF-mäßig mit den Sammelschienen verbunden. Alle übrigen Dioden der inaktiven (spannungslosen) Module werden von der sich auf der jeweiligen Sammelleitung befindlichen Gleichspannung gesperrt und somit hochohmig. Da die Systemimpedanz an den HF- Ports nur etwa 50-100 Ohm beträgt, ist eine ausreichende Entkopplung der Bandmodule untereinander gewährleistet.

### 2. L0- Frequenzaufbereitung:

Das für die Sende- bzw. Empfangsmischung erforderliche L0-Signal wird mittels eines Band-VCOs direkt auf der erforderlichen Frequenz generiert. Über eine Regelschleife (PLL) erfolgt frequenzstabile Anbindung des VCOs an die Grundwelle eines 4,0-4,5MHz DDS-VFOs. Dieses Verfahren umgeht aufwendige Filterung des nebenwellenreichen DDS-Ausgangsspektrums im Fall einer direkten Weiterleitung an den S/E- Mischer.

Der auf den Bandmodulen befindliche VCO schwingt mit der MOSFET-Tetrode T2 auf einer um den Betrag der ZF (8MHz) höheren Frequenz bezogen auf die momentane Betriebsfrequenz. Das eigentliche Oszillatorsystem arbeitet dabei in Hartley-Schaltung. Mittels D4 erfolgt eine Stabilisierung der Schwingamplitude. Das an P1/Dr3 anstehende Ausgangssignal wird über die Schaltdiode D2 zur VCO- Sammelschiene durchgeschaltet. Bedingt durch den Kaskadenaufbau von T2 ist eine gute Entkopplung des VCO-Ausgangs vom Oszillatorschwingkreis gewährleistet. Die Nachstimm diode D3 wird über C20 nur so stark an den VCO- Kreis L1-C9-C11 angekoppelt, das sich eine dem erforderlichen VCO-Variationsbereich angemessene Abstimmteilheit ergibt. Durch diese Dimensionierung wird ein sicheres Einphasen der Regelschleife und guter Seitenband- Rauschabstand erzielt. Der sich ebenfalls auf dem Bandmodul befindliche Bandsetzoszillator schwingt mit T1 und Q1 auf einer um 4 MHz tieferen Frequenz bezogen auf die Bandanfangsfrequenz des VCOs. C3-Dr1 verhindern eine Erregung von Oberton Quarzen auf deren Grundton (nur bei 15, 12, 10m erforderlich). Das an R4-Dr2 anstehende Quarzsignal wird über die Schaltdiode D1 zur Bandsetz- XO-Sammelschiene durchgeschaltet. In IC1 erfolgt Mischung aus VCO-, sowie Bandsetz-XO-Frequenz. Der Mischer-Ausgangskreis L1- C5 ist auf die Differenzfrequenz beider Eingangssignale abgestimmt; der Frequenz- Variationsbereich entspricht dabei dem des DDS- VFOs (4,0-4,5MHz) . Die induktiv an L1 angekoppelte Verstärkerstufe mit T1 dient zur Anhebung des Mischer- Ausgangssignals auf einen zur Triggerung des nachfolgenden 64: 1 Teilers IC2 erforderlichen Pegel. Am Ausgang von IC2 stehen ca. 66 kHz zur Weiterleitung an

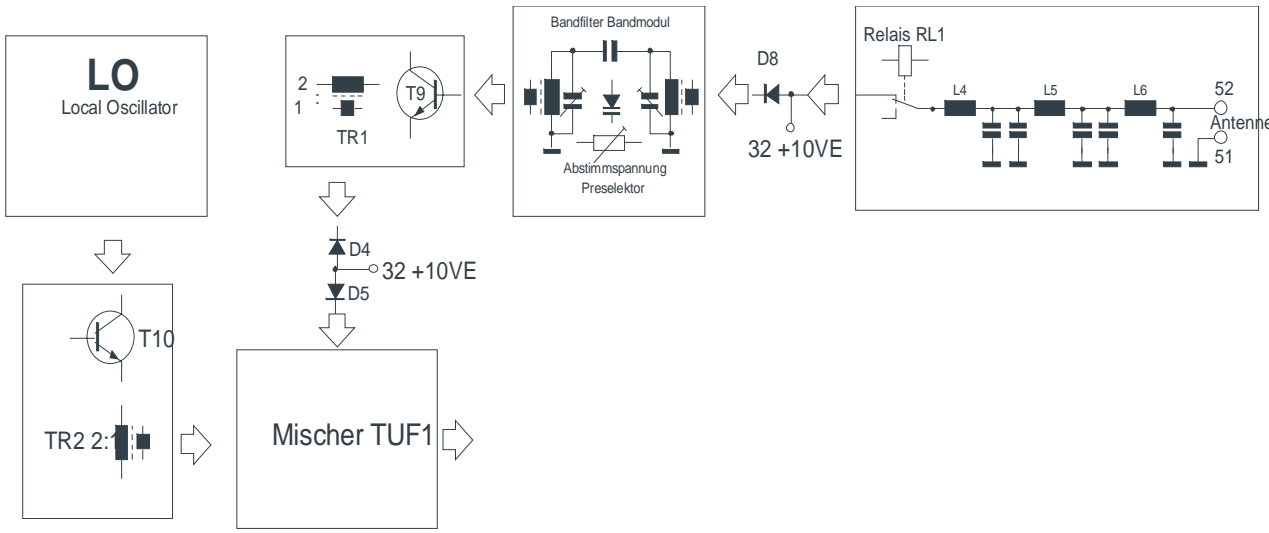


Der hier verwendete VFO arbeitet nach dem Prinzip der direkten digitalen Synthese (DDS). Das Herz der Schaltung besteht aus dem DDS-Chip AD9835 (IC6). Unter Zuhilfenahme des in IC8 generierten 25MHz-Taktsignals und einer aus der CPU (IC7) gelieferten seriellen Dateninformation erzeugt der DDS- Schaltkreis die gewünschte Ausgangsfrequenz welche an Pin 14 zur Weiterleitung an die nachfolgende PLL-Schaltung zur Verfügung steht. Das Tiefpassfilter mit L2- L3 dämpft die DDS-typischen Nebenwellen. Die Abstimmung des VFOs erfolgt mittels Dreh- Encoder. Der Betrag der Frequenz-Abstimmsschritte kann über einen Taster vorgewählt werden. Über IC7 besteht außerdem die Möglichkeit beliebige frei programmierbare Send-/Empfangsfrequenz-Offsets (RIT- XIT) zu aktivieren. Eine in IC7 generierte CW- Kennung signalisiert den eingestellten Modus. Eine Keyerschaltung ist ebenfalls in IC7 enthalten. Über externe Leuchtdioden kann der Frequenzstand des VFOs in 100KHz- Stufen überwacht werden. Eine zusätzliche kleine 7- Segment Anzeigeplatine ist in Vorbereitung. Aktivierte S/ E- Offsets werden zudem über LED signalisiert. Die CPU gestattet einen VFO- Abstimmbereich von 4000 bis 4500KHz (+/-5KHz). Die Frequenzstabilität des VFOs wird durch das 25MHz- Taktsignal bestimmt und ist somit quarzstabil, was für PSK31- Betrieb sehr wichtig ist.

den Frequenz/ Phasenvergleich IC3 zur Verfügung. Der 2. Eingangsport von IC3 erhält ebenfalls ein ca. 66 kHz-Signal, welches durch Teilung der DDS-VFO- Frequenz (4,0-4,5MHz) durch 64 mittels IC4 gewonnen wird. Je nach Richtung, - bzw. Betrag der Abweichung von „ Ist“- Frequenz (Ausgang von IC2) gegenüber der „ Soll“- Frequenz (Ausgang IC4) liefert IC3 eine der Abweichung proportionale Abstimmspannung, welche nach Glättung durch das Loop- Filter R3-R4-C1 den VCO soweit nachstimmt, bis sich Phasengleichheit beider ca. 66 kHz- Vergleichsfrequenzen einstellt. Wird die VFO-Frequenz verändert, folgt der VCO exakt um den gleichen Betrag. Da bei einem Bandwechsel VCO, - sowie Bandsetz- XO mit umgeschaltet werden, kann der gleiche VFO- Frequenzvariationsbereich für alle Bänder genutzt werden.

**4. RX-Eingangsteil:**

Das von der Antenne kommende Empfangssignal durchläuft zunächst das 33 MHz Sender- Ausgangsfilter und gelangt danach über das sich in Ruhestellung befindliche Relais RL1 zum nachfolgenden elektronischen Schalter mit



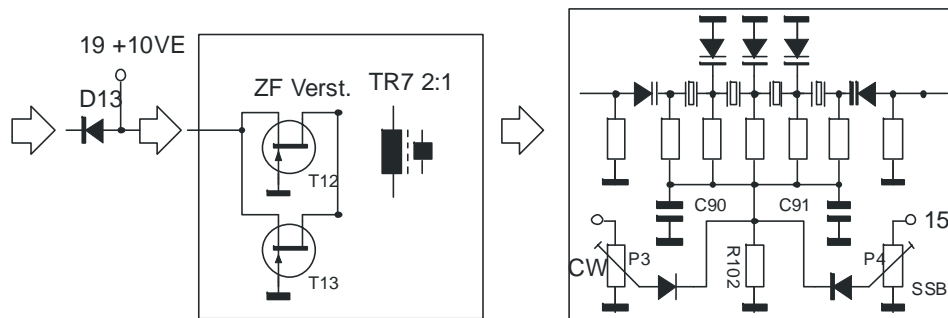
D8. Die PIN- Diode D8 ist dabei durchgeschaltet und verbindet somit das Antennensignal über C35 mit der Bandmodul-Preselektor-Eingangssammelschiene. Es folgt ein hochselektives unterkritisch gekoppeltes 2- Kreis Bandfilter mit großer Weitabselektion (L2-L3). Mittels den antiseriell geschalteten Kapazitätsdioden D7, D8, D9, D10 kann der schmale Filter-Durchlaßbereich zwischen dem SSB- und CW-Bandsegment abgestimmt werden. Bedingt durch die gute Vorselektion wird die HF- Vorstufe und erst recht der Empfangsmischer von starken BC-Outbandsignalen wirkungsvoll entlastet. Das steile Vorfilter trägt auch maßgeblich zu einer hohen Spiegelfrequenzdämpfung sowie minimalem ZF-Durchschlag bei. Der Preselektor- Ausgang wird über die PIN- Diode D5 wiederum zu einer Sammelschiene hin durchgeschaltet auf welche über C36 die nachfolgende HF-Eingangsstufe mit T9 folgt. Der Verstärker arbeitet mit kombinierter Spannungs- sowie Stromgegenkopplung; außerdem kommt ein hochaussteuerbarer Transistor aus der BK-Technik zur Anwendung. Der Arbeitspunkt ist dabei mit  $I_c = 30\text{mA}$  so gewählt, dass sich in Verbindung mit den Gegenkopplungsmaßnahmen eine exzellente Großsignalfestigkeit ergibt. Der Breitband-Trafo Tr.1 im Kollektorkreis von T9 transformiert den Verstärker-Ausgangswiderstand auf etwa 200 Ohm auf 50 Ohm herunter. Die Vorverstärkung wurde auf etwa 18dB dimensioniert. Das nunmehr verstärkte Empfangssignal gelangt über die durchgeschalteten PIN-Dioden D4-D5 zum RF- or des nachfolgenden Schottky-Ringmischers M1 wo es in Verbindung mit dem LO-Signal auf eine Zwischenfrequenz von 8 MHz gemischt wird. Der Breitband-Verstärker mit T10 hebt das von der VCO-Sammelschiene kommende LO-Signal auf den für M1 erforderlichen Wert (+7dBm) an. Nach Umstecken des Jumpers J1 auf den 47 Ohm Abschlusswiderstand R26 kann an diesem der genaue Pegel gemessen und mit P1 auf dem Bandmodul eingestellt werden.

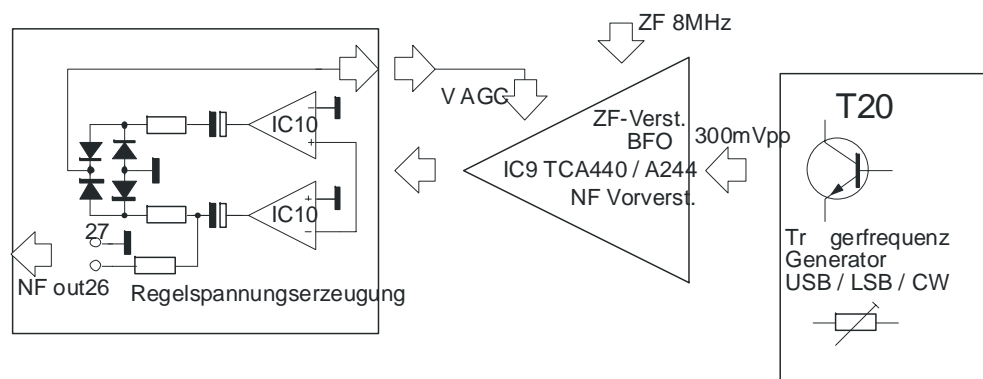
## 5. RX- ZF- Teil:

Das am IF- Tor von M1 anstehende 8MHz- ZF- Signal gelangt über die durchgeschaltete PIN- Diode D13 und C81 an den Eingang des in Gate- Schaltung arbeitenden ZF- Vorverstärkers. Durch die Parallelschaltung der beiden JFETs T12- T13 ergibt sich ein Eingangswiderstand von etwa 50 Ohm was einen korrekten breitbandigen Abschluss von M1 bewirkt; gleichzeitig stellt sich bei der resultierenden Vorwärtssteilheit von etwa 20mS eine Stufenverstärkung von  $\sim 15\text{dB}$  ein. Bedingt durch die Gate- Schaltung resultiert ein hoher Aussteuerbereich und somit geringe IM- Gefahr. Über den 1: 1 Übertrager Tr.7 erfolgt potentialfreie Ankopplung des nunmehr verstärkten ZF- Signals an das nachfolgende ZF- Filter. Bei dem hier zur Anwendung kommenden Filtertyp handelt es sich um ein 4 pol. 8 MHz Cohn- Filter mit elektronisch einstellbarer Bandbreite. Die sonst üblichen Serien-, - bzw. Abzweigkapazitäten wurden durch hyperabrupte 500pF- Kapazitätsdioden BB112 ersetzt. Die Quarze sind auf 50Hz Abweichung selektierte 8 MHz Surplustypen. Über P4 bzw. P3 kann die Filterbreite dem SSB oder CW- Betrieb angepasst werden. Bei einer Spannung von 4,5V an R102 ergibt sich eine Bandbreite von etwa 2,5 kHz; 2V haben eine Durchlassbreite von etwa 500 Hz zur Folge. (100pF/350pF). Der Filterabschluss wurde beidseitig mit 330 Ohm gewählt was einem guten Kompromiss für beide Betriebsarten hinsichtlich Durchlassdämpfung und Welligkeit entspricht. Über C93 erfolgt die Weiterleitung des Filter- Ausgangssignals zum ZF- Schaltkreis IC9. Bei dem hier eingesetzten IC handelt es sich um den betagten TCA440, dessen exzellente HF- Eigenschaften von keinem Nachfolgetyp je mehr erreicht wurden; er ist jedoch weiterhin als A244 verfügbar.

Ursprünglich als AM- Empfängerschaltung entwickelt, wird er in diesem Fall etwas „zweckentfremdet“ eingesetzt. Der integrierte geregelte Eingangsverstärker arbeitet hierbei als 8 MHz ZF- Verstärker; die nachfolgende Mischstufe erhält die Funktion eines Produktdetektors (externer BFO); der ursprünglich als geregelter 455 kHz- ZF- Verstärker fungierende Schaltungsteil wird zum geregelten NF- Vorverstärker modifiziert. Das an Pin 7 anstehende NF- Signal wird mittels C105 auf eine Bandbreite von 0- 2800Hz begrenzt (Tiefpass). Der nachfolgende Hochpass C106- R75 dämpft alle Frequenzen unterhalb 300Hz. Auf die Kombifilterschaltung folgt der AGC- Verstärker mit IC10. Es kommt hier ein Brückenverstärker mit einer Stufenverstärkung von etwa 32dB zum Einsatz dessen massesymmetrisches Ausgangssignal den nachfolgenden Doppelweggleichrichter D24-D25-D26-D27 speist. Die am

## Variables Quarzfilter





Ladekondensator C103 anstehende Richtspannung ist proportional zur ZF-Spannung und wird dem Regelspannungseingang (Pin 9) von IC9 zugeführt. Die 2- Weg- Gleichrichterschaltung bewirkt Frequenzverdopplung mit der Folge, dass die Restwelligkeit an C103 nur halb so groß ist wie bei den klassischen Verfahren. Unangenehme Übersteuerungseffekte hervorgerufen durch unzureichend schnellen Regelspannungsaufbau bei tiefen Sprachfrequenzen werden minimiert. Die abfallende Regelzeitkonstante wird durch R72 bestimmt; R76- R77 definieren die Anstiegszeit. Über P5 lässt sich ein optionales 100 $\mu$ A- Messwerk zur rel. Feldstärkeanzeige anschließen. Da ZF+ NF- Verstärker parallel geregelt werden ergibt sich ein Gesamt- Regelumfang > 90dB!!.. Eingangssignale mit S9+ 60dB werden noch verzerrungsfrei ausgeglet. Auf einen weiteren 2800Hz- Tiefpass R78- C110- Lautstärkepoti folgt danach der 800mW- NF- Endverstärker mit IC11. T16 unterbindet eine Regelspannungserzeugung während des Sendebetriebs; T17 blockiert den NF-Endverstärker während der S/ E- Umschaltung um störende Tastgeräusche zu vermeiden.

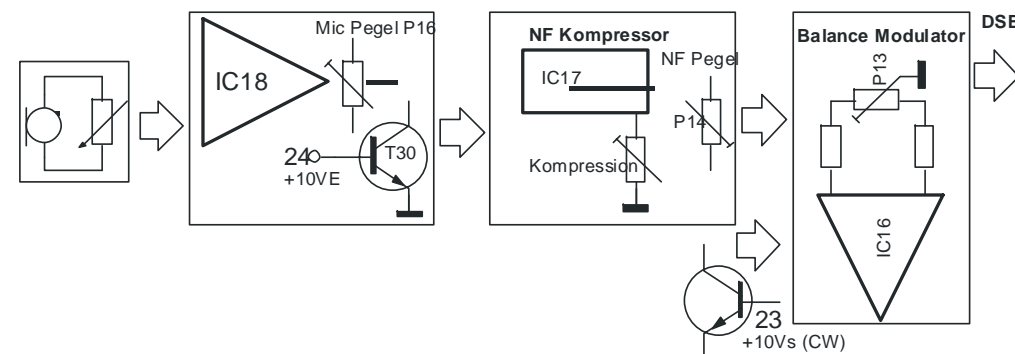
## 6. Seitenbandoszillator:

Das zur Modulation/ Demodulation erforderliche Hilfsträgersignal wird in der mit T20 aufgebauten kapazitiven Dreipunktschaltung (Colpitts) generiert. Die erzeugte Frequenz wird dabei von den beiden parallelgeschalteten 8MHz-Quarzen Q6- Q7 bestimmt. Mittels den beiden Abstimmindioden D29- D30 in Verbindung mit L7 lässt sich die Quarzfrequenz um etwa 6 kHz „ziehen“ (VX0) . Mit P7 wird die HF- Ausgangsspannung auf etwa 300mVss eingestellt und über C97 + C137 an den nachfolgenden Produktdetektor (in IC9) bzw. an den Balance- Modulator IC16 weitergeleitet. Die den Dioden D29- D30 zugeführte Abstimmspannung entspricht dabei derjenigen an den Potis P8 bis P11 eingestellten Ausgangsspannung, welche über den entsprechen-

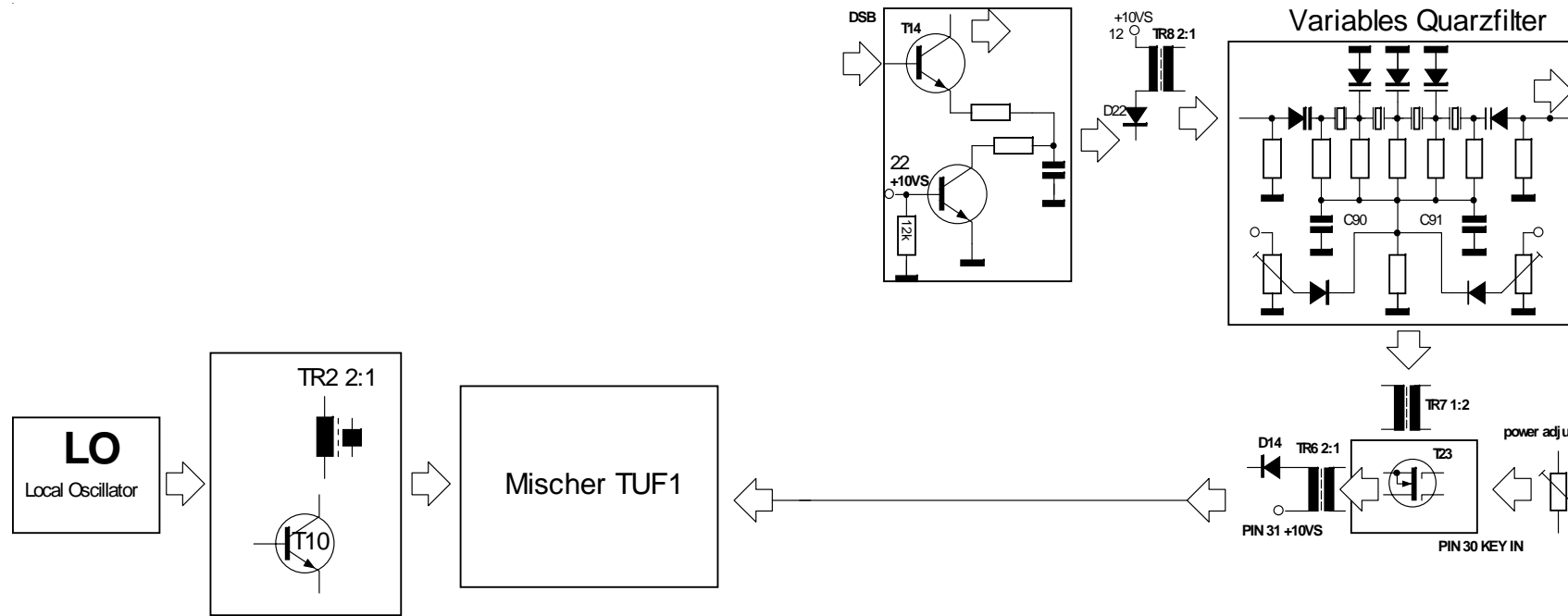
den in IC12 integrierten Anlogschalter aktuell zum gemeinsamen Ausgang hin durchgeschaltet wird. Diese Schaltungsvariante gestattet es auf einfache Art und Weise die erforderliche Hilfsträgerfrequenz den unterschiedlichen Betriebsarten sowie Quarzfilterbandbreiten bei differierender Mittenfrequenz optimal anzupassen.

## 7. 8MHz SSB-Aufbereitung:

Die vom Mikrofon gelieferte Sprach- Wechsellspannung gelangt über das Mic-Gain Poti zum Eingang des als Vorverstärker arbeitenden IC18. Das Siebglied C150-Dr.12-C149 verhindert Eindringen von vagabundierender Sender- HF in den Mod.- Verstärker. Die Verstärkung der Stufe ist mittels R126-R127 auf etwa 26dB eingestellt. Durch C148-C147 erfolgt eine Beschneidung der Sprachfrequenzen unterhalb 300Hz. Über den Pegelsteller P16 wird das vorverstärkte Mikrofonsignal dem nachfolgenden Dynamikkompressor IC17 zugeführt. Der hier verwendete Schaltkreis SSM2165-1 von ANALOG DEVICES stammt aus der Studio- Technik und gestattet eine Komprimierung des Eingangssignals bis max. 15:1 d. h. 15dB Eingangsdynamik werden auf 1dB Ausgangsdynamik verdichtet. Der Klirrfaktor des Ausgangssignals beträgt dabei < 1%. Dieser Kompressor gestattet es die Sender- Endstufe bis auf eine den QRP- rules entsprechende max. Ausgangsleistung von 10W PEP auszusteuern; der subjektive Lautstärkeindruck auf dem Band entspricht



dabei dem eines 50W- SSB-Senders ohne Modulationskomprimierung!! Mittels P15 kann der Kompressionsgrad den individuellen Wünschen angepasst werden. Über P14 wird das komprimierte Mikrofonsignal dem nachfolgenden Balance- Modulator IC16 zugeführt. Durch C139 erfolgt eine weitere Bedämpfung der tieferen Sprachfrequenzen. Bei der hier zum Einsatz kommenden Modulatorschaltung findet die universell verwendbare Gilbert-Zelle NE612 Anwendung. Die interne Oszillatorstufe ist inaktiv; über C137 wird



das erforderliche vom Seitenbandoszillator T20 kommende Trägersignal eingekoppelt. Das Balance-Poti P13 dient zur Einstellung der max. Trägerunterdrückung. Beim CW-Sendemodus wird der Modulator mittels T29- R116 debalanciert, d.h. das Trägerfrequenzsignal wird nicht mehr unterdrückt sondern voll zum Modulator- Ausgang hin durchgereicht. Um unerwünschte Einschwingvorgänge des Modulators bei der S/E-Umschaltung zu vermeiden, erhält IC16 permanent Versorgungsspannung; aus diesem Grund sperrt T30 den Modulationsweg während der Empfangsphase und unterbindet somit die Erzeugung eines DSB- Signals bei offenem Mikrofon. Durch diese Maßnahme wird ein evtl. Übersprechen auf den hoch verstärkenden ZF-Teil sicher vermieden. An Pin5 von IC16 steht das nunmehr erzeugte 8 MHz DSB- Signal zur Weiterleitung an die nachfolgende Verstärkerstufe mit T14 zur Verfügung. Collectorseitig arbeitet T14 auf den über Tr.8 im Verhältnis 1:1 transformierten Filter-Abschlusswiderstand R64; in Verbindung mit R66 ergibt sich dabei eine Stufenverstärkung von 6dB. Während des Empfangsbetriebs unterbricht T15 den Emitterkreis von T14 mit der Folge, dass nunmehr dessen Collector-Basisstrecke von der über R65 zugeführten Gleichspannung gesperrt wird. Pin 12 auf der Platine führt zu diesem Zeitpunkt Massepoten-

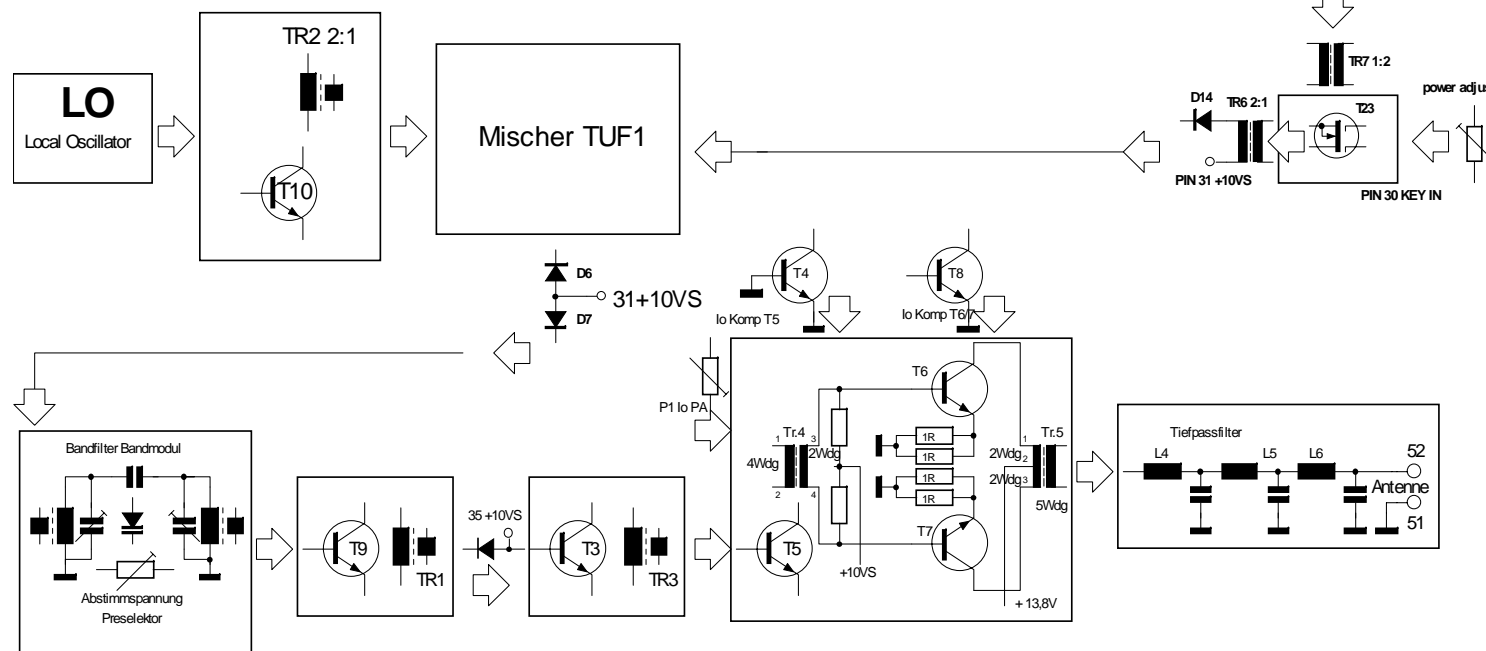
tial d. h. die PIN- Diode D22 wird ebenfalls über R65 gesperrt. Dieser Schaltungskniff dient dazu, das bei Empfang permanent an der Basis von T14 anstehende Restträgersignal möglichst hoch zum ZF- Eingang von IC9 hin zu dämpfen. Im Sendefall durchläuft das verstärkte 8MHz- DSB- Signal das Cohn- Filter in umgekehrter Richtung und erscheint an der Primärseite von Tr.7 nunmehr als Einseitenbandsignal mit unterdrücktem Träger. Die Seitenbandlage wird dabei von der mit T20 erzeugten aktuellen Trägerfrequenz bestimmt. Über C85 erfolgt Ankopplung des SSB- Signals an die nachfolgende Verstärkerstufe mit T23. Die MOSFET-Tetrode erzielt dabei eine Spannungsverstärkung von etwa 6dB. Eine der Source zugeführte, vom TX-Power-Poti gelieferte positive Spannung bewirkt definierte Sperrung von T23 und gestattet somit TX-Leistungseinstellung. Beim CW- Sendebetrieb erfolgt die Sendertastung durch Unterbrechung der Drain- Spannung (Pin 30). Der Trenntrafo Tr.6 transformiert den von R98 bestimmten 200 Ohm Ausgangswiderstand auf die 50 Ohm- Ebene. Über die PIN- Diode D14 gelangt das 8MHz- SSB- Sendesignal zum IF- Port von M1. D13 ist nunmehr gesperrt und T12-T13 sind somit abgekoppelt.

## 8. Sendeteil:

Die Sendefrequenzaufbereitung erfolgt durch Mischung des 8 MHz SSB-Signals mit der LO- Frequenz. M1 arbeitet in diesem Fall als Sendemischer mit umgekehrter Signalrichtung. Das am RF- Port anstehende Mischer-

Bordspannung unabhängig.

- in der Gegentaktendstufe wird der robuste 2SC1969 mit großer Collectorstromreserve verwendet (guter Intermodulationsabstand)



- Der Ausgangstrafo Tr.5 wurde gegenüber der Originalversion wesentlich im Ferritvolumen vergrößert um Signalverzerrungen bei den Modulationsspitzen in Folge von Sättigungseffekten zu vermeiden.

Auf den Sender- Ausgangsübertrager folgt ein 3 stufiges Tschebyscheff-Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz von 33 MHz das Nebenausendungen, welche in die BC/ TV-Bereiche fallen auf >60 dBc dämpft. Die Welligkeit im Durchlassbereich beträgt max. 0,3 dB. Für die Bänder 80m bis 17m sollte das für den „Tramp“ konzipierte elektronisch

Ausgangsspektrum wird über die durchgeschalteten PIN- Dioden D6- D7 sowie C35 zur Eingangs- Sammelschiene des nunmehr als Sender- Vorfilter wirkenden Preselektors weitergeleitet. In Folge der hohen Filterselektion erfolgt hier eine starke Dämpfung der nichterwünschten Mischer- Ausgangsprodukte. Das selektierte Nutzsignal wird von der Ausgangs- Sammelschiene über C36 dem jetzt als Sender- Vorverstärker fungierenden T9 zugeführt. Das über Tr.1 ausgekoppelte um 18dB verstärkte Sendesignal gelangt über die leitende PIN- Diode D3 zum Eingang des nachfolgenden Vortreibers mit T3. Die Stufenverstärkung wurde so gewählt, dass der nachfolgende 2- stufige Leistungsverstärker voll angesteuert werden kann. Tr.3 dient zur Impedanzanpassung des dynamischen Ausgangswiderstands von T3 an den Eingangswiderstand von T5. Die Schaltung des Leistungsteils mit T5-T6-T7 entspricht im wesentlichen der vielfach bewährten DL-QRP- PA nach DL2AVH mit geringfügigen Modifikationen:

umschaltbare Ausgangsfilter unbedingt nachgeschaltet werden um Oberwellen, welche in die höheren Amateurbänder fallen würden zu unterdrücken. D11 arbeitet als Messgleichrichter für die rel. Outputanzeige. Um ein unkontrolliertes Schwingen des gesamten Sendeteils zu vermeiden muss die Entkopplung zwischen Sender- Ausgang und der S/ E- Umschaltdiode D8 mindestens 70 dB betragen. Versuche mit diversen elektronischen Schaltern scheiterten an der Unverträglichkeit gegenüber der hohen HF- Spannung von bis zu 70 Vss. Da der Schalter keinen HF- Strom führen muss (nur bei Empfang aktiv) fiel die Wahl auf den Einsatz eines kleinen DIL- Reedrelais welches durch die Kurzschlußmöglichkeit des Übersprechsignals (Wechselkontakt) o. g. Forderung mühelos erfüllt. Die Ansprechzeit des Relais beträgt nur 0,5ms; die Lebensdauer liegt bei ca. 10 Millionen! Schaltspielen. Dank der geringen zu bewegenden Ankermasse ist kein Klappern zu vernehmen.

**9. CW-Steuerlogik+ S/E-Umschaltung:**  
Pin 2 der CPU (IC7) ist ein bidirektionaler Port mit folgenden Funktionen:

- Der PA- Ruhestrom ist mittels P1 einstellbar und nunmehr von der

Im Empfangsmodus wird Pin2 durch einen internen Pull- up- Widerstand auf high-Potenzial gehalten. Wird der in IC7 integrierte Keyer betätigt wechselt Pin2 (IC7) im Zeichenrythmus von high nach low. Synchron zu diesem Vorgang wird über Pin15 von IC7 ein Mithörton generiert. Ferner wird automatisch die evt. programmierte RIT/ XIT aktiviert.

Möchte man den internen Keyer nicht verwenden, so besteht die Möglichkeit eine externe Tastung durchzuführen. Zu diesem Zweck wird Pin53 über R103-D31 im Tastrythmus mit Massepotential verbunden. Beim SSB- Betrieb erfolgt eine Dauertastung des gleichen Pins mittels PTT. Um den störenden Dauer- Mithörton dabei zu vermeiden erfolgt über T18/ T19 Stummschaltung des Mithörton- Eingangs von IC11.

Beim CW- Betrieb ist Pin9 (Lötpin) mit +10V verbunden, d.h. Pin10 von IC13 wechselt im Zeichenrythmus von low nach high . Mittels R106- C127 werden die Tastflanken verrundet und das so behandelte Signal über den Spannungsfolger T25 als Weichtastspannung der Verstärkerstufe T23 zugeführt. T26 wird während der high-Phase von Pin10 (IC13) leitend und entlädt über R108 den Zeitkondensator C128 mit sehr kurzer Zeitkonstante. Beim Unterschreiten der Triggerschwelle von Pin6 (IC13) wechselt Pin4 nach high und somit Pin3 nach low mit der Folge, daß T27 nunmehr sperrt und T28 durchschaltet (beides P- Kanal Anreicherungs- MOSFETs). Das Gerät wird somit in den Sendemodus umgeschaltet. Nach Beenden der Tastung bleibt dieser Zustand so lange aufrecht erhalten, bis sich C128 über das Delay- Poti P12 sowie R107 wieder über die Triggerschwelle von Pin6 (IC13) aufgeladen hat; danach wird T28 gesperrt und T27 leitend. Das Gerät wechselt wieder in den Empfangsmodus zurück.

Beim SSB- Betrieb liegt an Pin9 (Lötpin) keine Spannung an d.h. das dazugehörige Gatter ist blockiert und somit sind T25/ T26 inaktiv. Pin5 (IC13) wird nunmehr vom PTT- Taster direkt gesteuert. Die S/E- Umschaltung arbeitet nunmehr ohne Abfallverzögerung.

### 10. Stabilisierungsstufen:

Um die spannungsrelevanten Parameter des Sende/ Empfangsteils von der Versorgungsspannung unabhängig zu machen, werden alle kritischen Schaltungsteile von einer im Low- Drop- Spannungsregler IC15 erzeugten stabilisierten 10V- Spannung direkt oder über nachgeschaltete Zusatzregler ver-

sorgt. Dieses Schaltungskonzept gestattet es das Gerät in einem Versorgungsspannungsbereich von 10,8- 15V zu betreiben. Der 5V- Spannungsregler IC5 dient zur Speisung von IC1-IC4 und IC6-IC7; D2 reduziert dabei die an IC5 entstehende Verlustleistung. Das Siebglied R11- C12 in Verbindung mit D1 verhindert störende Ausregeeffekte der PLL- Schleife bei kurzzeitigen Spannungseinbrüchen auf der 10V- Versorgungsspannung während des Umschaltvorgangs von Empfang nach Senden (verchirptes 1. CW- Zeichen). Der 6V- Spannungsregler IC14 versorgt IC16- IC17 sowie T20 mit Betriebsspannung.

### 11. optionale Schaltungsteile:

Der JFET- Sourcefolger T11 dient zur belastungsfreien Auskopplung des LO- Signals. An den Lötpins 16- 17 steht eine Spannung von etwa 100mVeff zur Weiterleitung an eine externe Frequenzanzeige zur Verfügung.

Eine 7- Segment Frequenzanzeigeplatine zum Anschluss an IC7 in Verbindung mit einer neuen Softwareversion ist in Vorbereitung.

Autor: Peter Solf DK1HE

11. 12. 2003

In der Zwischenzeit haben wir für den Speaky wahlweise eine dreistellige Anzeige der DDS Frequenz für Speaky Kreationen in sehr kleinen Gehäusen, und eine vollwertige Frequenzanzeige die auf einem PIC Frequenzzähler basiert, die LO Frequenz auszählt und ein Hintergrund beleuchtetes LCD Display hat.

Die Anzahl der SMD Teile musste aus HF-Technischen Gründen erhöht werden (Vermeidung von Meißner Schwingungen in hochverstärkenden Stufen, alle SMD Teile werden im Bausatz aber fertig montiert ausgeliefert

März 2004 DL2FI