

GERÄTE

Bild 4:
Schaltung des
Oszillators

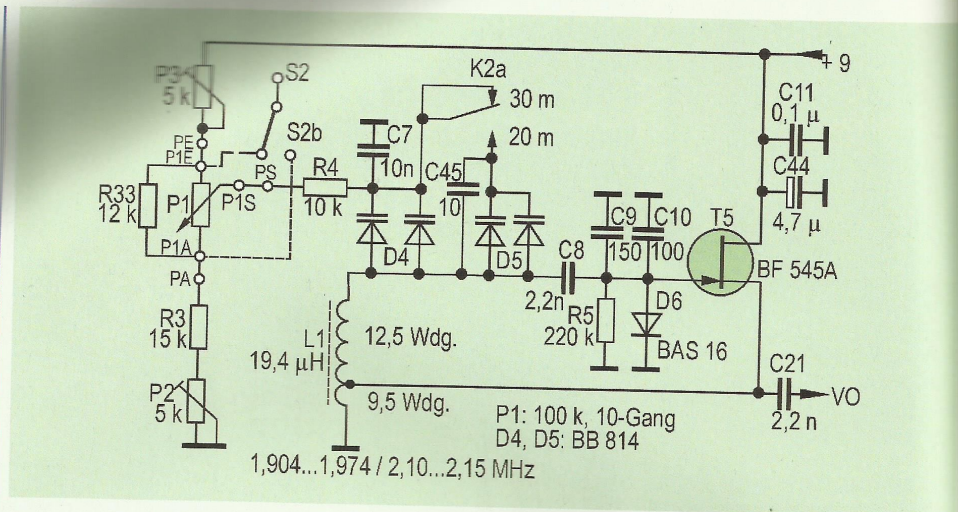


Bild 5:
Frequenz-
aufbereitung
des Trx

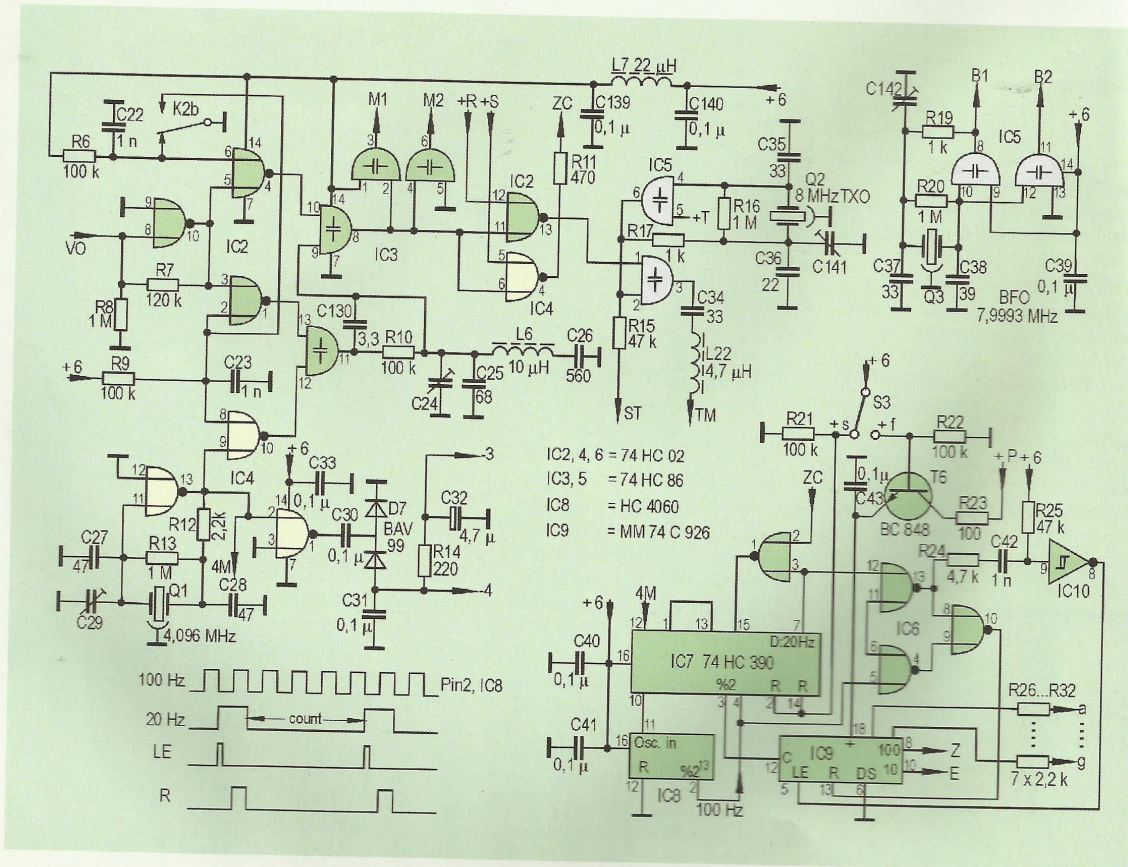
HF logisch

Oszillatoren dienen in Funkgeräten zum Umschalten von Mixern und, bei CW, von PA-Transistoren im C-Betrieb. Es ist zwar ungewöhnlich, liegt aber nahe, für diese Funktionen auf

schlichte HCMOS-Gatter als schnelle, symmetrisch begrenzende Verstärker zurückzugreifen; das spart Strom und viele Bauelemente.

Die Frequenzaufbereitung zeigt Bild 5. Ein Exklusiv/Oder-Gatter z.B. ist nichts

anderes als ein an beiden Eingängen übersteuerter symmetrischer Mischer, und so wird es hier bei der LO-Synthese (IC3 Pins 8...10) und als Sendemischer (IC5 Pins 1...3) auch benutzt. Ferner arbeitet es, je nach Wahl des Logik-Pe-



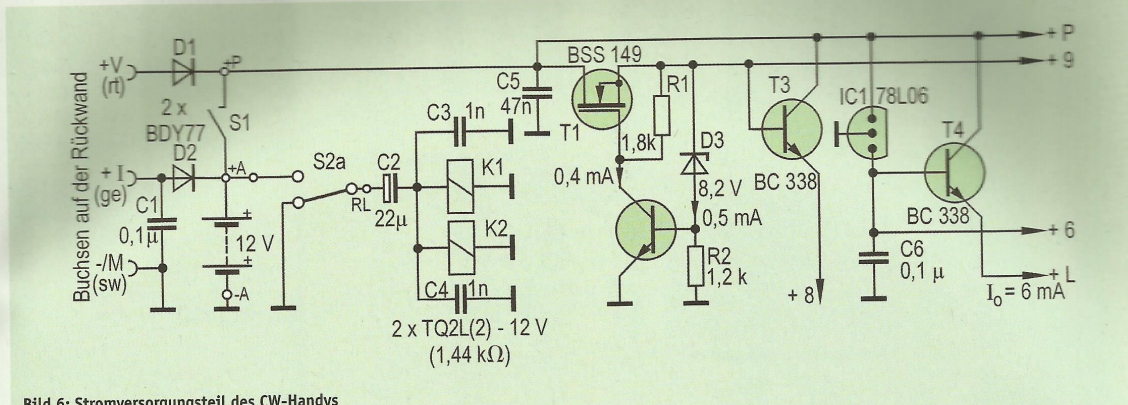


Bild 6: Stromversorgungsteil des CW-Handys

gels am anderen Eingang, invertierend oder nicht invertierend. Auf diese Weise kann man mit zwei Gattern eine Gegentaktstufe ohne Laufzeitdifferenz aufbauen, siehe IC3 Pins 1...6 für den Rx-Mischer und IC5 Pins 8...13 für den BFO. Nach der etwas brutal anmutenden Mischung von zwei Rechtecksignalen ist allerdings ein hochgütiger Filterkreis mit Spiegelfrequenz-Falle zum Herausheben des Nutzbandes erforderlich, sonst verbleibt ein zu großer Phasenjitter, der zu Instabilitäten führen kann.

Spannungsregler

Die Schaltung zeigt Bild 6. Die Analogstufen speist ein 9-V-Stabilisator mit einem Depletion-MOS (T1) als Stellglied. Seine Kennlinie $I_D = f_{UGS}$ gleicht im Prinzip der eines normalen n-Kanal-JFET, nur besitzt er eine höhere Steilheit und Belastbarkeit. Mit nur fünf Bauelementen und knapp 1 mA Strombedarf reagiert die Schaltung schnell und sehr genau auf Spannungsschwankungen: $U_o = 9,00\text{ V}$ bei $U_i = 9,04\text{ V}$ und $U_o = 9,01\text{ V}$ bei $U_i = 9,07...15\text{ V}$. Damit wird der VFO direkt versorgt; die übrigen HF-Stufen, deren Stromaufnahme zum Teil stark schwankt, sind sicherheitshalber mit einem Emitterfol-

ger (T3) entkoppelt. In gleicher Weise sind auch der NF-Endverstärker IC25 mit T4 und der Frequenzzähler IC9 mit T6 von der 6-V-Digitalstufen-Betriebsspannung entkoppelt.

HF-Selektion

Betrachten wir Bild 7. Das Empfangssignal von der Antenne passiert ein hochgütiges 2-Kreis-Bandfilter (L2...L5) bevor es zum HF-Vorverstärker T17 gelangt. Die Bandumschaltung erfolgt ohne Dauerstrom mit den bistabilen Relais K1 und K2, angetrieben durch den Auflade- bzw. den Entlade-Stromimpuls vom Elko C2. Dieser ist über den Bandschalter S2 direkt mit dem Akku verbunden, damit die Relaisstellung immer eindeutig ist. Der HF-Bandpass wird zur Bereinigung des Spektrums beim Senden vor der PA eingeschleift. (wird fortgesetzt) CQDL

Wickeldaten für Spulen und Transformatoren

- L1: 12,5 Wdg. (innen) + 9,5 Wdg. (außen) 4 x 0,15 mm CuL (quadrofilär) in Schalenkern P11/7-K1- 40 nH oder -4C6-40 nH; [alternativ: Kern RM5-K1-40 nH, bewickelt mit 0,4 mm CuL]
- L2: 15 + 3 Wdg. 0,4 mm CuL auf Ringkern T44-6 (gelb) (8)
- L5: 9 + 9 Wdg. 0,4 mm CuL auf Ringkern T44-6 (gelb) (8)
- L10: 2 x 2 + 2 x 2 + 5 Wdg. 0,4 mm CuL in Doppellochkern 14 x 14 x 8 mm aus K1 (violett) L11, L12: 10 Wdg. 0,4 mm CuL auf Ringkern T44-6 (gelb) *)
- L15: 25 Wdg. 0,15 mm CuL + 1 Wdg. ca. 0,5 mm Durchm. isoliert auf Ringkern 9 x 3 mm aus 4C6 (violett)
- L16: 12 + 11 Wdg. 0,15 mm CuL in Doppellochkern 7 x 6 x 4 mm aus K1-Ferrit (violett). Zuerst 2 x 11 Wdg. bifilar verdreht, dann Enden einer Wicklung noch mal zur anderen Seite durchfädeln.
- L21: 8 + 2 x 7 Wdg. 0,15 mm CuL in Doppellochkern 7 x 6 x 4 mm aus K1-Ferrit (violett). Zuerst 3 x 7 Wdg. trifilar verdreht, dann Enden einer Wicklung noch mal zur anderen Seite durchfädeln.

*) Wickelsinn passend zu den Lötäugen, siehe auch Bestückungsplan der Oberseite

Literatur und Bezugsquellen

- [1] Jo Becker, DJ8IL: „Moderne Direktmisch-Empfänger zum Selbstbau“, 2. KW-Tagung des Distrikts Bayern-Süd, FH München, 13.3.93, S. 72ff.
- [2] Rohde & Schwarz GmbH, München
- [3] Signetics/Philips: „Audio Decibel Level Detector“, Application Note AN1981 zum NE604, 1989.
- [4] Elecraft K2 in Funkamateurl/2000, Seite 26 und 27.

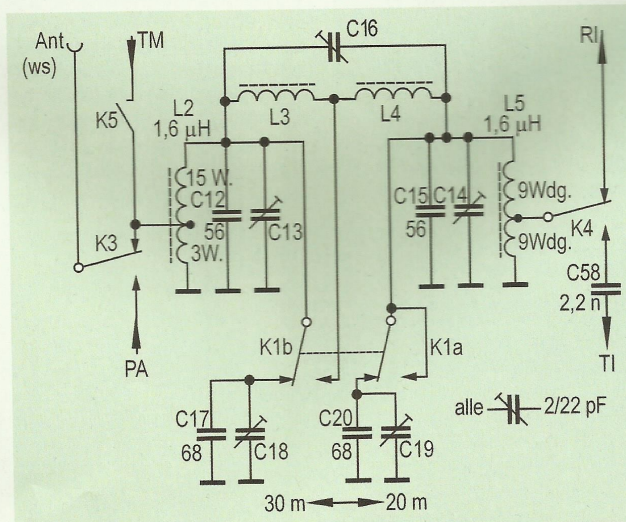


Bild 7: Schaltung der HF-Selektion

Auf dem Weg zum KW-Handy

Dipl.-Ing. Jo Becker, DJ8IL

Der zweite und letzte Teil des Beitrags behandelt die restlichen Baugruppen des Mini-Trx wie Rx-Mischer, Sensor-Keyer und PA.



Mischung und AGC

Als Rx-Mischer dient ein DMOS-Quartett (IC23), welches man auch in kommerziellen Empfängern findet (Bild 9). Es ist kapazitätsarm und großsignalfest und kann einfach von HCMOS-Gattern mit der LO-Frequenz umgeschaltet werden. C102 und R83 wirken mit den PN-Übergängen von Drain und Source zum Kristall-Substrat als Spitzenwert-Gleichrichter. Dadurch wird das Substrat automatisch auf das negativste vorhandene Potenzial vorgespannt, aber nur soviel wie nötig, um den erforderlichen Schaltheub an den Gates nicht unnötig zu vergrößern [2].

Nach einem 50-Ω-Diodenringmischer würde man eine Norton-Verstärkerstufe erwarten. Hier folgt stattdessen wieder ein Dual-Gate-MOSFET, der an den hochohmigeren FET-Mischer besser rauschangepasst ist und praktisch keine Rückwirkung aufweist. Damit entfallen der Diplexer und mindestens zwei HF-Trafos.

Die AGC wird vom NF-Signal am Ort der geringsten Bandbreite abgeleitet. Sie wirkt erst oberhalb des S-Meter-Bereichs, ab ca. $100 \mu V_{eff}$ Antennenspannung, und hält den NF-Signalpegel über 75 dB konstant. Erst noch stärkere Signale als 0,6 V klingen verzerrt. Man hört so ein leises konstantes Rauschen hinter einer Vielzahl unterschiedlich lauter Signale. Dies entspricht mehr unserer normalen Hörumgebung, ermüdet also auch weniger als das stärkere und vom Signalpegel abhängig pumpende Rauschen bei frühem AGC-Einsatz.

Bild 8: Schaltung für das Display

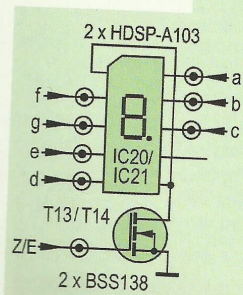
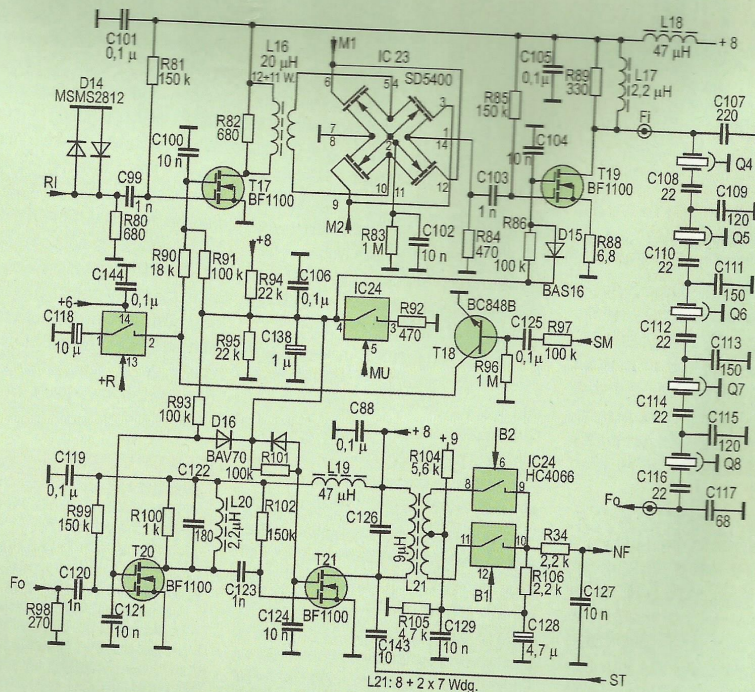


Bild 9: Stromlaufplan für den HF- und ZF-Teil des Rx



AGC-Regelfühler ist T18. Die Regelspannung wird im Elko C118 gespeichert. IC24 trennt C118 ab solange der Sender läuft, damit danach sofort der Empfang wie vor dem gesendeten Zeichen fortgesetzt werden kann. Damit ist Zwischenhören der Gegenstation (QSK, CW-BK) auch bei schnellstem Gebetempo möglich.

T17 und T19 bis T21 sind moderne Enhancement-Dual-Gate-MOS, die zum völligen Abregeln keine negative Spannung am G2 benötigen; das vereinfacht ihre Beschaltung. Geregelt wird nur der HF-Vorverstärker; sein Regelungsbereich von 75 dB reicht aus zur Anpassung der HF-Dynamik an den geringeren NF-Rauschabstand.

NF-Zug, Mithörton und Timing

Nach dem BFO-Mischer (IC24) folgt ein NF-Tiefpass (IC17, Pins 5...7) als zusätzliches Rauschfilter (Bild 10). Er kann mit S3 über IC18 auf Bandpass-Charakteristik mit 160 Hz Bandbreite umgeschaltet werden.

Die Verstärkung der NF-Endstufe (IC25) lässt sich dB-linear mit der Gleichspannung am Pin 4 einstellen. Man benötigt also kein logarithmisches Lautstärke-Potenzio (was in tropfenfester Miniaturausführung zurzeit schwer zu finden ist). Der Mithörton wird durch Einkoppeln des 8-MHz-Signals vom Tx-CO in den BFO-Mischer gewonnen. Er hat von daher die exakt richtige Frequenz und ist schon fast sinusförmig. Nach dem NF-Bandpass schwingt er angenehm weich an und aus (Bild 17).

Die Empfänger-Stummschaltung greift am Gate 2 der ZF-Verstärker. An kritischen Stellen übernehmen Reedrelais fast geräuschlos die Sende-/Empfangs-Umschaltung.

Sender und Antennenanpassung

Die Gegentakt-PA mit preiswerten Power-MOS (T8, T9) wird direkt von einem ACMOS-Baustein (IC15) angesteuert, der fünfmal soviel Ausgangsstrom liefern kann wie normale HCMOS-ICs. An den Power-MOS verbleibt dadurch eine geringere Restspannung; der Wirkungsgrad steigt von knapp 40 % auf rund 50 %. Nach dem zweikreisigen Ausgangstiefpass L11, L12 erscheinen Ober- und Nebenwellen um mehr als 40 dB gedämpft, trotz des engen ungeschirmten Aufbaus. Die Sendeleistung kann mit P5 justiert werden, der Grad der Weich-tastung (Bild 17) mit C62.

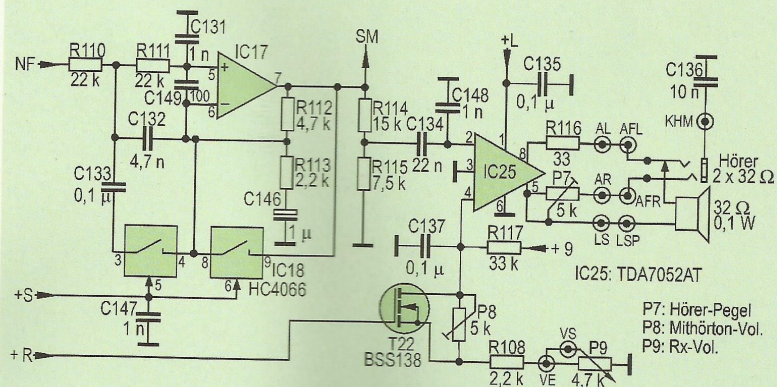
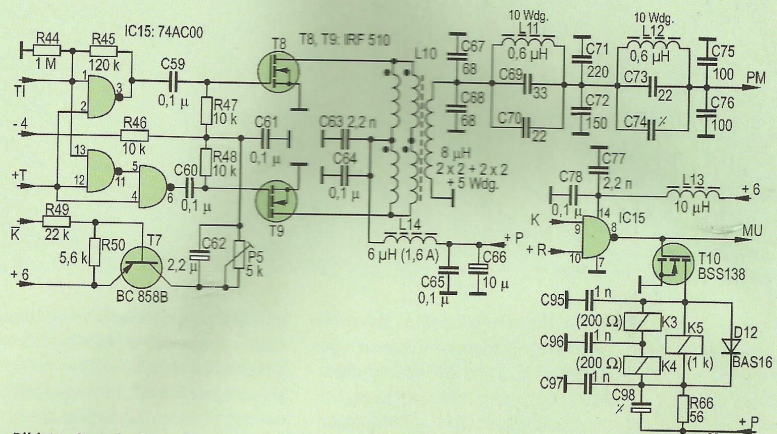


Bild 10: Stromlaufplan für den NF-Zug



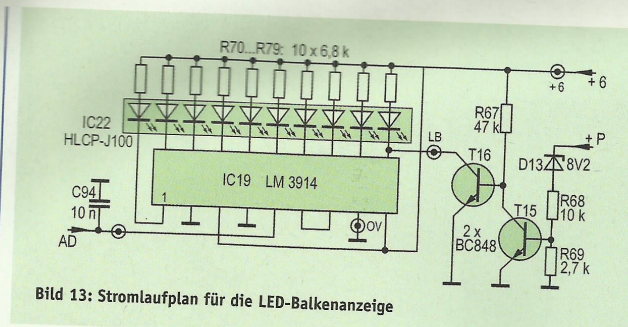


Bild 13: Stromlaufplan für die LED-Balkenanzeige

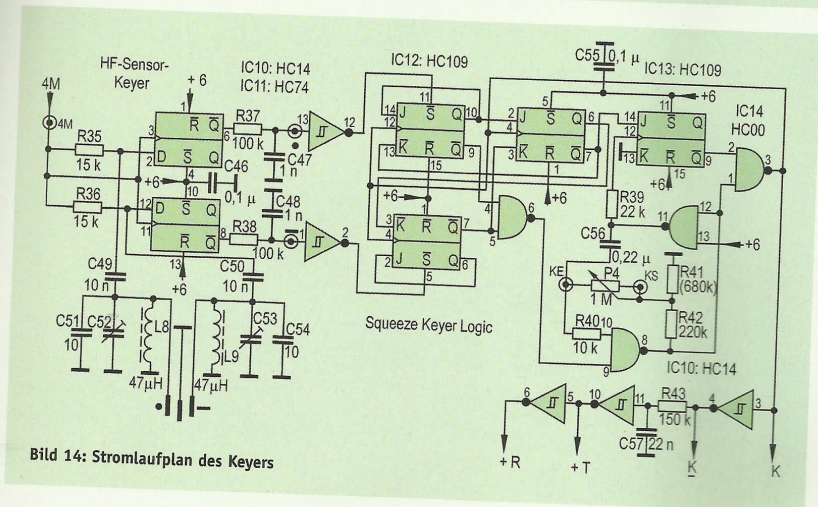
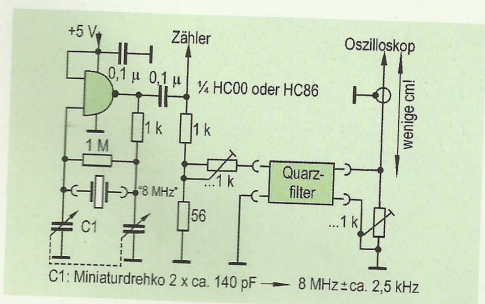


Bild 14: Stromlaufplan des Keyers

Die SWR-Messbrücke (L15, D8 usw.) wird hier in doppelter Funktion benutzt: An R53 und R55 entsteht eine Spannung proportional zur hinlaufenden Welle U_h , an R54 + R56 proportional zur reflektierten Welle U_r . Die Spannung am Ausgang des Summierverstärkers IC17, Pins 1...3, welche beim Senden als Leuchtband angezeigt wird, ist proportional zu $U_h - n \times U_r$ mit $n = (R53 + R55) / (R54 + R56)$.

Bild 15: Versuchsaufbau zur Quarzauswahl



Auge gefasst. Aus Platz- bzw. Kostengründen habe ich dann eine neue Baugruppe entwickelt, die sich aus der Analogschichtentechnik herleitet. Hier zunächst ein kurzer Datenvergleich:

- Mit NE604: 12 teils große Bauelemente, 3 mA Strombedarf, 11,40 €, 65 dB Anzeigebereich
- Mit AD8307: 13 Bauelemente, 8 mA Strombedarf, 22,40 €, 88 dB Anzeigebereich
- Mein Entwurf: 19 kleine Bauelemente, 2 mA Strombedarf, 6,80 €, 80 dB Anzeigebereich

Die Baugruppe (Bild 12) enthält einen Präzisionsgleichrichter (IC16, D10) und einen Logarithmierer mit Tiefpass. Der Kurzschlussstrom aus R61/R62 bildet, nach Glättung mittels C92, den Kollektorstrom von T11. Dieser ist nun proportional zum Absolutwert der Eingangsspannung, wobei der Messbereich nach unten durch die Offsetspannung von IC16 begrenzt ist. In T11 wird der logarithmische Zusammenhang zwischen U_{BE} und I_C ausgenutzt. T12 dient zur Temperaturkompensation und als Impedanzwandler.

Mit P6 wird z.B. der S9-Punkt auf der Leuchtbalken-Anzeige festgelegt. R65 bestimmt die Skalenspreizung, also dass z.B. eine LED bei S1 und neun LEDs bei S9 leuchten. Infolge der Toleranzen des LM3914 kann der optimale Wert für R65 um $\pm 10\%$ schwanken, was eine S-Stufe mehr oder weniger ausmacht – aber was bedeutet das schon im Vergleich zu den „Schätzreizen“ in so vielen teuren Industriegeräten!

HF-Sensor-Keyer

Offene Kontakte sind anfällig gegen Korrosion, z.B. durch Meerwasser, Gelenke können klemmen, z.B. durch Flugsand. Elastische Paddles, die auf Reed-Kontakte oder Lichtschranken wirken sind zuverlässig, aber brauchen viel Platz. So landete ich bei Berührungs-Gebern. Die ersten Versuche mit Gleichstrom oder Wechselstrom mit Amplituden-Diskriminierung scheiterten am zu stark schwankenden Hautwiderstand und an der geringen Kapazität der Finger (ca. 10 pF). Erst HF-Betrieb mit ca. 2...4 MHz und Phasendiskriminierung erwies sich als unkritisch und zuverlässig.

Alles was man davon auf den Fotos (siehe Teil 1) sieht, sind drei Bügel aus 2 mm CuL-Draht vor dem Lautsprecher. Sie sind Teil zweier ungefähr kritisch gedämpfter Resonanzkreise, die mit C52

Leistungsdaten

Strombedarf Rx: 85...95 mA; Tx: je nach eingestellter Leistung, bei 5 W ca. 1 A

Intermodulation: IP3 = -4,5 dBm, gemessen bei 10,1 MHz mit 2 x -36 dBm in +20 und +40 kHz Abstand

Empfindlichkeit: (S+N)/N = 10 dB bei 0,09 µV im 30-m-Band und 0,14 µV im 20-m-Band.

Alle drei Werte lassen sich gleichermaßen durch Vergrößern von R88 zu höheren Pegeln verschieben.

und C53 etwas oberhalb der Ansteuerfrequenz abgestimmt sind (Bild 14). Dadurch eilt ihre Spannung dem Clock-Signal in der Phase voraus, und die D-Flipflops in IC11 melden Q = High. Bei Berührung sinkt die Resonanz unter die Ansteuerfrequenz; die Phase eilt nach, und bei Eintreffen der Clock-Flanke sehen die Diskriminator-Flipflops Low.

Nun kann der Zustand der Haut so sein, dass sie die HF an den Sensorkreisen auch stark dämpft. Das führt aber zur gleichen Reaktion wie die Verstimmung. Die Tiefpassglieder R37, C47 und R38, C48 bewirken, dass nur ein HF-Signal extrem hoher Feldstärke in direkter Umgebung der Ansteuerfrequenz Störungen verursachen könnte. In der Squeeze-Keyer-Logik (IC12...IC14) fällt der Widerstand R41 auf. Damit kann man das Verhältnis von Punkt- zu Pausendauer, welches etwas von Toleranzen der CMOS-Schaltsschwelle abhängt, justieren. Analoges gilt für R8 im VFO-Verstärker und R44 im PA-Treiber: Hiermit kann man auf maximale Unterdrückung der geradzahlgigen Oberwellen trimmen.

Quarzfilter-Dimensionierung

Bild 15 zeigt dazu einen Versuchsaufbau. Zuerst werden die Quarze im Oszillator (CMOS-Inverter mit $2 \times 47 \text{ pF}$) auf 10 Hz genau ausgezählt. Die fünf Quarze, die am besten übereinstimmen, bilden später das Filter, zwei weitere den BFO und den Tx-CO.

Beim Filter kommt es auf die Serienresonanz an, welche etwa 1,5 kHz tiefer liegt als die Katalog-Frequenz. Mit Hilfe der Cz lässt sie sich jedoch problemlos in den gewünschten Durchlassbereich hochziehen. Die Passbanddämpfung stieg dabei nicht merklich an. Zur Optimierung des Durchlassbandes reichen Oszilloskop, Frequenzzähler und der Quarzoszillator, diesmal mit einem kleinen Doppeldrehko $2 \times 140 \text{ pF}$ bestückt. Das ergab einen Abstimmbereich von $8 \text{ MHz} \pm 2,5 \text{ kHz}$.

Wenn man zehn Billigquarze auf einmal bestellt, erhält man mit hoher Wahrscheinlichkeit mindestens fünf aus demselben Produktionslos, die dann auch in ihrer Resonanzfrequenz relativ wenig (unter 100 Hz) voneinander abweichen. Man erspart sich so das individuelle Optimieren der einzelnen Cz. Meine Quarze lagen alle an der unteren Grenze der Katalog-Toleranz. Dies ist der kritischste Fall und führt zu den kleinsten Cz-Werten.

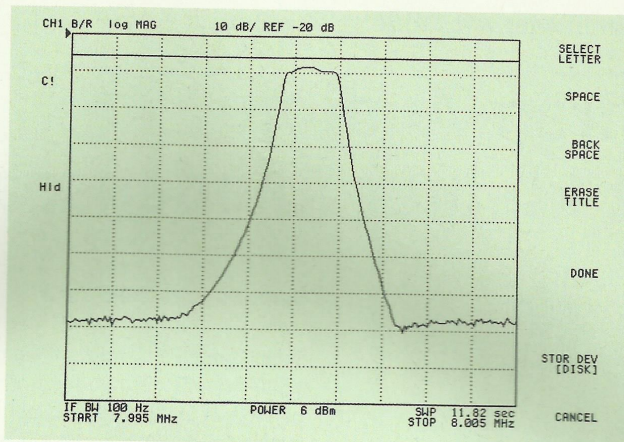


Bild 16: Durchlasskurve vom Selbstbau-Quarzfilter mit 3,5 dB Dämpfung bei 8,0 MHz und 1,5 dB Welligkeit

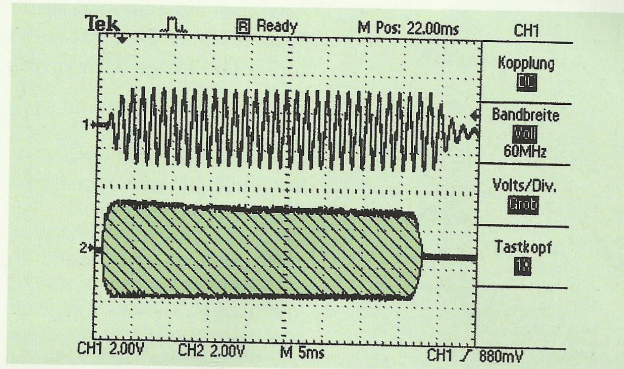


Bild 17: Oben der Mithörten am Kopfhörerausgang, unten der Sendeimpuls nach 20-dB-Dämpfungsglied 5 W auf 20 m

Die Koppelkapazitäten C_x bestimmen die Breite des Durchlassbandes. Dabei verschiebt sich praktisch nur die obere Filterflanke. Die Randkapazitäten C_y und die Abschlusswiderstände (z.B. 300Ω) beeinflussen im Wesentlichen die Welligkeit und die Dämpfung im Durchlassbereich. Die Sperrdämpfung wächst mit der Anzahl der Quarze. Mit jedem weiteren Quarz sind ca. 15 bis 20 dB mehr zu erwarten. **Bild 16** zeigt mein Ergebnis am Spektrum-Analyser. Auf variable ZF-Bandbreite, d.h., Ersatz der C_x und C_y durch Kapazitätsdioden, wurde verzichtet. Man muss dabei Kompromisse bezüglich Welligkeit und Durchgangsdämpfung schließen, siehe z.B. [4]. Zum Durchsuchen ist eine etwas größere Bandbreite – hier 1,2 kHz – ganz angenehm.

Antenne

Meine in den Fotos gezeigte portable Antenne besteht aus $2 \times 8 \text{ m}$ aufgespulten blanker Cu-Litze von 1 mm Durchmesser plus $2 \times 5 \text{ m}$ Aufzieh-Schnur aus 0,5 mm Dacron. Als Ausgangspunkt für beide Bänder sind bei 5,1 m

und 7,2 m abgewickelter Drahtlänge Markierungen angebracht. Zum Betrieb wird die Antenne vom CW-Handy (auf einem isolierenden Tisch o.ä.) symmetrisch bis auf 3 oder 4 m Höhe an den Drahtenden aufgespannt. Das Ganze ist ziemlich unkritisch.

Die Resonanz – das Maximum der Leuchtbalke-Anzeige – ist 1...2 Windungen breit, und die Polung am Funkgerät spielt erwartungsgemäß keine Rolle.

Mit der Rauschbrücke maß ich so eine Fußpunktimpedanz von $50 \Omega + 0,13 \mu\text{H}$ im 20-m-Band bzw. $45 \Omega + 0,15 \mu\text{H}$ im 30-m-Band. Beides bedeutet $\text{SWR} \approx 1,25$.

Natürlich kann man auch einen Draht als Vertikalstrahler und den anderen als Radial benutzen.

Material für die Antennenspule

- 2 Stück Einbaustecker mit Gewindestutzen, Bestell-Nr. 12F164, 0,71 €, Bürklin.
- 2 x 8 m hochflexible blanker Cu-Litze 0,5 mm², Bestell-Nr. 06.10.1903 C, Leonische Drahtwerke, 1 mm Durchmesser, wiegt 5 g/m, besteht aus $7 \times 38 = 266$ Einzeldrähtchen, Nürnberg, Tel. (09 11) 2 02 32 52