

Rauscharmer VFO für großsignalfeste HF-Empfänger

1. Empfangskonzepte

Wenn die Konstruktion und der Aufbau eines empfindlichen und gleichzeitig großsignalfesten HF- Eingangsteils (1, 2) mit nachfolgendem ZF-Teil und Demodulatoren für unterschiedliche Betriebsarten gelungen ist, muß noch ein passender VFO realisiert werden. Das gängigste Empfangskonzept, ist der 1-fach Überlagerungsempfänger nach **Bild 1** (1), mit ZF bei 9 (10,7) MHz. Wenn der gesamte KW-Empfangsbereich von 0-30 MHz zur Verfügung stehen soll, muß der Lokaloszillator von 9-39 MHz abstimmbare sein. Da die ZF innerhalb des Empfangsbereiches liegt, treten Spiegelfrequenzen (Mehrfachempfangsstellen) auf, die nur durch hochwertige und steilflankige Suboktav-Bandpässe im Eingang des Empfängers unterdrückt werden können.

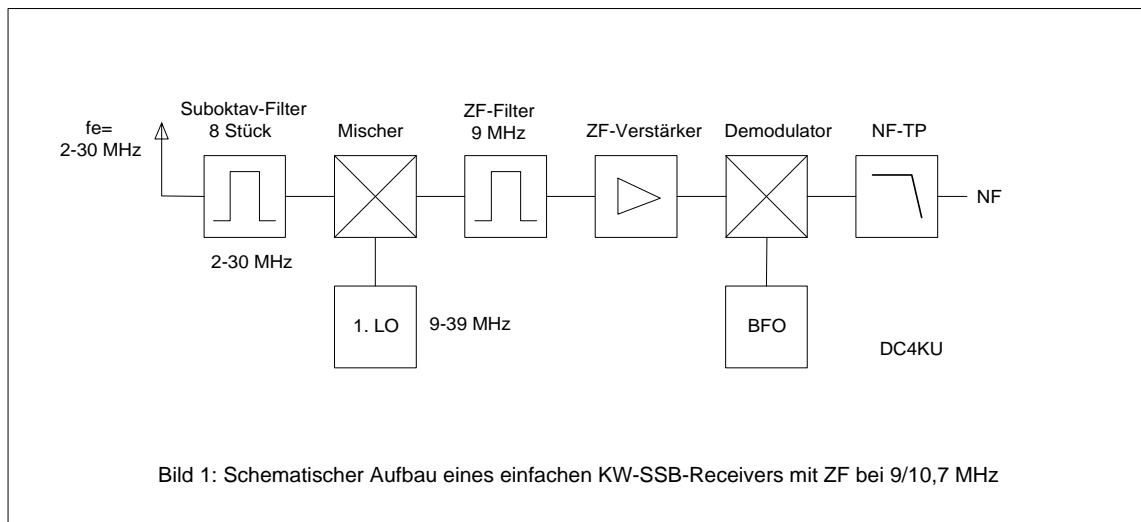


Bild 1: Blockschaltbild eines SSB/CW-Superhet-Empfängers

Den schematischen Aufbau eines Doppel-Überlagerungsempfängers (2) zeigt **Bild 2**. Die erste ZF liegt hoch, bei 40...80 MHz, auf jeden Fall oberhalb der höchsten Empfangsfrequenz. Bei einer 1. ZF von 40 MHz arbeitet der VFO von 40 – 70 MHz und die Spiegelfrequenz liegt bei 80-110 MHz. Sie läßt sich mit einem einfachen Tiefpaß mit Grenzfrequenz $f_g = 30$ MHz vor dem 1. Mischer wirkungsvoll unterdrücken. Wenn der Empfänger großsignalfest aufgebaut ist, können auf weiter Bandpassfilter im Eingang verzichtet werden.

Sollen die Betriebsarten CW, SSB, AM und FM zur Verfügung stehen, verfügt das erste ZF-Quarzfilter über eine Bandbreite von +/-6 kHz und die nachfolgenden, auf der niederfrequenten 2.ZF- Ebene, besitzen wählbare Auflösungsbandbreiten von 0.5 kHz, 2.4 kHz, 5 kHz und 12 kHz. Am Ausgang des ZF-Verstärkers müssen die entsprechenden Demodulatoren und Regelinrichtungen für die unterschiedlichen Betriebsarten vorhanden sein (3).

Bei guter Entkopplung zwischen 1. und 2. ZF kann eine Weitabselektion von >140 dB erreicht werden. Mit einem solchen Empfangssystem kann das Seitenbandrauschen (Sideband Noise=SBN) des eigenen VFO's ermittelt werden, wie später gezeigt wird.

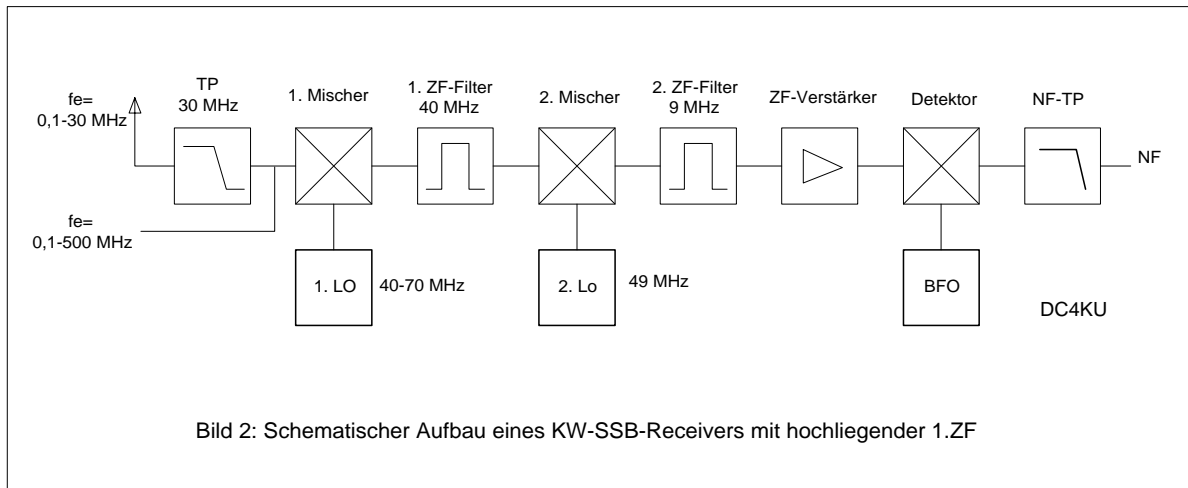


Bild 2: Blockschaltbild eines SSB/CW-Doppel-Superhet-Empfängers mit hochliegender 1. ZF

2. Spannungsgesteuerte Oszillatoren (VCO)

Als abstimmbare Überlagerungsozillatoren (1.LO) kommen fast ausnahmslos LC-Oszillatoren mit Kapazitätsdiodenabstimmung zum Einsatz (s.a. 4,5,6,7,8). Eine typische Schaltung hierfür ist der FET Oszillator nach **Bild 3 a)**. Man erkennt die Struktur der kapazitiven Dreipunktschaltung mit Rückkopplung von Source zum Gate, die HF wird an der Source oder rückwirkungsarm am Drain entnommen. Die Kapazitätsdiode verschiebt die Frequenz als Funktion der Steuerspannung U_R . Ist ein kontinuierlich abstimmbarer Oszillator mit extrem großem Abstimmbereich von z.B. $\Delta f=30$ MHz erforderlich, reicht eine einzelne Varicap nicht mehr aus. **Bild 3 b)** zeigt einen PLL gesteuerten VCO (Phasenrastoszillator), der im Frequenzbereich von 60-95 MHz über insgesamt 8 Varicapidioden abstimmbare ist.

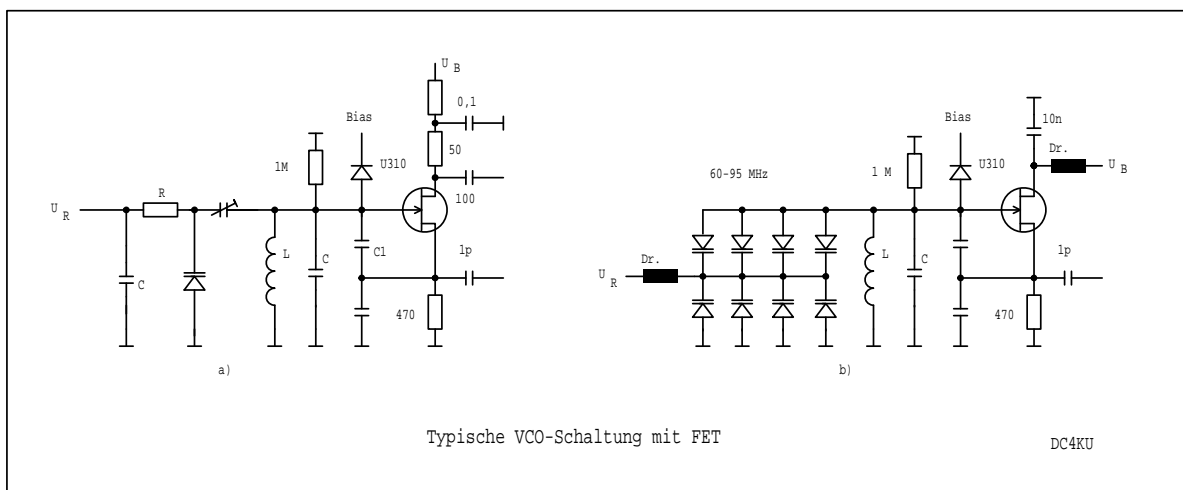


Bild 3: Typische VCO-Schaltung a) schmalbandiger – und b) breitbandiger Abstimmung

Obwohl die Abstimmung über Varicapidioden auf den ersten Blick als optimale Lösung erscheint, ergibt sich bei genauerer Betrachtung ein Problem. Geringes Oszillator-Phasenrauschen (SBN) weisen grundsätzlich Oszillatoren mit sehr hoher Schwingkreis-Güte (Q) auf, d. h. hohes Q aller Komponenten im Schwingkreis. Varicapidioden haben im VHF-Bereich eine relativ schlechte Güte. Werden die Dioden fest an den Schwingkreis gekoppelt, so muß man die schlechten Rauscheigenschaften akzeptieren. Der Breitband-VCO in **Bild 3 b)** erreicht bei optimaler Auslegung ein SBN von lediglich -120 dBc/Hz in 10 kHz Abstand zum Träger. Wie später gezeigt wird, ist dieses Seitenbandrauschen für großsignalfeste Empfänger viel zu hoch.

Um das Rauschen zu reduzieren, kann man den gesamten Durchstimmbereich auf 8 gleichartige VCO's mit je 5 MHz Durchstimmbereich und nur einer Varicap pro Schwingkreis aufteilen (16,8). Abgesehen von dem großen Aufwand, ist auch mit dieser Maßnahme das SBN kaum unter – 130dBc/Hz zu bringen. Lediglich bei sehr kleinem Abstimmverhältnis $\Delta f/f_0$ und schwacher Diodenankopplung an den Oszillatorkreis lassen sich gute Werte erreichen (13).

Bei Mehrband-Empfängern nach Bild 1 kommen zur Frequenzaufbereitung auch Premix-Oszillatoren zur Anwendung (9). Hierbei arbeitet der VFO in einem schmalen Abstimmbereich von z.B. 37..39 MHz, wird wahlweise mit 11 Quarzoszillatoren im 2-MHz-Abstand von 48 bis 68 MHz gemischt und liefert so die erforderliche Oszillatorausgangsfrequenz von 9-39 MHz. Die Spiegelfrequenz des Premix muß mit einem TP wirkungsvoll unterdrückt werden. Der Aufwand mit 11 Quarzoszillatoren ist hoch und die TK-Stabilisierung des hochfrequenten VFO's aufwendig.

3. Der Überlagerungoszillator und das Seitenbandrauschen (SBN)

Kein elektronische Bauteil ist frei von stochastischem Rauschen. Auch jeder Oszillator endlicher Güte und Bandbreite erzeugt durch Rauschen Frequenzabweichungen, welche die Phasencharakteristik des Oszillators beeinflusst. Im Frequenzbereich wird Phasenrauschen als Rauschseitenbänder rechts und links vom Träger sichtbar (10). Neben Phasenrauschen wirkt sich auch Amplitudenrauschen auf eine Verbreiterung des Signals aus. Im Trägerabstand von bis zu 100kHz besteht das Seitenbandrauschen jedoch praktisch ausschließlich aus Phasenrauschen (**Bild 4**).

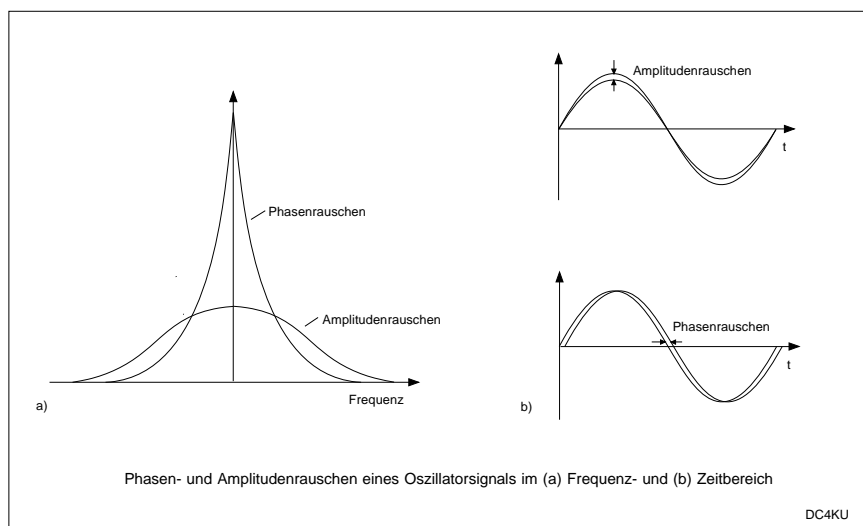


Bild 4: Phasen- und Amplitudenrauschen eines Oszillatorsignals im (a) Frequenz- und (b) Zeitbereich

Starkes SBN eines VFO's kann ein kleines Signal in Nachbarschaft eines starken Signals „zudecken“ und den Empfänger „taub“ machen. Beim Mischvorgang moduliert sich das Oszillator-Seitenbandrauschen auf das empfangene Signal auf (reziprokes Mischen) und kann damit zur Blockierung des Empfängers führen. Kleine Signale in der Nähe starker Signale können dann trotz ausreichender Filterselektion, Filterflankensteilheit und Empfindlichkeit vom Phasenrauschen des Oszillators zugerauscht werden (**Bild 5**). Eine weitere Quelle starken Seitenbandrauschens kann durch Vervielfachung (n) von Oszillatorfrequenzen ($f_0 \times n$) entstehen. Hierbei ist zu beachten, daß das Phasenrauschen des mit n multiplizierten Oszillatorsignals um das Maß $20 \log n$ ansteigt.

3.1 In welchem Maß reduziert das Phasenrauschen die Dynamik des Empfängers?

Egal, mit welchem Oszillator gearbeitet wird, bei großsignalen Empfangssystemen stellen sich ganz besondere Forderungen hinsichtlich des Seitenbandrauschens, wie folgende Betrachtung aufzeigen soll. Angenommen sei, der KW-Empfänger besitzt einen IP_3 von +30dBm und eine

Grenzeempfindlichkeit von $S = -128\text{dBm}$ bei 2,4 kHz-SSB-Rauschbandbreite (1). Hieraus resultiert ein maximaler Eingangspegel für intermodulationsfreien Empfang von

$$P_{\text{emax}} = 1/3 (2 \times IP_3 + S) = -23 \text{ dBm} (S9+50\text{dB})$$

und ein IM_3 -freier Dynamikumfang von

$$\text{Dynamikbereich} = P_{\text{emax}} - S = -23\text{dBm} - (-128\text{dBm}) = 105 \text{ dB}$$

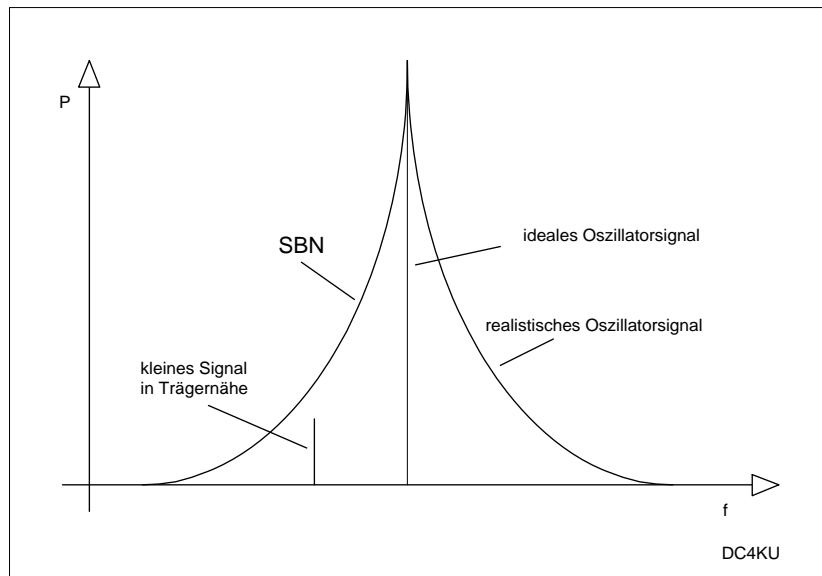


Bild 5: Dynamikreduktion durch Oszillator-Seitenbandrauschen

Ebenso wie Grundrauschen (Random Noise) wird das SBN in Leistung/Bandbreite (dBm/Hz) angegeben oder als Leistungsverhältnis zum Pegel des Trägersignals, in der Einheit dBc/Hz (dBc = dB bezogen auf carrier). Um gleiche Bezugsverhältnisse beim Vergleich verschiedener Oszillatoren in definierten Abständen zum Träger zu erhalten, bezieht man die Ergebnisse grundsätzlich auf eine theoretische Rauschbandbreite von 1 Hz.

Bei vorgegebenem max. Eingangspegel (P_{emax}) und Grenzeempfindlichkeit (S) läßt sich nun berechnen, wie groß das Seitenbandrauschen des Oszillators in einem definiertem Abstand von z.B. 10 kHz zum Trägersignal maximal sein darf, um gerade den gleichen Pegel, wie den des Empfängergrundrauschens zu erreichen und damit kleine Signal noch nicht zu blockieren (11,14).

$$\text{SBN} = S - P_{\text{emax}} - B_k$$

$$\text{SBN} = -128 \text{ dBm} - (-23 \text{ dBm}) - 34 \text{ dB} = -139 \text{ dBm/Hz in 10 kHz Abstand zum Träger}$$

S	Grenzeempfindlichkeit des Empfängers = -128 dBm,
P_{emax}	maximaler IM_3 -freier Eingangspegel = -23 dBm
B_k	Bandbreitenkorrektur des Auflösungsfilters bei 2,4 kHz: $10\text{Log}2400 = 34\text{dB}$

Nach dieser Berechnung sollte das SBN des VFO's bei Empfang eines -23 dBm starken (rauschfreien) Signals im Abstand von 10 kHz nicht größer als -139 dBm/Hz sein, wobei eine Desensibilisierung des Empfängers um 3 dB hier schon stattfindet. Generell ist für einen guten Empfänger zu fordern, daß seine maximale ohne Zustopfen verarbeitbare Eingangsleistung im Abstand von 10 kHz mindestens 10 dB über der oberen Dynamikgrenze liegt.

Demnach sollte der VFO des o. a. Empfängers ein SBN von -150 dBm/Hz in $\Delta f = 10\text{kHz}$ nicht überschreiten.

4. Durchstimmbarer VFO von 40-70 MHz

Für den Doppelsuper-KW-Empfänger nach (1) und Blockschaltbild 1, mit einer 1. ZF von 40 MHz, sollte ein VFO aufgebaut werden, der folgende Anforderungen erfüllt:

- Frequenzbereich $f_0=40-70$ MHz ($f_e = 0-30$ MHz), kontinuierlich abstimmbar
- quasi nebenwellenfreies Oszillator-Ausgangssignal
- Phasenrauschen: ≤ -150 dBc/Hz bei $\Delta f=10$ kHz
- Frequenzstabilität: abgeleitet von Referenz-Quarzoszillator (OXCO)
- Ausgangspegel: bis zu +23 dBm zur Ansteuerung von Super-High-Level-Dioden-Mischern
- Amplitudengang: $\pm 0,5$ dB über den gesamten Frequenzbereich

Da das gestellte Anforderungsprofil bzgl. SBN und Nebenwellenfreiheit mit PLL/DDS-Synthesizer-Oszillatoren und Varcapdiodenabstimmung nicht erreichbar ist, fiel die Wahl auf einen frei schwingenden LC-Oszillator, der über eine digitale AFC frequenzstabilisiert wird. Den Schaltungsaufbau zeigt **Bild 6**. Der Abstimmbereich von 40-70 MHz wurde auf drei identisch aufgebaute Colpitts-Oszillatoren aufgeteilt, welche die Teilbereiche 40-50, 50-60 und 60-70 MHz abdecken, entsprechend der Empfangsbereiche $f_e=0-10$, 10-20 und 20-30 MHz. Die Abstimmung des VFO's erfolgt durch einen Schmetterlings-Drehkondensator mit drei separaten Doppel-Stator- und -Rotorpaketen, der ursprünglich in einem R&S-Flugfunkempfänger seinen Dienst tat (Flohmarkt). Die Rotorplatten sind auf einer keramischen Welle aufgebracht, die auf beiden Enden kugelgelagert ist. Alle Statorplatten sind auf einer gemeinsamen, keramischen Stützwelle fixiert. Als Oszillatortypen werden keramische Zylinderspulen mit aufgebrannten 4..5 Windungen aus einer Silberschicht verwendet (Flohmarkt). Diese Spulen besitzen lt. Hersteller (Stettner) einen T_k von 1×10^{-6} und eine Güte von $Q=200$. Die FET-Oszillatoren sind mit serienmäßigen, preiswerten BF246C bestückt, die sich durch geringes Rauschen im VHF-Bereich auszeichnen. Von deren Sourcewiderständen wird die HF zum Gate 1 der nachfolgenden DG-Mosfets geführt, welche als rückwirkungsarme Pufferverstärker agieren. Am gemeinsamen Drainwiderstand (220 Ohm) wird die HF des jeweils aktiven Oszillators niederohmig ausgekoppelt. Dem folgen drei separate Entkopplungsverstärker, bestehend aus einem Sperrschicht-FET und zwei DG-Mosfets, zur niederohmigen Ansteuerung des Oszillator-Nachsetzers, des setzbaren Frequenzzählers und der DAFC-Schaltung. Das Ausgangsspektrum des quasi nebenwellenfreien und oberwellenarmen Oszillators zeigt **Bild 7**.

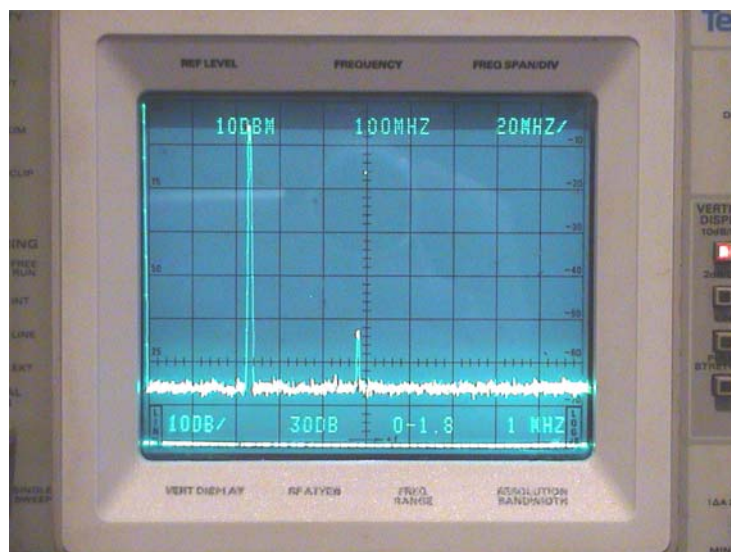


Bild 7: Ausgangssignal des VFO's bei 44 MHz zum Linearverstärker und Mischer

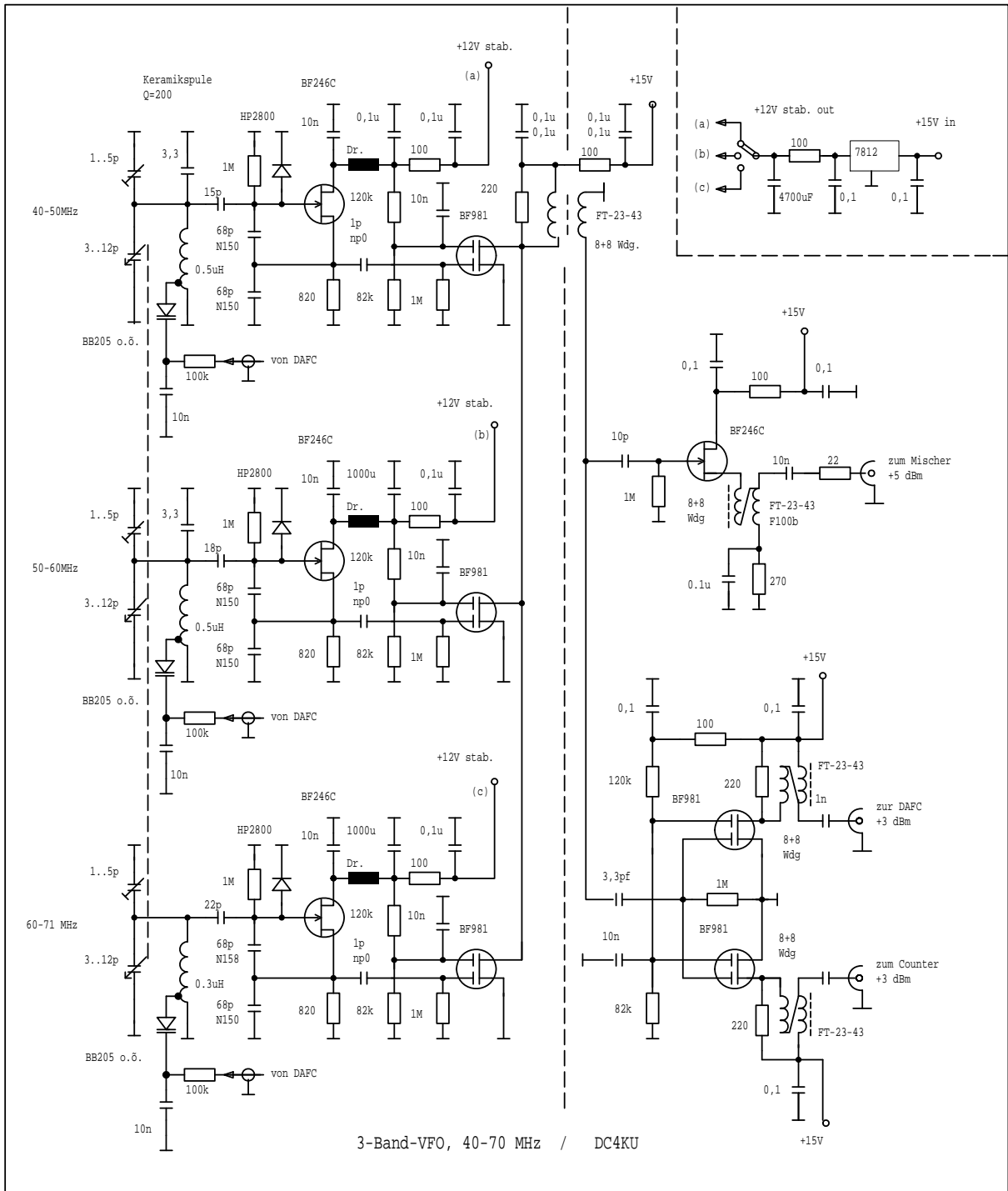


Bild 6: 3-Band-VFO 40-70 MHz mit getrennten Ausgängen zur Ansteuerung des VFO-Linearverstärkers, Frequenzzählers und der DAFc

4.1 VFO-Linearverstärker

Mischer der High-Level-Klasse benötigen einen Oszillatorpegel von +17...+23 dBm (200mW), um ihre volle Leistungsfähigkeit zu erlangen. Ein geeigneter und bewährter Leistungsverstärker stellt die Schaltung des BFR96S in **Bild 8** dar, mit kombinierter Kollektor-Basis- und Emitter-Gegenkopplung. Dieser Verstärker ist außerhalb des VFO-Gehäuses untergebracht.

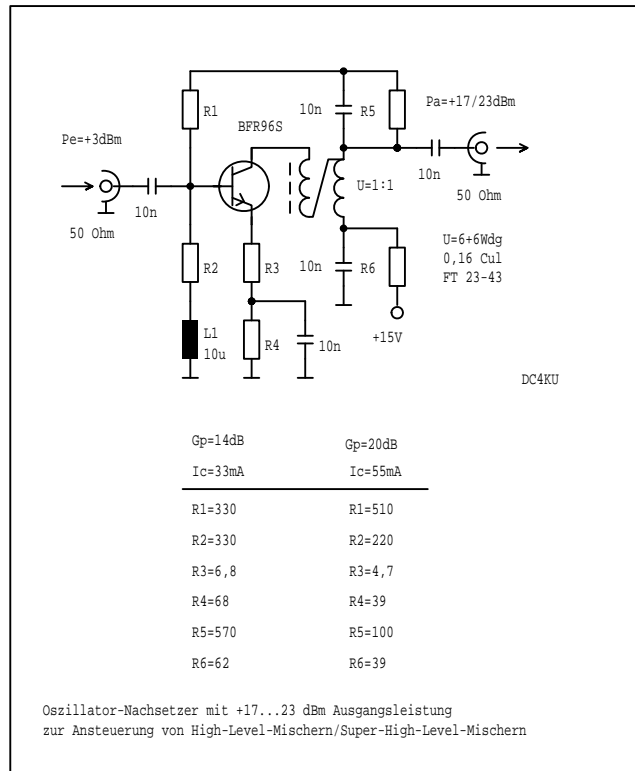


Bild 8: Linearverstärker zur Ansteuerung von High-Level-Mixer

4.2 Amplitudenregelung

Der Colpitts-Oszillator ist eine Standardschaltung, lediglich die Funktion der Schottkydiode, die vom Gate nach Masse geht, ist erklärungsbedürftig. Sie dient zur Arbeitspunktstabilisierung bzw. Amplitudenbegrenzung, indem sie bei größer werdenden Amplituden den Kondensator am Gate negativ auflädt und dadurch den Arbeitspunkt des FET's in Bereiche niedriger Steilheit, d.h. in Richtung Pinch-Off-Spannung steuert. Durch diese einfache Regelung haben alle drei Oszillatoren im gesamten Frequenzbereich nahezu konstante Ausgangsleistung, mit einem Amplitudengang von +/-0,5 dB, wie aus **(Bild 9)** zu erkennen ist. U. L. Rohde, KA2WEU, hat mit Hilfe der CAD-Software COMPACT SOFTWARE in (8) nachgewiesen, daß das Oszillator-SBN durch Einsatz dieser Diode verschlechtert wird. Durch praktische Messungen konnte die Richtigkeit der Software-Simulation bestätigt werden. Abhängig von der jeweiligen Pinch-Off-Spannung des FET's, die von FET zu FET erheblich streuen kann, verringerte sich die Oszillatoramplitude um bis zu 15 dB, bei gleichzeitiger Zunahme des SBN um bis zu 10 dB. Bei einer maximalen Abwärtsregelung von bis zu 6dB, war jedoch keine Verschlechterung des SBN mehr meßbar. Von 10 FET's konnten 3 Stück selektiert werden, die diesem Anspruch genügten. Wer sich beim Nachbau hier nicht sicher ist, sollte die Diode besser ganz weglassen und die Amplitudenregelung z.B. über Gate 2 der nachgeschalteten DG-Mosfets realisieren (12).

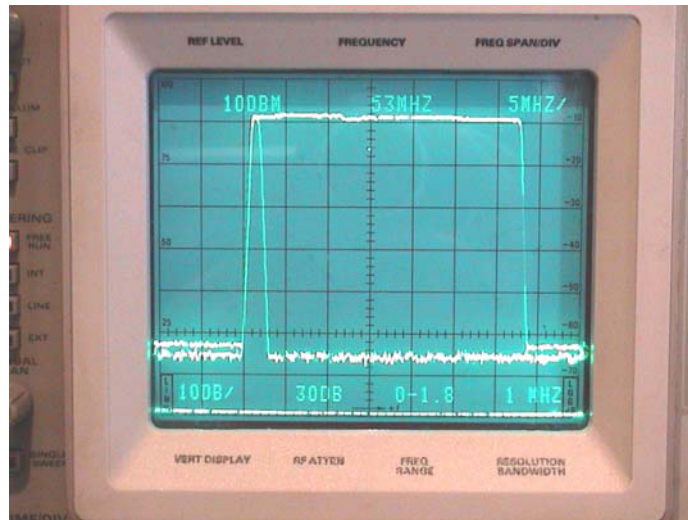


Bild 9: VFO-Frequenzgang von 40-70 MHz in spektraler Max-Hold Einstellung

4.3 Stromversorgung

Bei der Stromversorgung von Oszillatoren zeigen sich seltsamer Weise immer wieder die gleichen Fehler, wie in den meisten Baubeschreibungen zu sehen ist. Das auch Amplitudenrauschen zum SBN beitragen kann, scheint bei vielen Konstrukteuren in Vergessenheit geraten zu sein. Als Spannungsstabilisator werden meistens Dreibein-Regler der Baureihe 78XXX verwendet, was im Prinzip noch kein Fehler ist. Nur, diese Regler erzeugen aufgrund ihres schnellen Regelverhaltens ein niederfrequentes Flicker-Rauschen, das der Amplitude des Oszillatorsignals überlagert wird und als zusätzliches SBN im Frequenzbereich auftritt. Dieses Rauschen kann durch ein RC-Glied (100 Ohm/4700uF) in der Zuführung der Stromversorgung praktisch herausgefiltert werden. Durch Einsatz dieses einfachen und preiswerten Tiefpasses, konnte das SBN des VFO's nochmals um gut 10dB verringert werden.

4.4 Mechanischer Aufbau

Die Stabilität eines freischwingenden Oszillators steht und fällt mit der Qualität des mechanischen Aufbaus. Der Verfasser verwendet ein rechteckiges Gehäuse geeigneter Größe, das aus einzelnen Stücken 5mm dickem Aluminium zusammengeschraubt ist. Dies erfordert zwar einige Arbeit und Sorgfalt beim Gewindeschneiden, aber ein Gehäuse mit derartiger Wandstärke wirkt ausgleichend bei schnellen Temperaturänderungen, also wie ein „kalter Thermostat“ (**Bild 10**). Als Drehkondensator findet ein hochpräziser und stabiler 3-fach-Drehko mit kugelgelagerter Welle Einsatz. Die Zentrierung der Rotorwelle muß so eingestellt werden, daß sich die Welle sehr leichtgängig bewegen läßt, gleichzeitig aber kein axiales Spiel der Welle auftritt. Der Antrieb des Drehkos geschieht über 2 Untersetzungsgetriebe, bestehend aus einem Feintrieb 6:1 und einem vorgesetztem Planetengetriebe mit wählbaren Untersetzungen von 50:1 (äußerer Ring) und 1:1 (innerer Ring). Alternativ stehen damit Untersetzungen von 6:1 und/oder 300:1 zur Verfügung. Somit kann ein Bereich von 10 MHz in nur 6 Umdrehungen überstrichen werden oder mit 90 Hz Auflösung pro Winkelgrad Umdrehung fein eingestellt werden. Drehkondensator und Antrieb bilden eine starre mechanische Einheit. Elastische Kreuzbandkupplungen (bzw. Kardan- oder Balgenkupplungen) zwischen Drehkondensatorachse und Getriebe verhindern Rucken und Frequenzsprünge beim Abstimmen, die durch mechanische Verspannungen (Hysteresen) verursacht werden, wenn die Getriebe nicht genau senkrecht zur Drehkondensatorachse montiert sind. Wichtig ist, daß die Antriebsaggregate leichtgängig und schlupffrei arbeiten. Es gilt: Je geringer das übertragene Drehmoment, desto kleiner ist der tote Gang. Als „toter Gang“ bezeichnet man den Bewegungsspielraum, der verbleibt, wenn man von Rechtsdrehung des Antriebsknopfes auf Linksdrehung übergeht, bevor sich die Frequenz in entgegengesetzter Richtung ändert.

Alternativ zu den Planetengetrieben können auch Zahnradgetriebe mit verspannten Zahnrädern verwendet werden.

Sämtliche elektronische Bauteile des Oszillators und Puffers sind auf keramischen Kontaktleisten aufgelötet. Platinenmaterial, egal welcher Qualität und Art, scheidet grundsätzlich aus. Im Oszillatorkreis werden keramische Rohrkondensatoren verwendet. Mit den angegebenen TK's wird nach einer Stunde Betriebszeit (Kaltstart) eine Drift von 2...3 kHz erreicht. Alle Versorgungs- und Steuerspannungen werden über Durchführungskondensatoren von außen zugeführt.

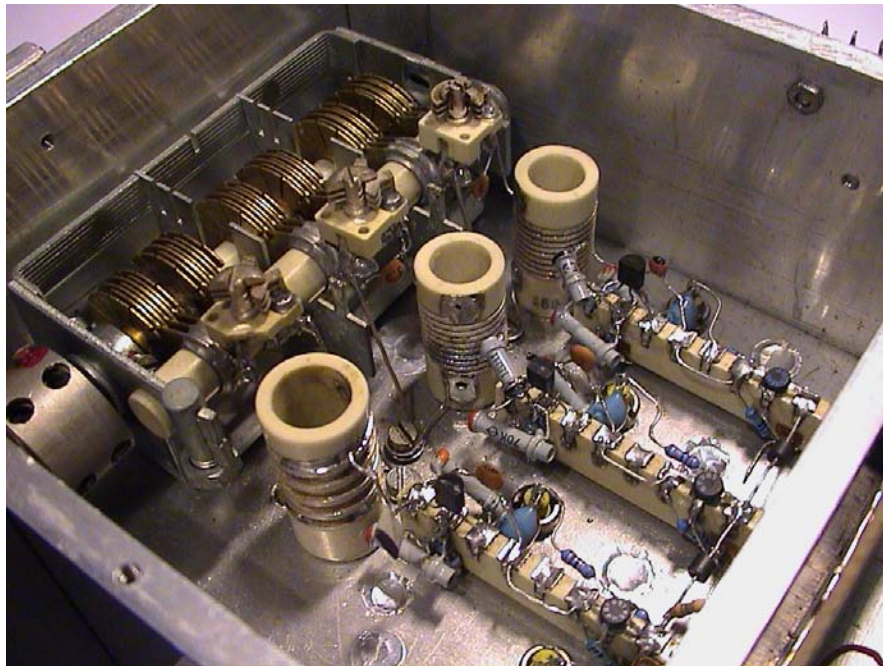


Bild 10: VFO 40-70 MHz mit Drehkondensator-Abstimmung und DAFC-Anschluß

5. Frequenzstabilisierung mit DAFC

Die Stabilität hochfrequenter, freilaufender Oszillatoren ist selbst mit aufwendiger Temperaturkompensation unzureichend. Zur Ausregelung der temperaturbedingten Frequenzdrift der Oszillatoren über einen Driftbereich von ca. ± 30 kHz kommt eine "Digital-Automatic-Frequency-Control" (DAFC)-Schaltung nach (3,15) **Bild11, 12 und 13** zum Einsatz.

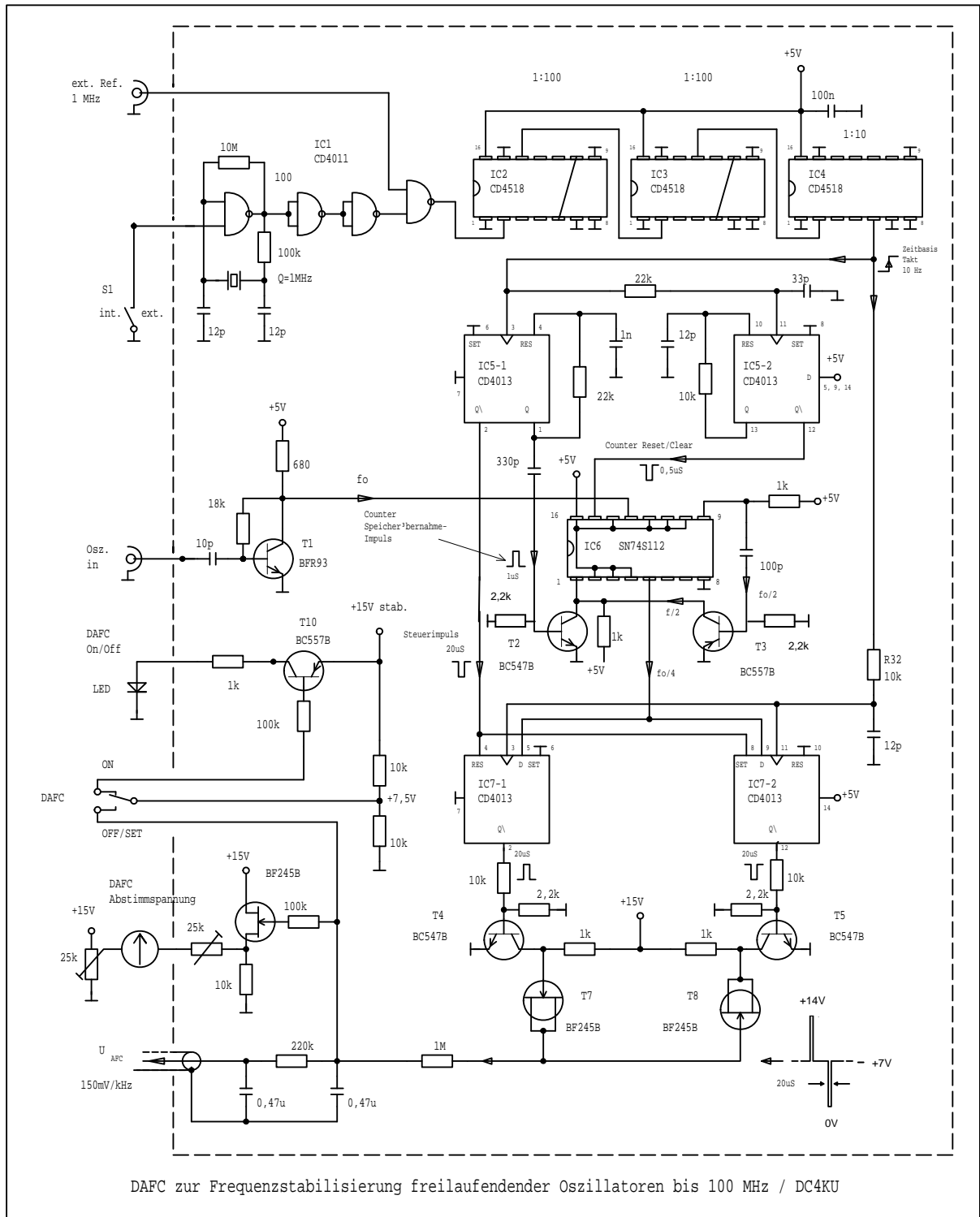


Bild 11: Digitale Frequenzrastung für freischwingende VFO's

5.1 Funktion der DAFC

Die Stabilisierungsschaltung (DAFC=Digital Automatic Frequency Control) wurde von DJ7VY in den UKW-Berichten 4/80 (3) beschrieben. Jeder OM, der einen Frequenzzähler aus diskreten Bausteinen selbst aufgebaut hat, wird die Schaltung leicht überblicken können.

Im Prinzip funktioniert die DAFC wie ein simpler 1-Bit-Zähler. Das VFO-Signal wird über den Impulsformer T1 dem JK-Doppel-Flipflop 74S112 zugeführt. Es teilt das Signal durch 4 und leitet das digitale Meßergebnis - das entweder High oder Low sein kann - den D-Eingängen des Doppel-Flipflops CD 4013 (IC 5-1/2) zu. Gesteuert wird der Zähler durch ein 10-Hz-Taktsignal (100 mS Torzeit), abgeleitet von einem 1-MHz-Quarz (IC 1) mit nachgeschalteten Dekadenteilern IC2 bis IC4. An Stelle des Quarzes kann auch ein externer 1MHz-TCXO angeschlossen werden. Falls schon ein quarzgenaues 10-Hz-Signal von der Zeitbasis eines verwendeten Frequenzzählers zur Verfügung steht, kann die gesamte Aufbereitung des Taktsignals entfallen. Das Doppel-Flipflop IC5-1/2 dient ausschließlich der Generierung von Steuerimpulsen für den Frequenzzähler, dem 20µs-Impuls für die Ladungspumpe (RC-Glied 22k/1n), dem Speicherübernahmeimpuls und dem Zähler Reset-Impuls (RC-Glied 10k/12p). Aus dem Taktsignal erzeugt IC5-1 an Q einen 20µs langen Impuls, der bei ansteigender Triggerflanke über T2 den Zählvorgang des 74S112 kurz anhält. Gleichzeitig triggert das Taktsignal die D-Flipflops IC 7-1/2 zur Speicherübernahme des momentanen Zählergebnisses, das entweder „0“ oder „+5V“ (0 oder 1) sein kann. Das Ergebnis wird über die FET's T7, T8 als positiver oder negativer Spannungsimpuls der Amplitude +14V oder 0V und Pulsdauer 20µs einer Ladungspumpe (RC-Glied 1M / 0,47µF) zugeführt, deren nominelle Spannung +7V beträgt. Die beiden FET's arbeiten lediglich als sehr hochohmige Dioden welche verhindern, daß die momentane Spannung der Ladungspumpe abfließen kann. Anschließend erzeugt IC5-2 über Q einen kurzen Reset-Impuls (Counter Clear), der den 74S112 zurücksetzt und der Zählvorgang beginnt von vorne. Bei konstanter Eingangsfrequenz schwankt das letzte Bit (LSB) des Zählers statistisch zwischen 1 und 0. Dieser statisch schwankende Bitfehler wird zur Frequenzregelung des Oszillators ausgenutzt. Beginnt der Oszillator durch Temperaturveränderung z.B. nach unten zu driften, erscheinen an der Ladungspumpe mehr positive als negative Impulse. Die Ausgangsspannung der Ladungspumpe U_{AFC} steigt langsam an, wodurch sich die Kapazität der Varicapdiode im Oszillatorkreis (s. Bild 6) langsam verkleinert und die Frequenz auf ihren ursprünglichen Wert wieder zurück zieht. Driftet die Frequenz nach oben, läuft der Vorgang in umgekehrter Folge ab. Verändert sich die Oszillatorfrequenz nicht, erscheinen statisch gesehen gleich viele positive wie negative Impulse an der Ladungspumpe und die Regelspannung verbleibt auf ihrem momentanen Wert.

Die Varicapdioden sind bei $\frac{1}{4}$... $\frac{1}{2}$ Wdg. vom kalten Ende der Oszillatortspulen angelötet und können die Frequenz um ca. +/-30 kHz regeln. Der „Eingriff“ in den Schwingkreis ist dabei so gering, daß das Seitenbandrauschen der Oszillatoren messbar nicht verschlechtert wird.

5.2 Frequenzrastung

Die Rastpunkte der DAFC werden durch die Torzeit und das Teilverhältnis bestimmt. Mit 10 Hz-Taktzeit und Frequenzteilung durch 4, liegen die Rastpunkte bei $\Delta f=40$ Hz entlang der Frequenzachse. Sobald die DAFC eingeschaltet wird, wandert die Frequenz um max. 20 Hz nach oben oder unten und bleibt dann, nach einigen Sekunden, auf dem nächst gelegenen Rastpunkt stehen. Bei nicht driftender Oszillatorfrequenz erscheinen gleich viele negative wie positive Impulse an der Ladungspumpe und die Frequenz variiert langsam, mit ca. +/-3 Hz, um den Rastpunkt herum. Die Nachregelgeschwindigkeit wird durch die Länge des Pulses an der Ladungspumpe (20µs) und der Größe des RC-Integrators (1M/0,47µF) bestimmt und kann durch Variation der Größen an die jeweiligen Verhältnisse angepasst werden. Auf jeden Fall muß sichergestellt sein, dass die Nachregelgeschwindigkeit der DAFC größer ist, als die Driftgeschwindigkeit des Oszillators. Pro 20µs-Impuls wird der Ladungspumpe nach $I = U/R$ ein Strom von 7µA eingeprägt. Mit einem Ladekondensator von $C=0,47\mu F$ steigt oder fällt die Spannung der Ladungspumpe pro Impuls um: $U = t/C \times I = 0,3mV$. Die Nachstimmempfindlichkeit der Varicapdiode im Schwingkreis sei 150 mV/kHz. Daraus ergibt sich eine Schrittgröße von 2 Hz pro 20µs-Impuls, woraus eine max. Nachregelgeschwindigkeit von 20 Hz/Sekunde bzw. 1,2 kHz/Minute resultiert. Aufgrund der statistischen Verteilung der Impulse, läuft der Regelvorgang

in der Praxis jedoch etwas langsamer ab. Für 20 Hz Regelstrecke benötigt die DAFC etwa 3 Sekunden. **Bild 12** zeigt das Timing der DAFC und **Bild 13** das Blockschaltbild.

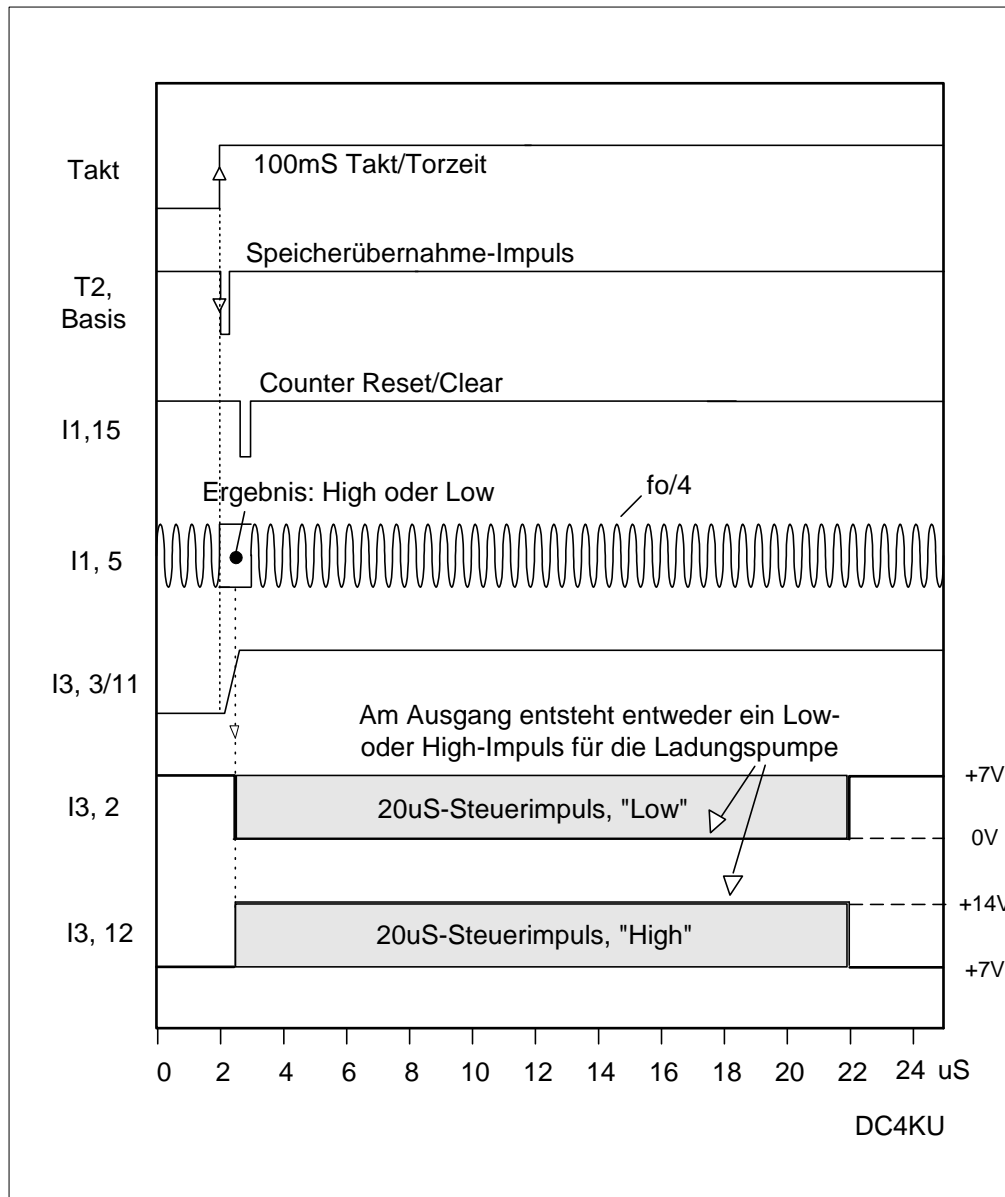


Bild 12: Timing der DAFC

5.3 Betriebsverhalten und Aufbau

Nach dem Einschalten des Empfängers muß der Schalter „DAFC“ zunächst auf „Aus“ stehen, damit sich die Ladungspumpe zunächst auf ihren nominellen Wert von +7 Volt einstellen kann. Nachdem sich der Oszillator nach einigen Sekunden von seiner Einschalt drift erholt hat, wird die DAFC eingeschaltet, der Zählvorgang beginnt und der Oszillator regelt sich nach einigen Sekunden auf den nächst gelegenen Rastpunkt (± 20 Hz) quarzstabil ein. Wird der VFO bei eingeschalteter DAFC abgestimmt, so ist die Frequenzänderung viel größer und schneller als die Nachregelgeschwindigkeit der DAFC, die Ladungspumpe erhält im steten Wechsel positive und negative Impulse. Sobald man aber den Abstimmknopf loslässt, wird der nächste Rastpunkt angelaufen und die Frequenz des VFO's ist wieder quarzstabil. Bei Frequenzwechsel muß die DAFC also nicht ausgeschaltet werden! Das Zeigerinstrument mit Nullpunkt in Skalenmitte, ist über den FET mit der Ladungspumpe verbunden und dient zur Kontrolle der Oszillatordrift. Das Instrument ist bei mir so kalibriert, daß bei ± 5 kHz Drift das rechte bzw. linke Skalende erreicht ist.

Die gesamte Schaltung ist auf einer Lochrasterplatte aufgebaut (**Bild 14**) und in einem Weißblechgehäuse untergebracht, das an der rechten Außenseite des VFO-Gehäuses angeschraubt ist. Hermetische Abschirmung der Schaltung und Siebung der Versorgungsspannung ist wichtig, damit keine steilflankigen Impulse an die Außenwelt gelangen. Die hochohmige Regelspannung der Ladungspumpe wird durch ein dünnes Teflon-Koaxkabel über Durchführungskondensatoren an die Varicapdioden der Oszillatorkreise geführt. Die Kapazitätsdioden schließt man $\frac{1}{4}$ - bis $\frac{1}{2}$ - Windung vom kalten Ende der Spule an. Mit einem regelbaren Voltmeter testet man die Nachstimmempfindlichkeit und variiert den Anschlußpunkt so lange, bis eine Empfindlichkeit von ca. 150mV/kHz erreicht wird.

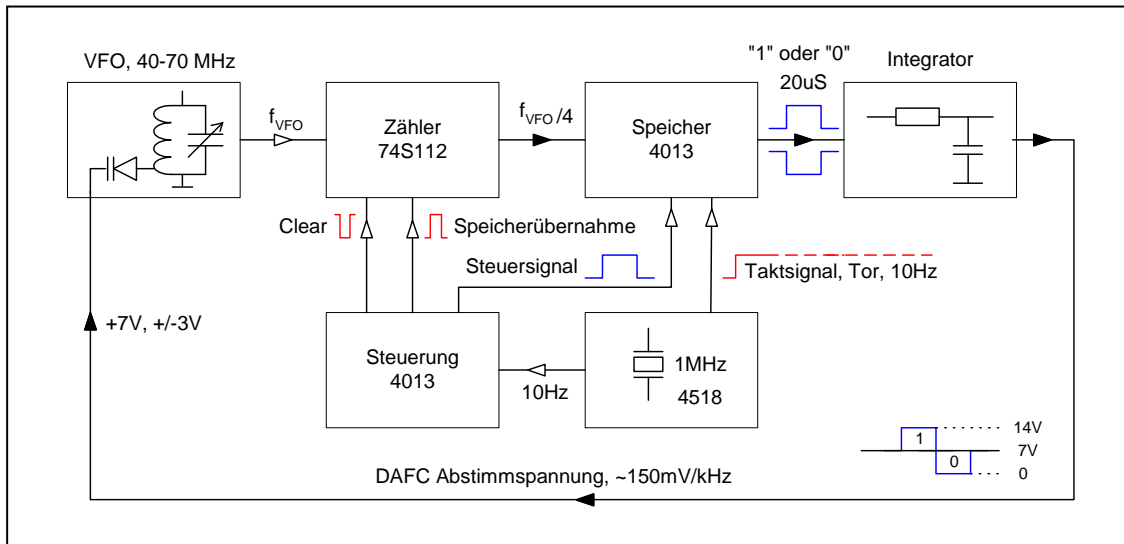


Bild 13: Blockschaltbild der DAFC, Stabilität 1×10^{-9} /Tag mit TCXO

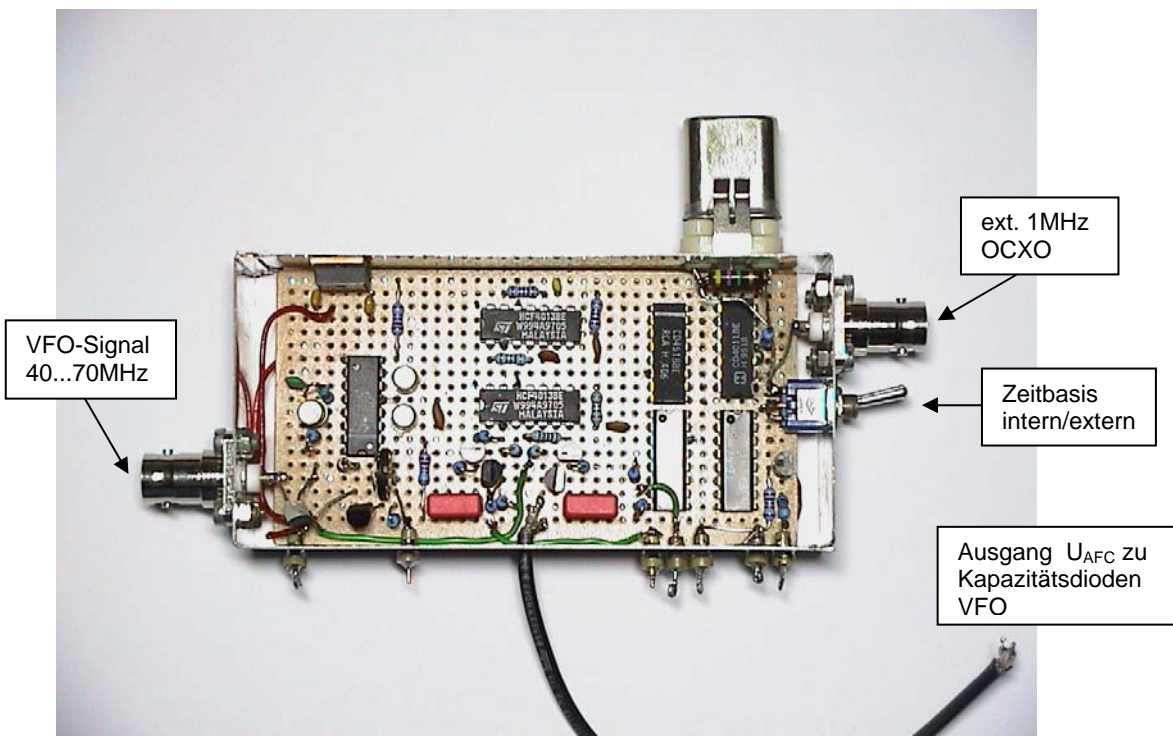


Bild 14: DAFC-Aufbau, links: Zählereingang, rechts: ext. Referenz (TCXO, OCXO)

Die DAFC ist nicht mit einem PLL-Synthesizer zu vergleichen. Plötzliche Frequenzsprünge ($> 20\text{Hz}$) des Oszillators, verursacht z.B. durch mechanische Erschütterungen, können im Unterschied zu PLL-Oszillatoren, nicht ausgegletzt werden.

Damit die DAFC überhaupt funktionieren kann, müssen die freilaufenden Oszillatoren von Hause aus schon genügend frequenzstabil sein. Eine Temperaturkompensation der Oszillatoren ist unumgänglich. Über einen Zeitraum von einem Tag sollten die Oszillatoren nicht mehr als 10 kHz driften. Driftet der Oszillator stärker als 200 Hz/Minute (z.B. nach dem Einschalten), dann sollte der Rastpunktabstand durch Änderung des Teilverhältnisses von 40 Hz auf 80 Hz und die Schrittgröße pro Impuls auf $3\dots 5\text{ Hz}$ erhöht werden.

5.4 Externe Frequenzreferenz

Der in der DAFC eingebaute Referenzquarz besitzt nur eine Genauigkeit von etwa $1 \times 10^{-5}/^\circ\text{C}$. Steht ein externes, hochgenaues Referenzsignal zur Verfügung, sollte dies verwendet werden.

Bild 15 zeigt den VFO mit seitlich angeflanschter DAFC Baugruppe und einem externem, zu schaltbarem $10\text{ MHz-OCXO-Frequenznormal (KVG)}$ mit $< 1 \times 10^{-9}$ / Tag Genauigkeit.

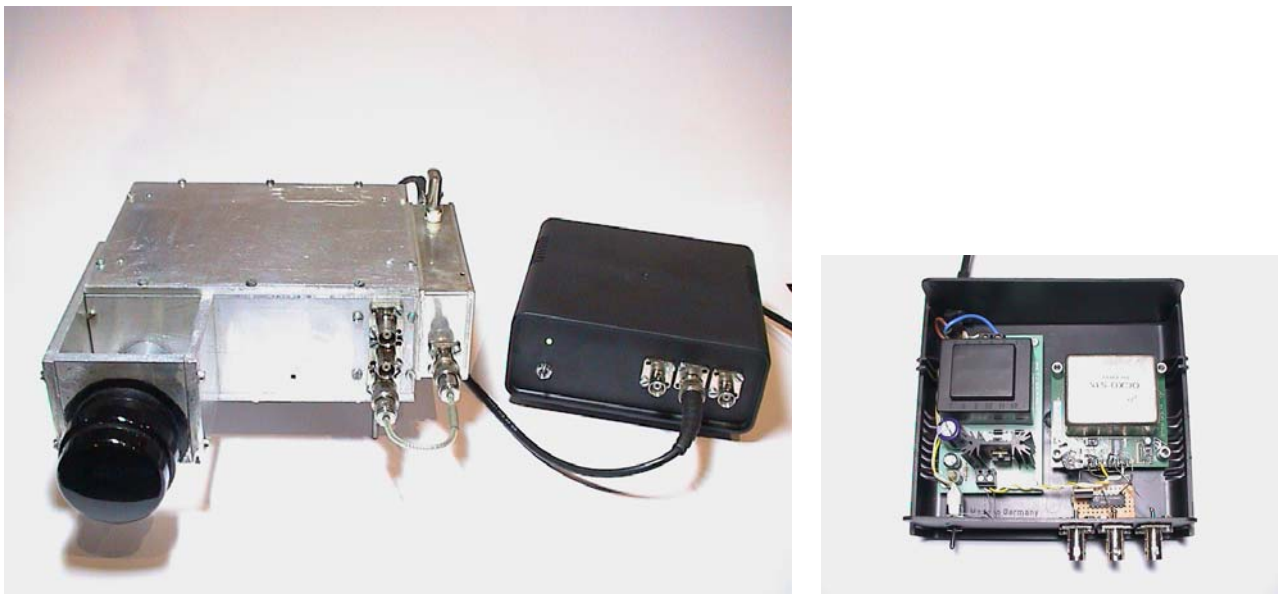


Bild 15: VFO mit seitlich angeflanschter DAFC und externem, optionalem OCXO

5.5 Funktionskontrolle der DAFC

Die Funktionskontrolle der DAFC gestaltet sich zunächst schwierig. Das korrekte Timing der Flip-Flops und die Frequenzteilung des SN74S112 kann mit einem Scope kontrolliert werden. An der Ladungspumpe selbst, kann auf keinem Fall gemessen werden, da sie mit $> 4\text{ G}\Omega$ extrem hochohmig ist. Nach einigen Versuchen stellte sich dann heraus, dass der einfachste Funktionstest der DAFC auf der NF-Ebene durchzuführen ist. Dazu wird ein quarzstabiles HF-Signal, z.B. des Generators aus Bild 17, mit ca. -50 dBm auf den Empfängereingang gegeben, der SSB-Empfänger auf etwa 1 kHz Überlagerungston eingestellt und am Lautsprecherausgang ein analoges Scope angeschlossen. Die Zeitablenkung des Scopes wird getriggert und so eingestellt, dass etwa $20\text{ NF-Sinusdurchgänge}$ (Zeitablenkung 2 mS/Div) auf dem Bildschirm sichtbar werden. Anschließend wird die horizontale Ablenkung um Faktor 10 gedehnt und das Sinussignal soweit nach links verschoben, bis das rechte Ende des Signals etwa auf Bildschirmmitte steht (**Bild 16**).

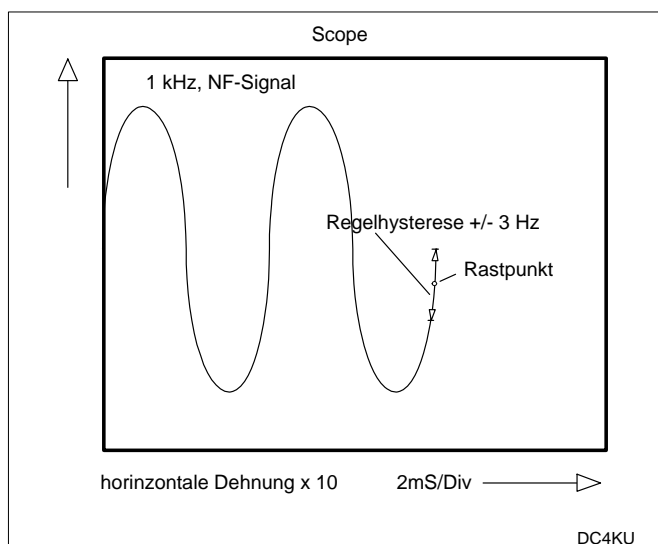


Bild 16: Funktionskontrolle der DAFC im Zeitbereich mit einem Oszilloskop

Betrachtet man jetzt das Ende des Kurvenzuges, wird die Oszillatordrift durch ein langsames „Wandern“ des Sinussignals in Richtung höherer oder niedriger Frequenz sofort erkennbar. Sobald die DAFC eingeschaltet wird, kriecht das Sinussignal nur noch ein kleines Stück nach oben oder unten, um beim nächstgelegenen Rastpunkt (max. +/-20Hz entfernt) stehen zu bleiben. Die Funktionalität der Regelung erkennt man daran, dass das NF-Signal langsam, über einem Fangbereich von etwa +/- 3 Hz um diesen Rastpunkt herum nachgezogen bzw. -geregelt wird. Die Frequenzregelung geschieht kontinuierlich, der VFO „rastet“ auf dieser Frequenz ein, und bleibt auf Stunden, Tage und Wochen frequenzstabil auf diesen Punkt stehen, abhängig von der Drift des Referenzoszillators.

Hinweis: Das quantitative Phasenrauschen des Oszillators läßt sich am schnellen „Jittern“ des Elektronenstrahls zum Ende des Kurvenzugs erkennen.

6. Messung des Oszillator-Seitenbandrauschens

Zur Messung des Seitenbandrauschens verwendet man den gleichen Meßaufbau wie zur Empfindlichkeitsmessung des Empfängers, nämlich die sog. „3 dB-Methode“ (11) (**Bild 17**). Das Testsignal (P_e) wird über einen Eichteiler (0-60dB) an den Eingang des Empfängers gelegt und die Empfangsfrequenz in Betriebsart SSB auf $f_e + 10$ kHz eingestellt. Am NF-Ausgang wird ein NF-Wechselspannungs-Effektivwertmesser, ideal mit logarithmischer Skalierung, angeschlossen. Die Schaltung zur Generierung eines quasi rauschfreien Testsignals gibt **Bild 18** wieder. Das Grundrauschen wird mit dem Lautsprecher-Poti soweit angehoben, bis sich auf dem Zeigerinstrument ein ablesbarer Wert einstellt (relativer Bezugspunkt: 0 dB). Anschließend wird der Pegel (P_e) des Testsignals von -30 dBm ausgehend soweit erhöht, bis durch die Zunahme des Rauschens der Zeiger des Voltmeters um 3 dB (Faktor $1,414 = 20 \log U_2/U_1 = 3\text{dB}$) angestiegen ist. Im Beispiel erfolgte dies bei $P_e = -10\text{dBm}$. Das SBN erreicht bei diesem Pegel den Wert des Grundrauschens (-128 dBm), d.h. ein rauschfreies -10dBm -Signal desensibilisiert die Empfindlichkeit des Empfängers bei dieser Frequenz gerade um 3 dB.

Das SBN berechnet sich nach dem Beispiel in 3.1 zu:

$$\text{SBN} = S - P_e - B_k$$

S	Grenzeempfindlichkeit des Empfängers = -128 dBm in 2,4 kHz SSB-Bandbreite
P_e	Eingangspegel des Testoszillators für 3 dB Desensibilisierung ($P_e = -10\text{dBm}$)
B_k	Bandbreitenkorrektur des Auflösungsfilters bei 2,4 kHz: $10\log 2400 = 34\text{dB}$

$$\text{SBN} = -128 \text{ dBm} - (-10 \text{ dBm}) - 34 \text{ dB} = -152 \text{ dBm/Hz in } \Delta f = 10 \text{ kHz vom Träger}$$

Bei größeren Entfernungen Δf vom Träger wird das SBN dann Punkt für Punkt durchgemessen (11) und grafisch aufgetragen (Vorsicht bei Pegel von $>0\text{dBm}$!). **Bild 19** zeigt das Ergebnis der SBN-Kurven (g) und (h) im Vergleich zu verschiedenen anderen Oszillatoren.

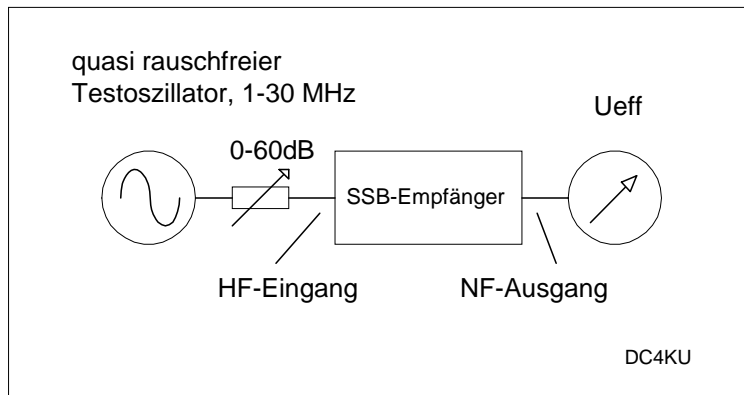


Bild 17: Meßaufbau für Seitenband-Rauschmessungen

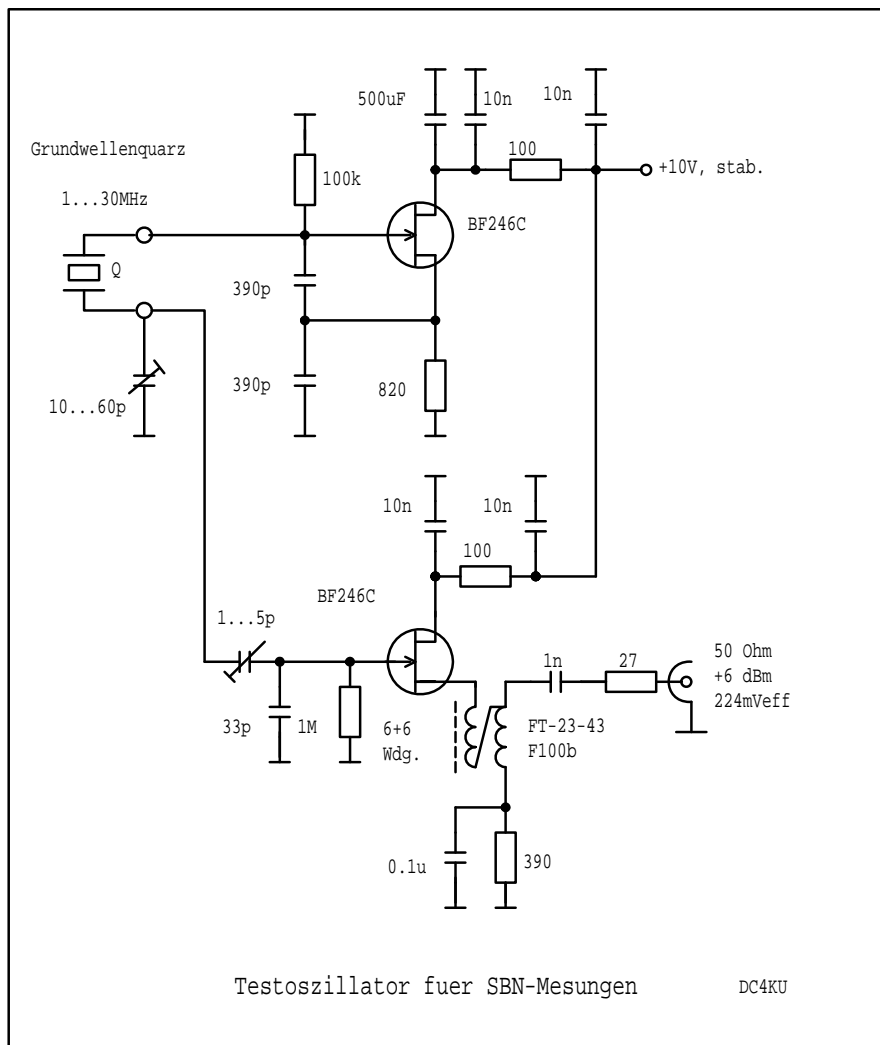


Bild 18: Testoszillator mit quasi rauschfreiem Signal für SBN-Messungen

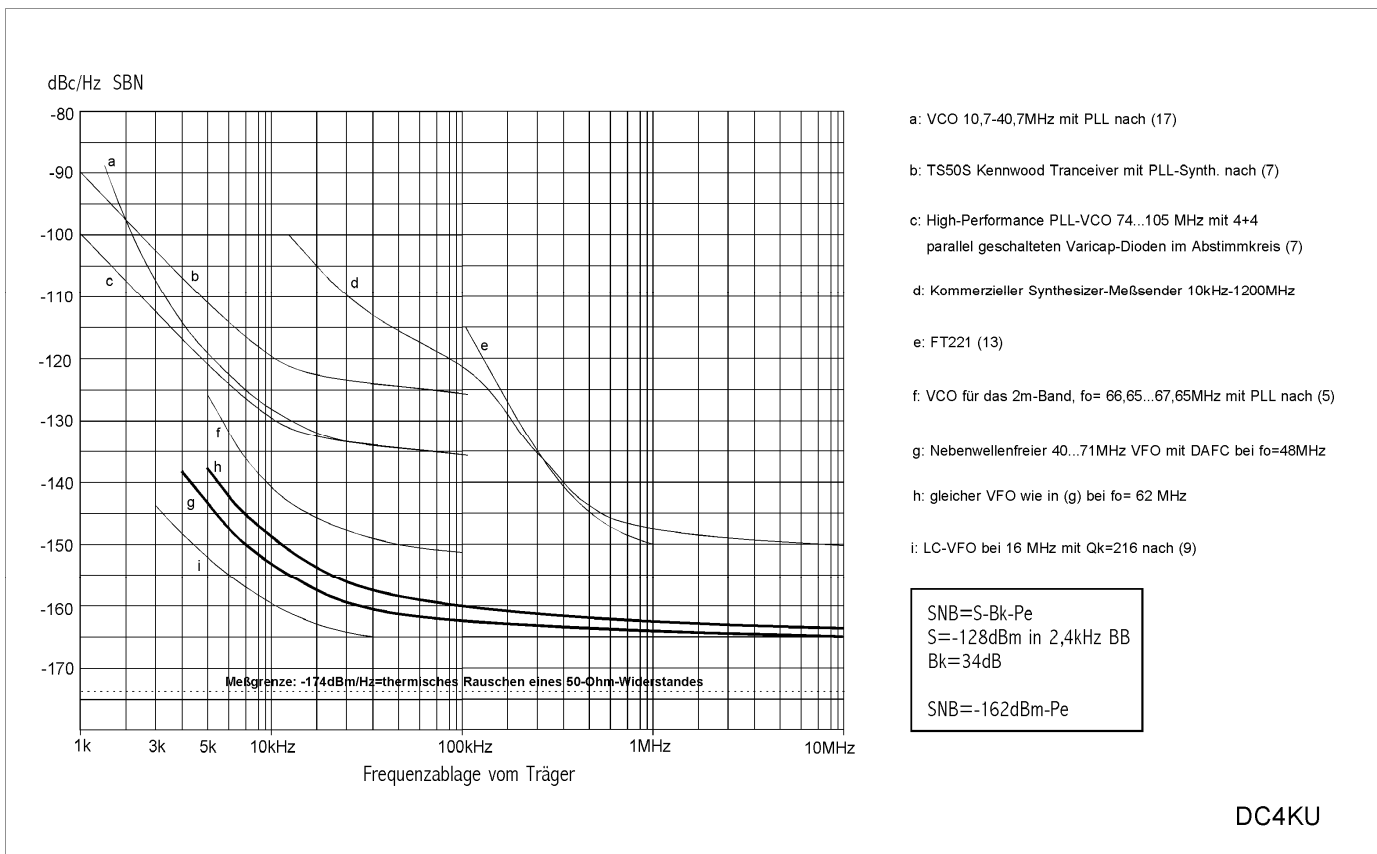


Bild 19: Seitenbandrauschen verschiedener Oszillatoren

7. Schaltung des 2. Oszillators und BFO's

Der Vollständigkeit halber, folgen in den **Bildern 20** und **21** die Schaltpläne für den 2. Oszillator und BFO, bestückt auf Lochrasterplatten in einzelnen Weißblechgehäusen (**Bild 22**) Die Frontansicht des fertigen Receivers/Transceivers für die Bänder 0-30 MHz (144-146 MHz und 432-436 MHz) zeigt **Bild 23**.

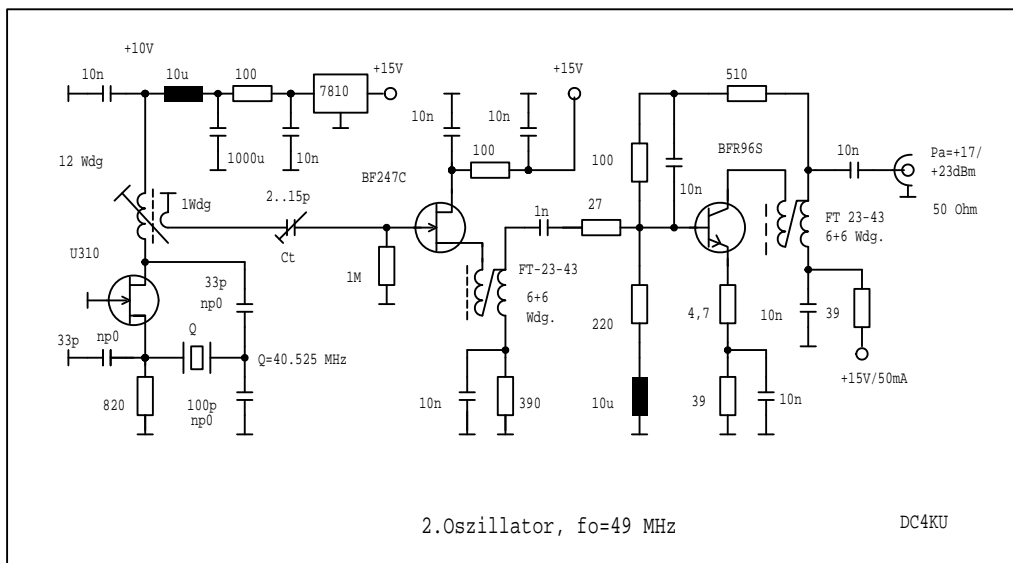


Bild 20: 2. Oszillator, fo=49 MHz zur Ansteuerung eines High-Level-Mixer

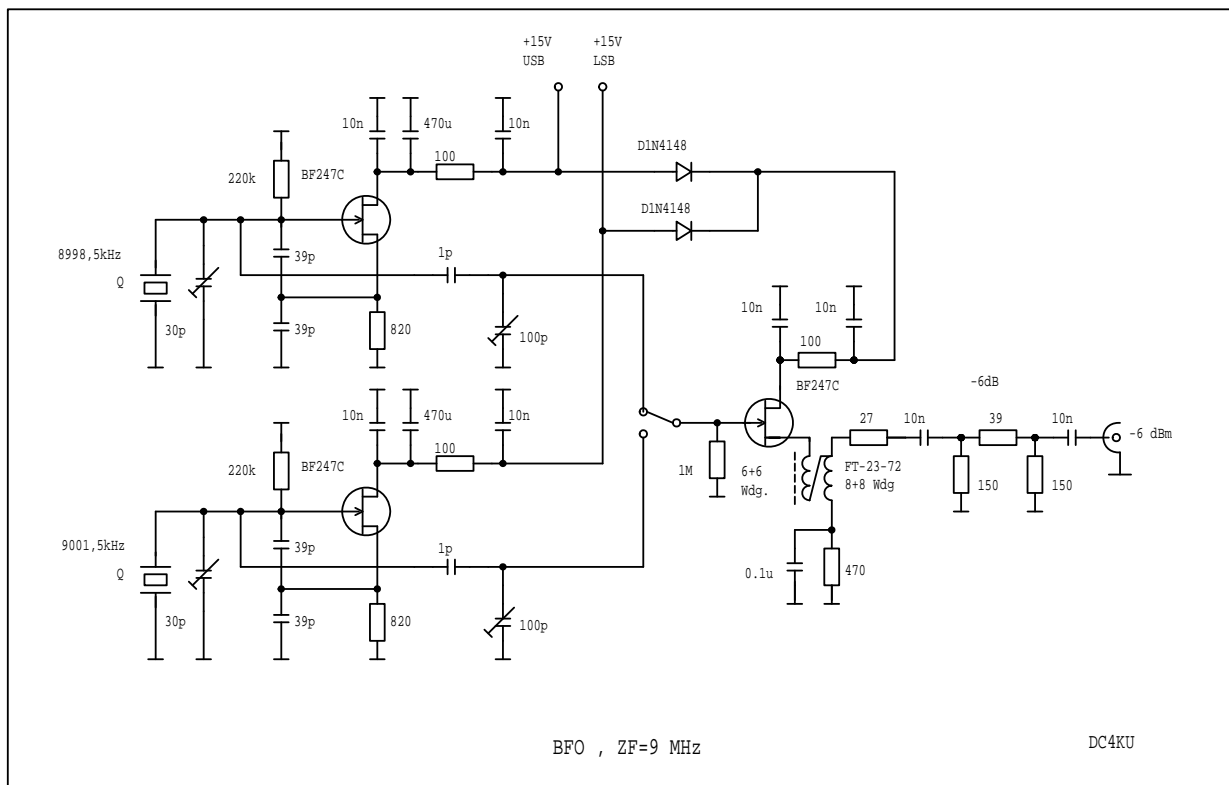


Bild 21: Schaltung des BFO's

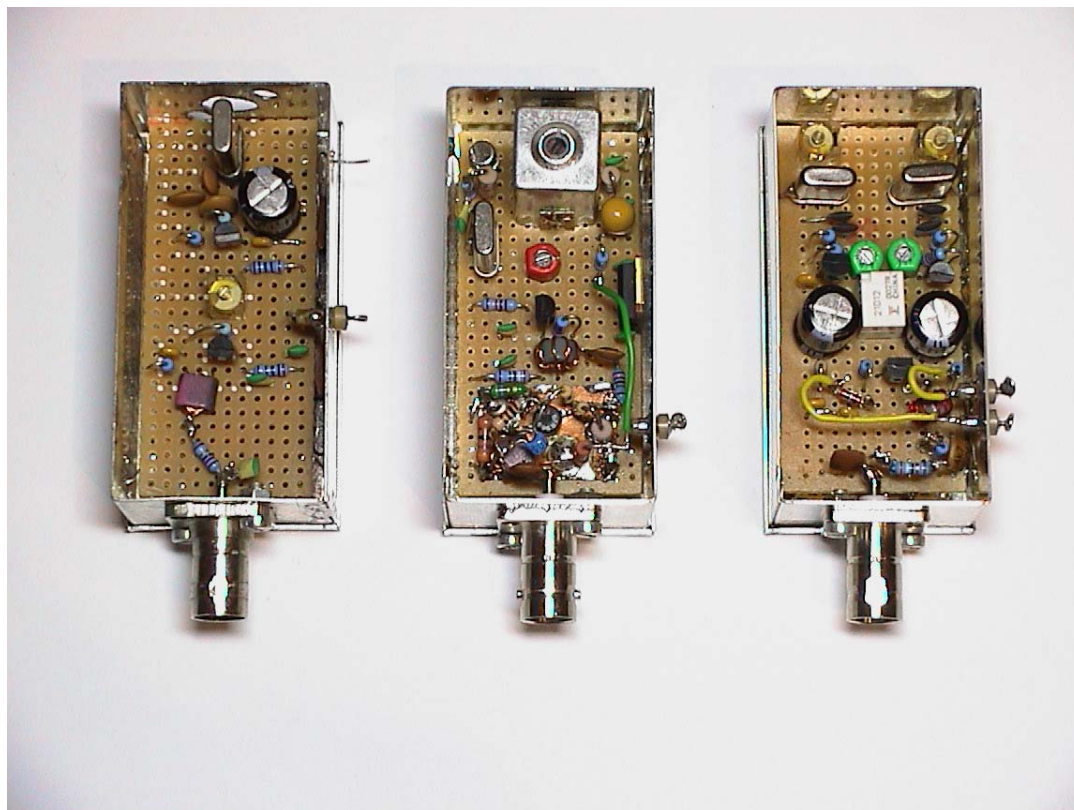


Bild 22: Testoszillator (links), 2. Oszillator 49 MHz (mitte) und BFO (rechts)



Bild 23: Frontansicht von Receiver/Transceiver

Mein besonderer Dank gilt OM Peter Böhm für die Beschaffung spezieller Bauteile, wie des 10 MHz-TCXO's (KVG), zur Langzeitstabilisierung der Oszillatoren.

Literatur:

- (1) CQ-DL 7/2000 u. 8/2000: „Großsignalfestes und empfindliches HF-Eingangsteil“, S. 482-485 u. S. 578-579, Werner Schnorrenberg
- (2) CQ-DL 3/93, Homemade-KW-Transceiver mit hochliegender 1.ZF, S. 162-167, Werner Schnorrenberg
- (3) UKW Berichte, DJ7VY, 4/80, S. 194 ff, Rauscharmer UKW Oszillator mit Diodenabstimmung, digitaler Frequenzrastung und Frequenzanzeige, Michael Martin
- (4) FUNKAMATEUR, Heft 10/2000, 11/2000, 12/2000 und 1/2001: „ZF-Nachsetzer“, Werner Schnorrenberg
- (5) UKW-Berichte 1/85, PLL-Oszillator mit Verzögerungsleitung, S. 13-21, Joachim Kestler
- (6) UKW-Berichte 2/85, PLL-Oszillator, Seitenbandrauschen, S. 74-76, Joachim Kestler
- (7) UKW-Berichte 4/92, Theorie und Praxis des Frequenzsynthesizers, S. 198-202, Dr. Ing. Jochen Jirmann
- (8) Microwave Journal 12/93, All About Phase Noise In Oszillators, Ulrich L. Rohde
- (9) Mc Graw-Hill, Communication Receivers, Second Edition, Ulrich L. Rohde, Jerry Whitaker, T.T.N Bucher
- (10) CQ-DL 12/1976 Rauscharmer Oszillator, S. 418-421, Michael Martin
- (11) Mikrowellen & HF-Magazin 2/1990, Rauschmessungen, S149-155, Werner Schnorrenberg
- (12) CQ-DL 4/93, Messung kritischer Spezifikationen eines Empfängers, S. 128-130, Werner Schnorrenberg
- (13) Kurzwellen Empfänger, Militärverlag der DDR, Kapitel 9 u. 10, S. 317, Detlef Lechner

- (14) CQ-DL 5/91, Messung nichtlinearer Verzerrungen, S. 183-185, Werner Schnorrenberg
- (15) CQ-DL 11/97, Stabilisierung freilaufender Oszillatoren, S. 872-874, Werner Schnorrenberg
- (16) Beam Verlag, Funkempfänger-Schaltungstechnik, 1993, Eric T. Red
- (17) UKW-Berichte 4/86 u. 1/87, Empfänger-Eingangsteil für den Bereich 10kHz –30MHz, S. 242-255 u. S. 35-41, Joachim Kestler

Weitere, zweckdienliche Literatur:

- Springer, Tietze/Schenk, Halbleiter-Schaltungstechnik, 11. Auflage, April 1999
- ARRL, Radio Frequency Design, 1996, Wes Hayward, W7ZOI
- ARRL, Solid State Design, Ausgabe 1986
- Franzis Verlag, Professionelle Elektronik, Arbeitsbuch für den HF-Techniker, 1986, Eric T. Red
- Vth-Fachbuch, Das QRP-Baubuch, S. 70-80, Peter Rachow
- VHF/UHF Technik, DUBUS, VHF-Receiver with outstanding performance, S. 128-135, Michael Martin
- UKW-Berichte 1/1981, Extrem rauscharmer 96-MHz-Quarzoszillator, S. 24-32, Bernd Neubig
- Elektor-Verlag, Geradeaus- und Direktmischempfänger, S. 132-156, Michael Arnold
- ELEKTRONIK 26/1989, Frequenzanalyse durch FFT, S. 54-57, Werner Schnorrenberg
- Elektronik 4/1990, Rauschmessungen mit dem Spektrumanalysator, S. 106-109, Werner Schnorrenberg
- Elektronik 20/1990, Nichtlineare Verzerrungen-richtig gemessen, S. 72-81, Werner Schnorrenberg

W. Schnorrenberg
17.06.2001, DC4KU

Rev. 01.2016, 10.2016