

# PL-VCXO als Steueroszillator für Mikrowellenfrequenzaufbereitungen

*Wolf-Henning Rech, DF9IC, Eisinger Str. 36/2, 75245 Neulingen,  
mailto:whrech@web.de*

## 1 Präzise und rauscharme LO-Signale für Mikrowellentransverter

Mit dem möglichen technischen Fortschritt steigen die Anforderungen an die Station - war man vor 20 Jahren schon froh, in den Mikrowellenfrequenzbereichen überhaupt senden zu können, so haben Sendeleistung und Empfangsempfindlichkeit in den meisten Frequenzbereichen mittlerweile einen solchen Standard erreicht, daß das Augenmerk stärker auf einen weiteren Parameter gerichtet werden sollte, der Frequenzgenauigkeit.

Schon bei 1296 und 2320 MHz ist es eine erhebliche Erleichterung, wenn die schwache Gegenstation die vereinbarte CW-Frequenz mit  $\pm 100$  Hz einhält. Bei 47 GHz ist die gute Treffsicherheit noch viel mehr wert. Dabei reicht eine relative Frequenzgenauigkeit im Bereich  $10^{-9}$  für uns aus - das ist aber eigentlich nicht so schwer zu erreichen.

Neben hochstabilen OCXOs, die solche Genauigkeit bei aufwendiger Konstruktion (Doppel-Thermostat, hochwertige Quarze) liefern können, deren Alterung dann aber vor jedem Einsatz wegkalibriert werden muß, ist ein sehr einfach realisierbares Frequenznormal durch Synchronisation eines mäßig stabilen Billig-OCXOs auf das Sekundenpulssignal eines GPS-Empfängers möglich. Dadurch entfällt der Faktor Alterung, und die genannte Forderung von  $10^{-9}$  Frequenzgenauigkeit ist ohne besonderen Aufwand erreichbar. Meist liefern solche und andere Frequenznormal ein Sinussignal von 10 MHz.

Im folgenden soll es darum gehen, wie daraus ein rauscharmes Oszillatorsignal bei Frequenzen um 100 MHz entstehen kann, das Basis für die nachfolgenden Vervielfacherketten ist. Eine solche Art der Frequenzaufbereitung ist für unsere hohen Anforderungen an geringes Phasenrauschen im Abstand von 10...100 kHz - dem üblichen Frequenzabstand zu anderen starken Stationen - anderen Lösungen mit hochfrequenten Oszillatoren, z. B. den PLO-„Bricks“ und YIG- oder schlimmstenfalls VCO-basierten PLL-Quellen [1], die insbesondere im anglo-amerikanischen Raum bei Mikrowellenamateuren beliebt sind, vorzuziehen.

Kurz gesagt, gesucht ist ein Ersatz für die im Millimeterwellenbereich beliebten VHF-OCXOs [2][3][4], der dank Synchronisierung auf ein externes Frequenznormal nie wieder manuell nachgestimmt werden muß. Er sollte wie diese kompatibel zu den in großer Zahl vorhandenen Transvertern sein. Wünschenswert wäre ein niedrigeres Phasenrauschen als bei manchen, eher auf geringer Alterung als auf geringes Rauschen optimierten OCXO-Schaltungen (Tabelle 1).

Lösungen dafür gibt es schon einige, aber keine konnte den Autor voll überzeugen. [6] ist technisch einwandfrei, verwendet aber ein spezielles VCXO-Modul eines nicht näher bezeichneten Herstellers, der das bestimmt nicht preiswert für kundenspezifische Frequenzen herstellt. [7] ist als universelle Synchronisierschaltung für verschiedene Zwecke gedacht, wobei es ein wenig scheint, als wolle der Autor „mit Gewalt“ ein CPLD/FPGA ver-

OCXO bzw. PLVCXO Typ	Temperaturdrift  $\times 10^{-9}$	im Bereich  [°C]	Phasenrauschen im Abstand von		Quelle
			10kHz [dBc/Hz]	100kHz [dBc/Hz]	
DF9LN	+100	-20 ... +55	-140	-142	F9HX [5]
G8ACE Mk1	+40	-20 ... +55	-144	-147	F5EFD [5]
ID-Elektronik	<+20	-10 ... +50	-154	-156	DK2DB
AD6IW	+5	0 ... +60	-155	-161	AD6IW

**Tabelle 1** Frequenzstabilität und Phasenrauschen von OCXOs (Zeile 1-3) und einem PL-VCXO. Bei letzterem hängt die Temperaturstabilität vom eingesetzten Referenz-OCXO ab, im Beispiel ein Vectron 718Y

wenden, wo es eigentlich genügend gut geeignete PLL-Bausteine schon fertig gibt; das Problem des VCXO wird ausgespart. [8] ist noch nicht veröffentlicht, aber vermutlich ähnlich der hier vorgeschlagenen Lösung, während [9] eher durch unkonventionelle Vorgehensweise (direkte Synthese), aber auch hohen Aufwand (3-stufiges Quarzfilter mit individuell hergestellten Quarzen) und ungeklärte Nebenwellenprobleme auffällt.

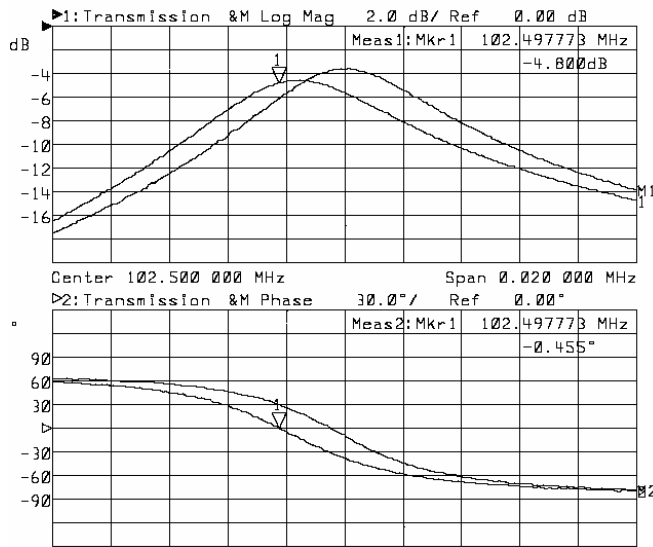
Die vorgestellte Baugruppe konzentriert sich auf den VCXO selbst, der PLL-Schaltkreis zur Stabilisierung ist ein üblicher Standardbaustein und für den Zweck völlig ausreichend. Es wurde darauf Wert gelegt, daß die Baugruppe autonom funktioniert und keine weiteren Eingriffe in den daraus versorgten Transverter nötig sind, als bei diesem den Quarzoszillator auf bekannte Art und Weise in eine Verstärkerstufe zu modifizieren.

## 2 Der VCXO

Der eigentliche Quarzoszillator ist ein Colpittsoszillator mit JFET in Gateschaltung und Quarz in Serienresonanz im Rückkopplungsweig, wie er seit langem und vielfach erfolgreich als Oszillator in Mikrowellenfrequenzaufbereitungen eingesetzt wird. Dieser Oszillator erreicht eine relativ hohe belastete Quarzgüte bei vernünftig gewählter Leistung am Quarz und erzeugt insofern ziemlich rauscharme Signale, weit besser als die meisten OCXOs.

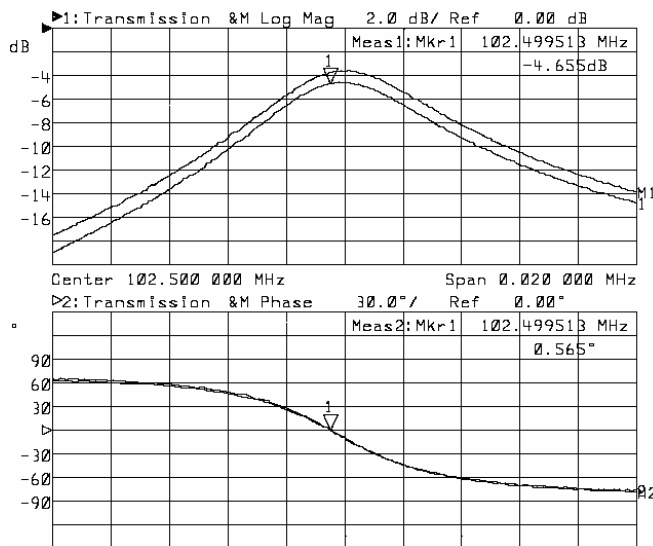
Die Aufgabe besteht nun darin, diesen Oszillator mit einer richtig entworfenen Ziehschaltung mit ausreichend großem Ziehbereich zu versehen, um durch Änderung der Abstimmungsspannung alle temperaturbedingten Quarzfrequenzänderungen ausgleichen zu können. Zur Abstimmung sollte man nicht den Schwingkreis am Drain verwenden, sondern eine variable Reaktanz in Serie zum Quarz schalten. Im Beispiel wurden Oszillator und Ziehschaltung zunächst für eine Frequenz von ca. 100MHz dimensioniert. Deutlich andere Oszillatorfrequenzen erfordern die Umdimensionierung einiger kritischer Bauteile.

Der erste Schritt besteht in einer möglichst guten Kompensation der statischen Kapazität des Quarzes. Diese ist abhängig von der Bauform und möglicherweise auch vom Hersteller, so daß nicht für alle Fälle die gleiche Kompensationsinduktivität verwendet werden kann. Bei dem im Versuchsaufbau verwendeten Quarz von [10] ist ein Wert von 470nH günstig. Diese Induktivität bildet mit der statischen Kapazität (Elektrodenkapazität) einen Parallelschwingkreis, dessen Resonanz in der Nähe der Quarzfrequenz liegen muß, so daß sich diese dort nicht mehr auswirkt. Nur bei guter Abstimmung dieser Kompensation (Auswahl des jeweils günstigsten Induktivitätswerts mindestens aus der E6-, besser E12-Reihe) funktioniert die Ziehschaltung wie gewünscht.



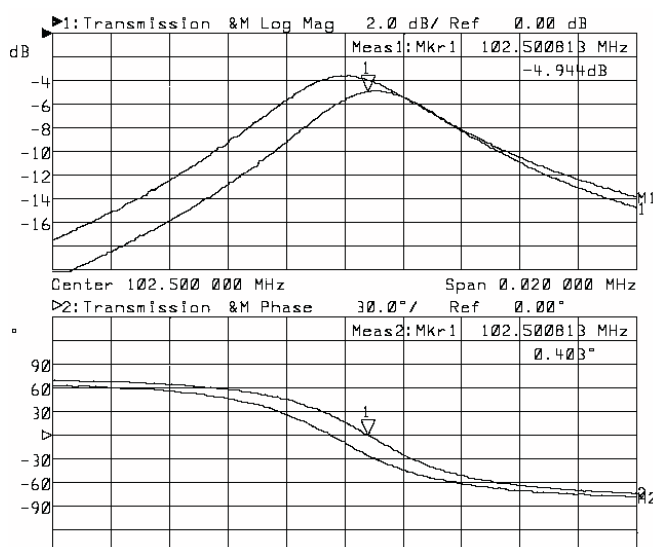
(a)

Abstimmspannung = 0,5 V



(b)

Abstimmspannung = 2,5 V



(c)

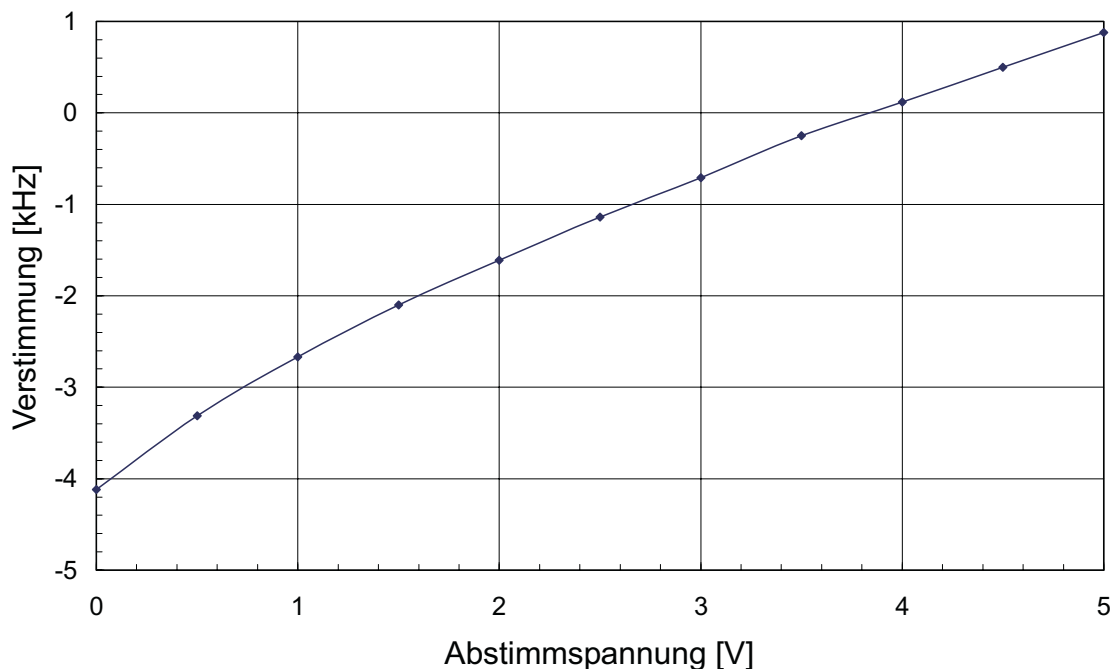
Abstimmspannung = 4,5 V

**Bild 1** Amplituden- und Phasenübertragungsfunktion des Quarzes mit Ziehschaltung bei verschiedenen Werten der Abstimmspannung; als Referenz ist jeweils die Übertragungsfunktion des kompensierten Quarzes alleine eingetragen

Die Zieherschaltung selbst besteht aus einer Festinduktivität in Serie mit Kapazitätsdioden. Bei der Auswahl der Dioden ist zu beachten, daß durch diese ein nicht unerheblicher HF-Strom fließt, jedenfalls, wenn die relativ hohe Oszillatorleistung am Quarz erhalten bleiben soll. Deshalb werden Varicaps mit großer Kapazität verwendet und davon 6 Stück in Serie geschaltet; damit reduziert sich die an jeder Diode liegende HF-Spannung. Das Ziel ist ein ausreichend großer Abstimmbereich symmetrisch um die Quarzserienresonanzfrequenz mit einer Abstimmspannung von maximal 5 V, die die üblichen PLL-Bausteine direkt liefern können. Die Auswahl der Ziehpule ist relativ kritisch, sowohl vom Wert als auch der Bauform her. Versuchsweise eingesetzte abstimbare Neosid-Filter haben sich nicht bewährt. Verwendung fanden letztlich SMD-Festinduktivitäten der Bauform 1206. Zum Feinabgleich können auf der Leiterplatte zwei Stück in Serie geschaltet werden.

Die Abstimmspannung wird den Kapazitätsdioden über Widerstände zugeführt, im Muster mit dem Wert 10kOhm. Das ist ein Kompromiß - höhere Werte würden die Verluste noch ein wenig reduzieren, aber der (geringe) Sperrstrom der Varicaps verursacht einen Spannungsabfall daran und dadurch zusätzliches Oszillatorrauschen.

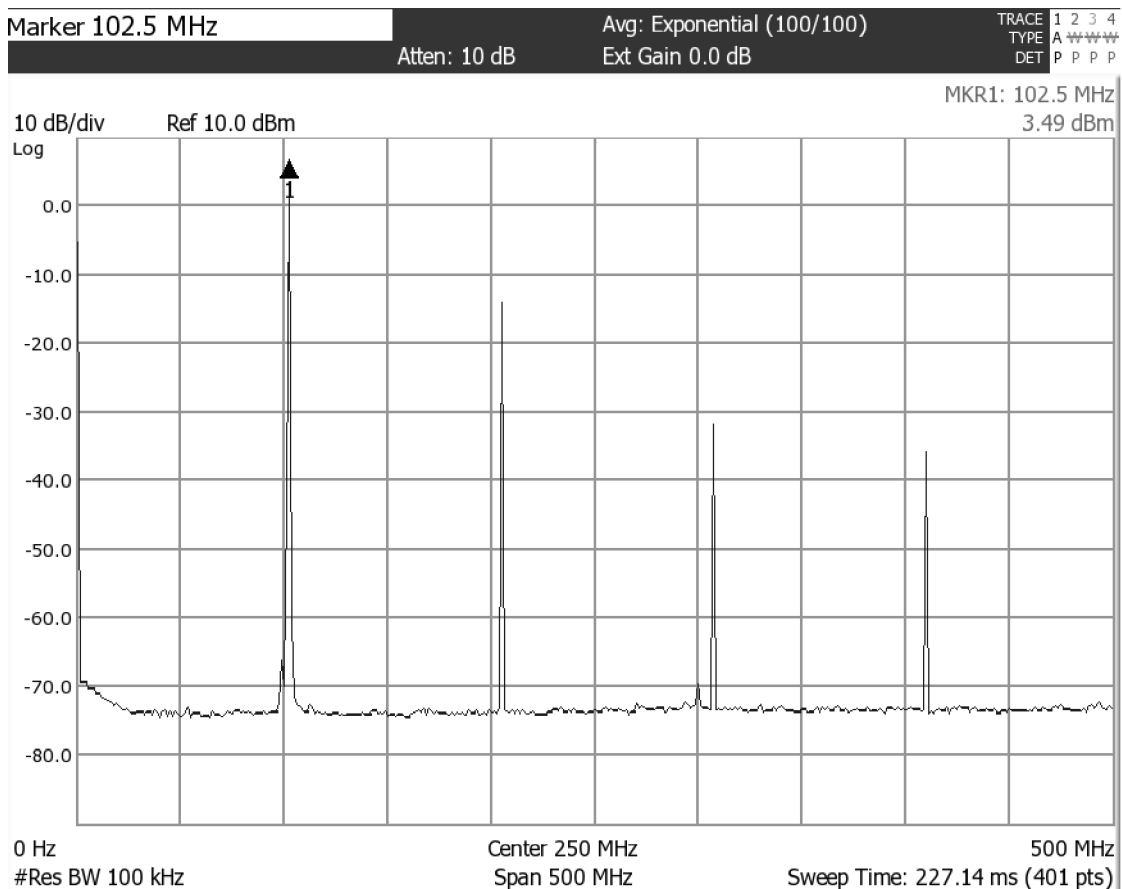
Zur Dimensionierung und zum Test der Ziehschaltung wurde zunächst der kompensierte Quarz alleine und dann mit der Ziehschaltung am Netzwerkanalysator untersucht. Bild 1 zeigt die Ergebnisse. Die Einfügungsdämpfung nimmt etwas zu, daher muß die Rückkopplung des VCXOs stärker gewählt werden als bei einem reinen XO, und die Frequenz der Phasendrehung = 0, die etwa der Oszillatorfrequenz entspricht, ist wie gewünscht abstimmbar.



**Bild 2** Gemessene Abstimmkennlinie des Testoszillators mit einer Nennfrequenz von 102,5MHz

Mit der so optimierten Quarzbeschaltung hat der Oszillator auf Anhieb funktioniert; Bild 2 zeigt die Abstimmkennlinie der Oszillatorfrequenz. Die Oszillatorfrequenz liegt im Mittel zu niedrig, was hauptsächlich an der erheblichen Toleranz des verwendeten Quarzes liegt (dieser war nicht für genaue Anwendungen beschafft worden). Aber natürlich kann die Lage des Abstimmbereichs durch geringfügiges Verkleinern der Ziehinduktivität korrigiert werden.

Die Ausgangsamplitude ändert sich beim Musteroszillator durch den Einfluß der Abstimmung um weniger als  $\pm 0,2$  dB. Die relative Breite des Abstimmbereichs liegt bei ca. 40 ppm und genügt damit bei korrekter Lage zum Ausgleich aller Temperaturdrift und Alterung eines einigermaßen hochwertigen Quarzes. Die erzeugten Oberwellen sind ausreichend abgesenkt (Bild 3), was meist keine große Rolle spielt, da die nächste Stufe sowieso wieder Oberwellen erzeugen soll. Nebenwellen, insbesondere solche auf Grund der Referenzfrequenz von 10 MHz, sind nicht erkennbar.



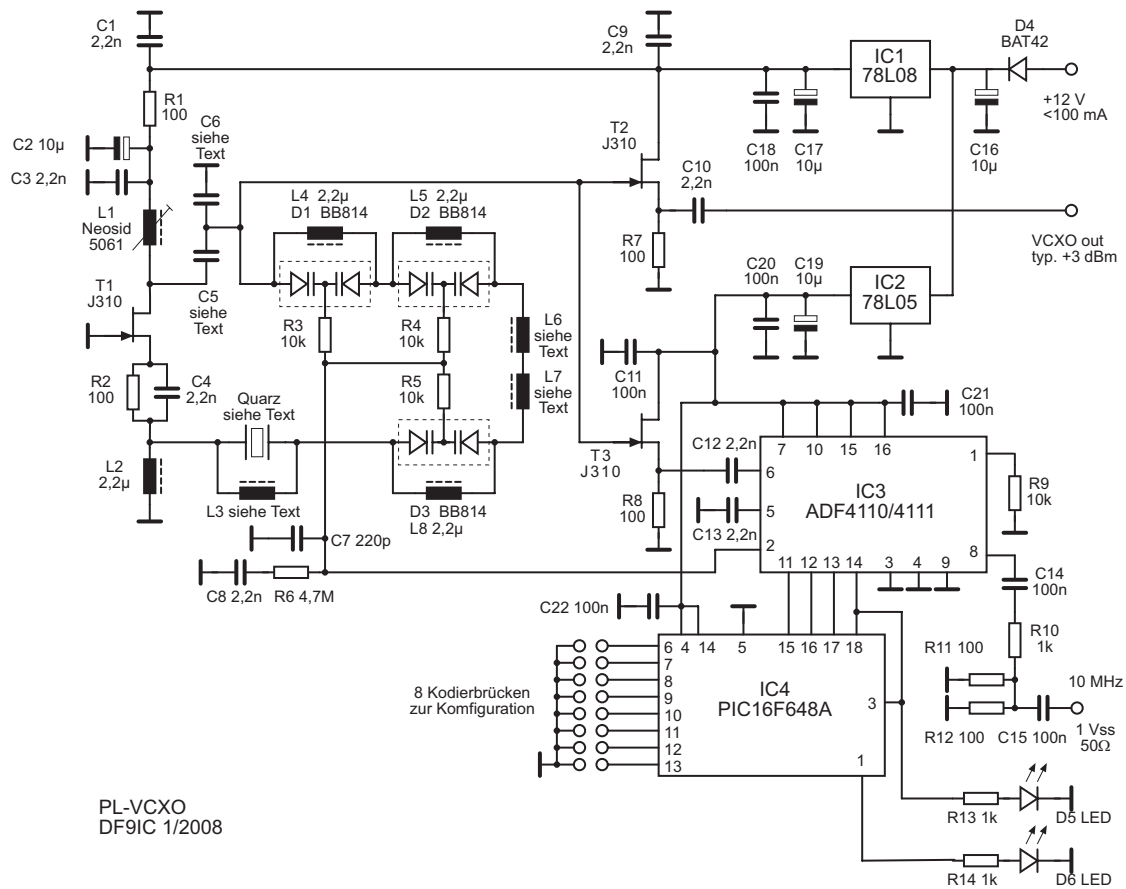
**Bild 3** Gemessenes Ausgangsspektrum des Testoszillators

Der Oszillator und die Ausgangspufferstufe werden mit einer Versorgungsspannung von 8 V betrieben. Wichtig ist, die Versorgungsspannung des Oszillators zusätzlich über einen passiven RC-Tiefpaß zu filtern, sonst macht sich das Rauschen des Spannungsreglers bereits im Ausgangssignal bemerkbar. Die Ausgangsleistung beträgt ca. 3 dBm und paßt damit gut zu den üblichen Transverterschaltungen.

Bild 4 zeigt das Schaltbild der gesamten Baugruppe.

### 3 Die PLL

Fast die gesamte Schaltung der Phasenregelschleife befindet sich in einem IC. Bei dessen Auswahl wurde darauf geachtet, daß es ein „Industriestandard“-Bauteil ist, das hoffentlich noch für lange Zeit erhältlich sein wird. Es ist auch gar nicht mehr so einfach, einen Baustein zu finden, der für so niedrige (!) Frequenzen noch spezifiziert ist. Aus der Typenreihe von Analog Devices können wahlweise die pin- und funktionskompatiblen Typen ADF4110



**Bild 4** Schaltbild der Baugruppe

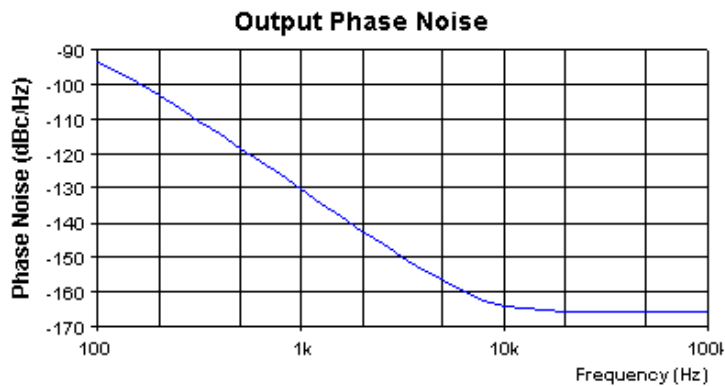
und ADF4111 verwendet werden. Der PLL-Baustein wird beim Einschalten über einen Mikrokontroller konfiguriert, der seine Information wiederum von einer Reihe Kodierbrücken (Jumper) erhält, die ggf. auch fest eingelötet werden können. Dafür muß eine Konvention getroffen werden, die möglichst viele Fälle abdecken kann; ein (noch nicht implementierter) Vorschlag dafür findet sich im Anhang.

Die Referenzfrequenz wird im PLL-Baustein heruntergeteilt auf einen Wert von 1/288 MHz, 1/320 MHz, 1/384 MHz oder 1/432 MHz. Damit läßt sich ein sehr weiter Bereich möglicher Oszillatorfrequenzen in einem der vier Raster abdecken. Die VCXO-Frequenz wird auf den gleichen Nominalwert geteilt, die beiden Signale phasenverglichen und über ein passives Schleifenfilter auf die Abstimmioden rückgekoppelt.

Der Rastzustand der PLL wird mit einer LED angezeigt.

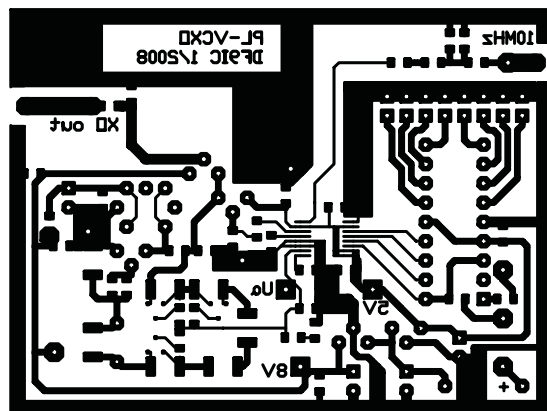
Bild 5 zeigt die Simulation des Phasenrauschens des stabilisierten Oszillators. Die Werte des VCXO selbst (Leeson-Modell mit -3 dBm Oszillatorleistung, 8 dB Rauschfaktor und einer belasteten Resonatorgüte von 10.000) bestimmen dabei nur den Noise Floor, der Anstieg der spektralen Rauschleistungsdichte zu niedrigen Frequenzen hingegen stammt in der Simulation aus dem PLL-Baustein und dem passiven Schleifenfilter. Eine mögliche zusätzliche Rauschmodulation durch Leckströme der Kapazitätsdioden ist allerdings nicht enthalten. In 10 kHz Abstand werden <-160 dBc/Hz prognostiziert.

Die Referenzfrequenz sollte sinusförmig mit einem Pegel von  $1 V_{SS}$  bei 50-Ohm-Abschluß zugeführt werden. Dabei wird empfohlen, einen entsprechenden Verteilverstärker mit Tief-



**Bild 5** Simulation des Phasenrauschens mit ADISimPLL

paßfilter zu verwenden, um auch bei einer größeren Zahl von angeschlossenen Transvertersaufbereitungen mit langen Kabeln dazwischen gegenseitige Verkopplungen und Übersprechen zu vermeiden. Soll die Baugruppe dagegen in einem Portabeltransverter mit integriertem GPS-Frequenznormal eingesetzt werden, kann dieser Zusatzaufwand entfallen. Der Pegel sollte dennoch etwa eingehalten werden.



**Bild 6** Leiterplatte des PL-VCXO - FR4 1,5mm mit Rückseite Masse

Bild 6 zeigt die Leiterplatte, die größtenteils in SMD-Technik bestückt wurde. Für die SMD-Induktivitäten wurde die Bauform 1206 vorgesehen, die bei der niedrigen Frequenz von 100MHz eine etwas höhere Güte erreicht als kleinere Bauformen.

Einige Bauteile müssen der jeweiligen Oszillatorfrequenz angepaßt werden. Der Testaufbau wurde bei Frequenzen um 100MHz untersucht; dort wurde  $L3 = 470\text{ nH}$  gewählt,  $C5 = 22\text{ pF}$  und  $C6 = 68\text{ pF}$ .  $L6$  und  $L7$  müssen in ihrem Wert ebenfalls der Quarzfrequenz angepaßt werden, wobei sie auch einen Feinabgleich der Frequenz (des Ziehbereichs) ermöglichen; deshalb wurden zwei Bauteile in Serie vorgesehen. Dabei ist es günstig, zwei etwa gleich große Werte zu verwenden, dann sind die parasitären Effekte am geringsten bei höchster Güte. Im Testoszillator sind etwa  $300\text{ nH}$  insgesamt erforderlich. Beim Aufbau des Oszillators sollte man daher ein E12-Sortiment an SMD-Ls von  $100\text{--}470\text{ nH}$  verfügbar haben. Geeignet ist z. B. der Typ L-1206AS von Faston und für die  $2,2\text{-}\mu\text{H}$ -Drosseln der Typ L-1206F (beide bei [11] erhältlich).

Bild 7 zeigt den Bestückungsplan; Bild 8 ein Foto der Baugruppe.

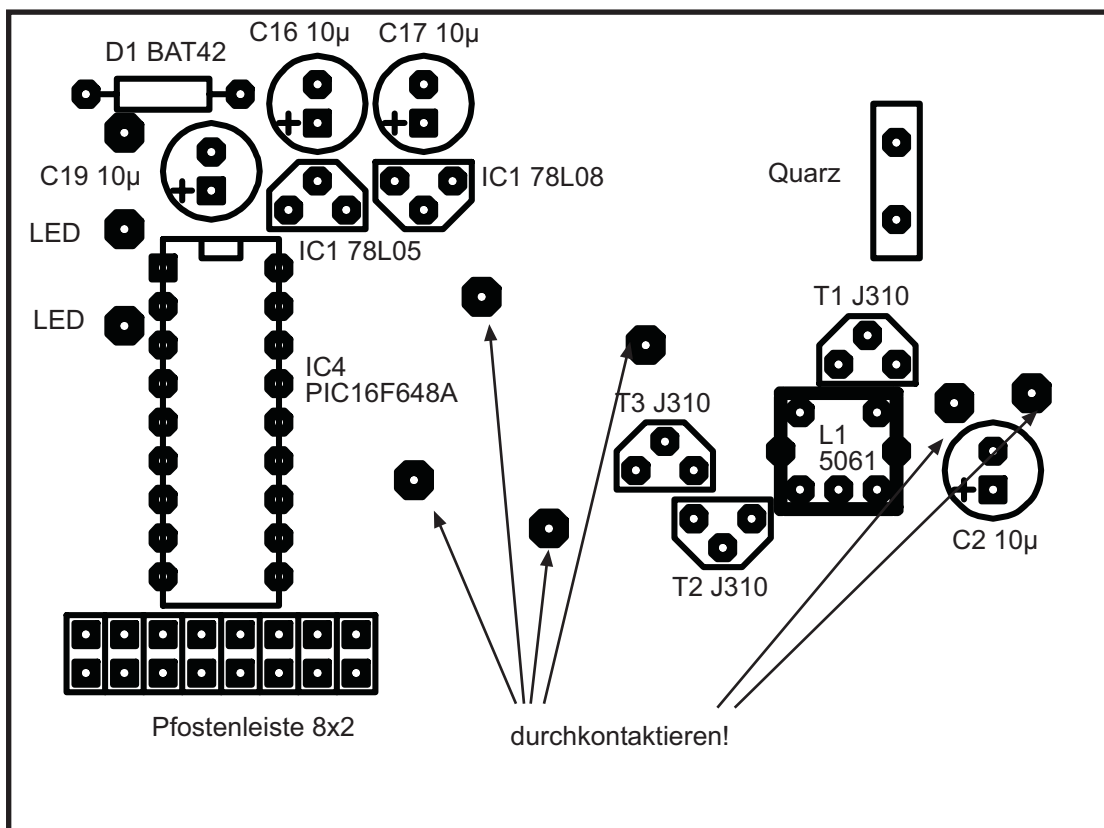
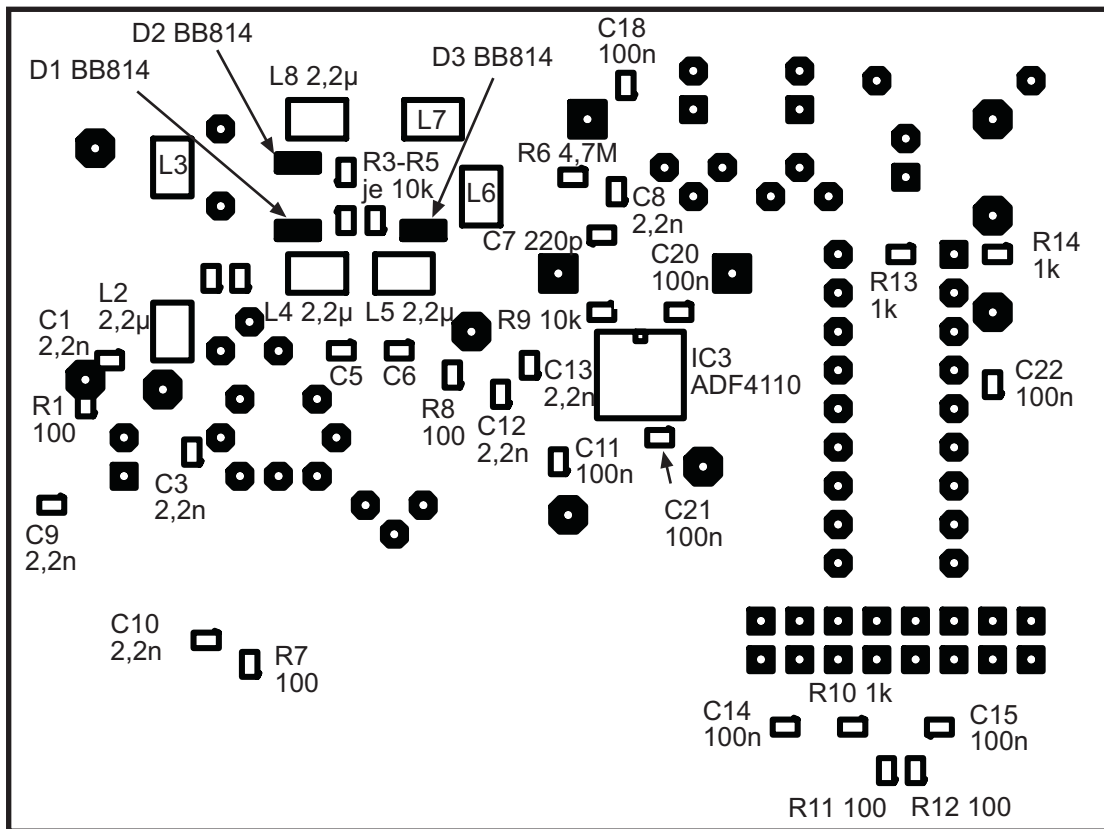
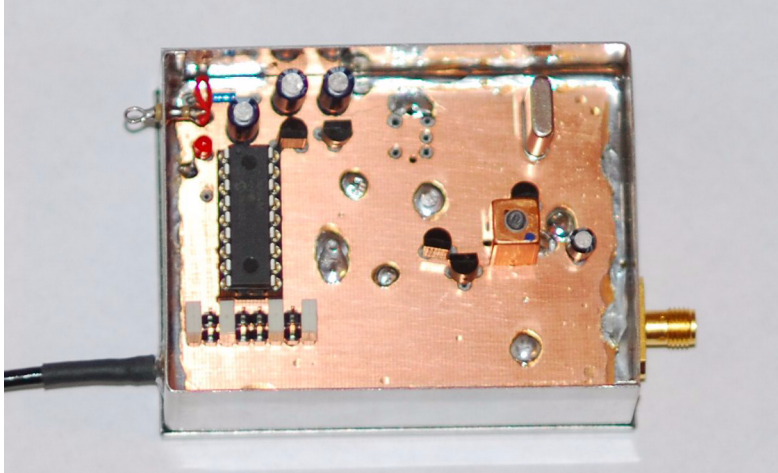


Bild 7 Bestückungsplan des PL-VCXO





**Bild 8** Photo der Baugruppe

## 4 Zusammenfassung

Es wurde das Konzept eines VHF-Quarzoszillators mit großem Ziehbereich vorgestellt, der sich an eine externe Normalfrequenz anbinden läßt. Zum Zeitpunkt der Abfassung des Manuskripts stehen noch einige Messungen des Verhaltens der PLL aus. Insofern sind Änderungen von Bauteilwerten denkbar, daher bitte vor einem möglichen Nachbau anhand dieses Manuskripts nach neueren Informationen auf der Webseite des Autors schauen.

## 5 Referenzen

[1] <http://www.ad6iw.com/PCOM.html>

[2] OCXO DF9LN: <http://www.dl6nci.de/ocxo.htm>

[3] OCXO G8ACE: <http://www.microwaves.dsl.pipex.com/mk2/mk2.pdf>

[4] OCXO ID-Elektronik: <http://www.id-elektronik.de>

[5] [http://millimeterwave.free.fr/Chapitre\\_1\\_OCXO\\_G8ACE\\_cj.pdf](http://millimeterwave.free.fr/Chapitre_1_OCXO_G8ACE_cj.pdf)

[6] Goran Popovic, AD6IW, High performance, low phase noise PLL microwave source. DUBUS 1/2006, 8-14.

[7] REFLOCK CT1DMK: [:http://w3ref.cfn.ist.utl.pt/cupido/reflock.html](http://w3ref.cfn.ist.utl.pt/cupido/reflock.html) und <http://w3ref.cfn.ist.utl.pt/cupido/reflock01.pdf>

[8] Michael Kuhne, DB6NT, Transvertertechnologie im Wandel der Zeit. Amateurfunkta-gung München 2008.

[9] Dave Powis, G4HUP, DL4HUP, A Flexible Direct Frequency Synthesizer. Martlesham Microwave Round Table 2007.

[10] Klove Electronic BV, <http://www.klove.nl>

[11] Reichelt Elektronik, Sande.

