

# Rauscharme Frequenzaufbereitung für Bakensender mit Normalfrequenzanbindung

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

## 1 Präzise und rauscharme Signalaufbereitung für Bakensender

Bakensender, insbesondere im Mikrowellenfrequenzbereich, sollen nicht nur der Beobachtung der Ausbreitungsbedingungen, sondern auch als Frequenzkalibriermarke für einfacher ausgerüstete portable Mikrowellenstationen dienen. Daher ist eine hohe Frequenzgenauigkeit erwünscht. Diese erlaubt zusätzlich einer Empfangsstation mit präziser Empfangsfrequenz das schnelle Auffinden bei sehr schwachen Signalen und die automatisierte Beobachtung.

Für alle diese Aufgaben reicht eine relative Frequenzgenauigkeit im Bereich  $10^{-9}$  aus - das ist grundsätzlich mit einem GPS-disziplinierten OCXO mit angemessenem Aufwand erreichbar. Eine gewisse Herausforderung besteht darin, daß ein Bakensender einerseits eine Frequenzerzeugung in einem relativ feinen Raster benötigt und andererseits eine Frequenzumtastung zur Kennungsgebung möglich sein sollte, wobei die Mark-Frequenz der Nominalfrequenz entspricht und die Space-Frequenz demgegenüber um einige Hundert Hz nach unten versetzt ist.

Als Basis für diese Frequenzaufbereitung wird das bereits in [1] vorgestellte Konzept eines PLL-stabilisierten VCXO verwendet. Um es für den Bakeneinsatz brauchbar zu machen, muß der PLL-Baustein gegen einen mit der Möglichkeit eines feinen Frequenzrasters ausgetauscht werden. Hierfür käme entweder ein DDS in der PLL in Frage, der mit der VCXO-Frequenz als Taktsignal betrieben und dann so parametrisiert wird, daß er die Vergleichsfrequenz von 10 MHz erzeugt, oder ein Teiler mit gebrochenem Teilfaktor („Fractional-N“) mit großem möglichem Nenner. Wegen des geringeren Aufwands wurde der zweiten Lösung der Vorzug gegeben.

Die Frequenzumtastung erfolgt dann einfach durch Umprogrammierung des Teilfaktors und ausreichend hohe Schleifengrenzfrequenz. Der Mikrocontroller auf der Baugruppe kann auch gleich die Kennung erzeugen.

Eine solche Baugruppe läßt sich natürlich genauso gut als Frequenzaufbereitung für einen anderen Zweck als einen Bakensender verwenden; auch hier ist die sehr feine Frequenzauflösung von Vorteil.

## 2 Konzept der Baugruppe

Bild 1 zeigt ein Blockschaltbild. Zur Frequenzerzeugung dient ein VHF-Quarzoszillator, der mit einer Ziehschaltung mit großem Ziehbereich ausgerüstet ist. Dessen Ausgangsfrequenz



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.

Die Ziehschaltung 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 3V, die der verwendete PLL-Baustein direkt liefern kann. 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.

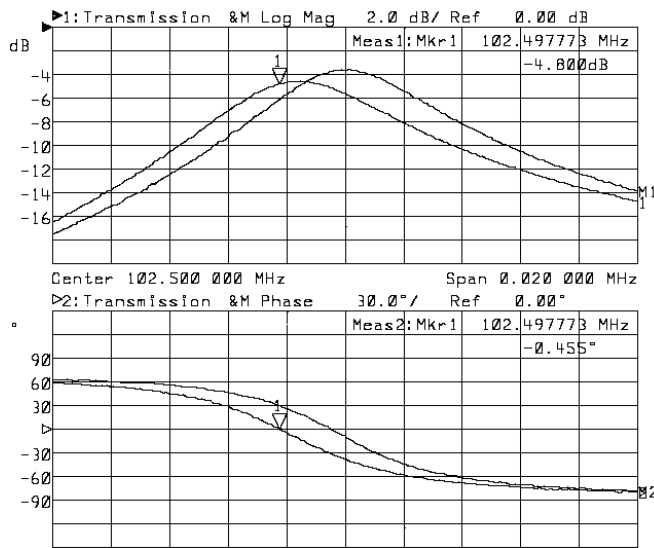
Die Abstimmspannung wird den Kapazitätsdioden über Widerstände zugeführt, im Muster mit dem Wert 10kOhm. Das ist ein Kompromiß - höhere Werte würden die Verluste noch ein wenig reduzieren, aber der (geringe) Sperrstrom der Varicaps verursacht einen Spannungsabfall daran und dadurch zusätzliches Oszillatorrauschen.

Zur Dimensionierung und zum Test der Ziehschaltung wurde zunächst der kompensierte Quarz alleine und dann mit der Ziehschaltung am Netzwerkanalysator untersucht. Bild 2 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.

Mit der so optimierten Quarzbeschaltung hat der Oszillator auf Antrieb funktioniert; Bild 3 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 für Spannungen zwischen 0,5V und 2,5V liegt bei ca. 20 ppm und genügt damit bei korrekter Lage zum Ausgleich der Temperaturdrift und Alterung eines hochwertigen Quarzes. Die erzeugten Oberwellen sind ausreichend abgesenkt (Bild 4), was meist keine große Rolle spielt, da die nächste Stufe sowieso wieder Oberwellen erzeugen soll. Nebenwellen, insbesondere solche auf Grund der Referenzfrequenz von 10MHz, sind nicht erkennbar.

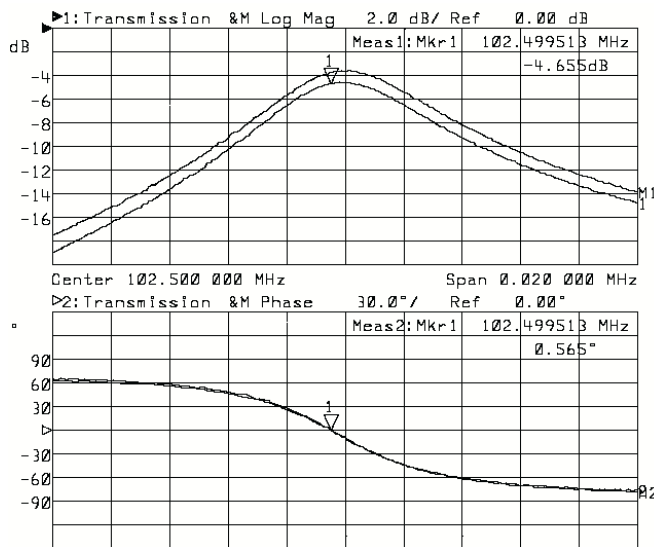
Der Oszillator und die Ausgangspufferstufe werden mit einer Versorgungsspannung von 9V betrieben. Wichtig ist es, die Versorgungsspannung des Oszillators zusätzlich über einen passiven RC-Tiefpaß zu filtern, sonst macht sich das Rauschen des Spannungsreglers bereits im Ausgangssignal bemerkbar. Die Ausgangsleistung beträgt ca. 3dBm.

Bild 5 zeigt das Schaltbild der gesamten Baugruppe.



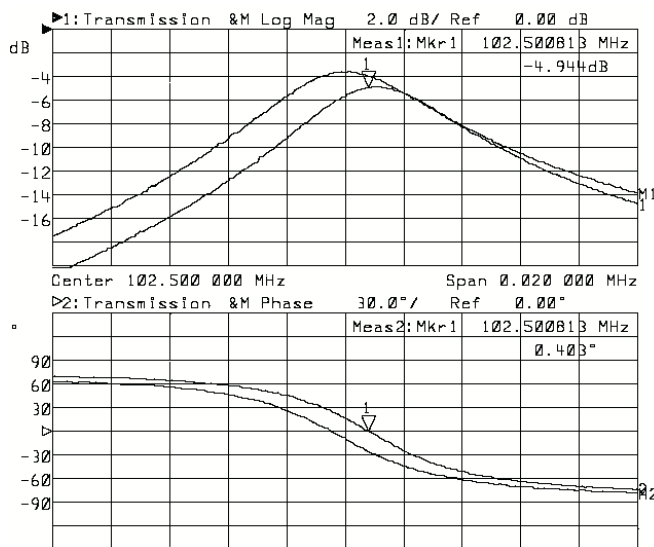
(a)

Abstimmspannung = 0,5 V



(b)

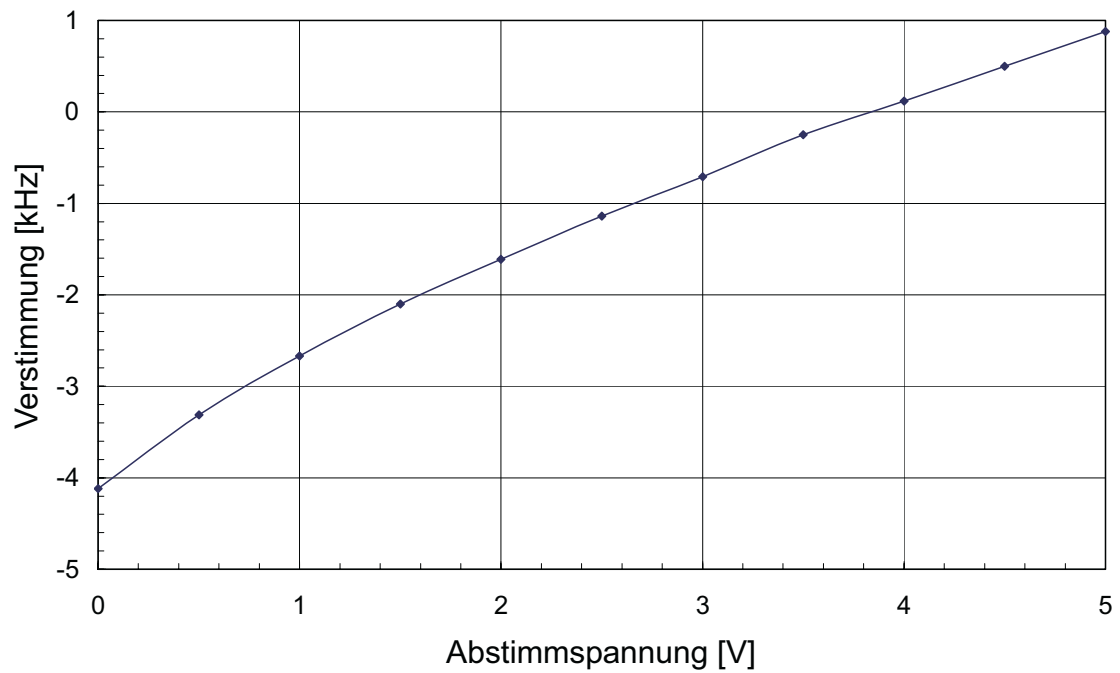
Abstimmspannung = 2,5 V



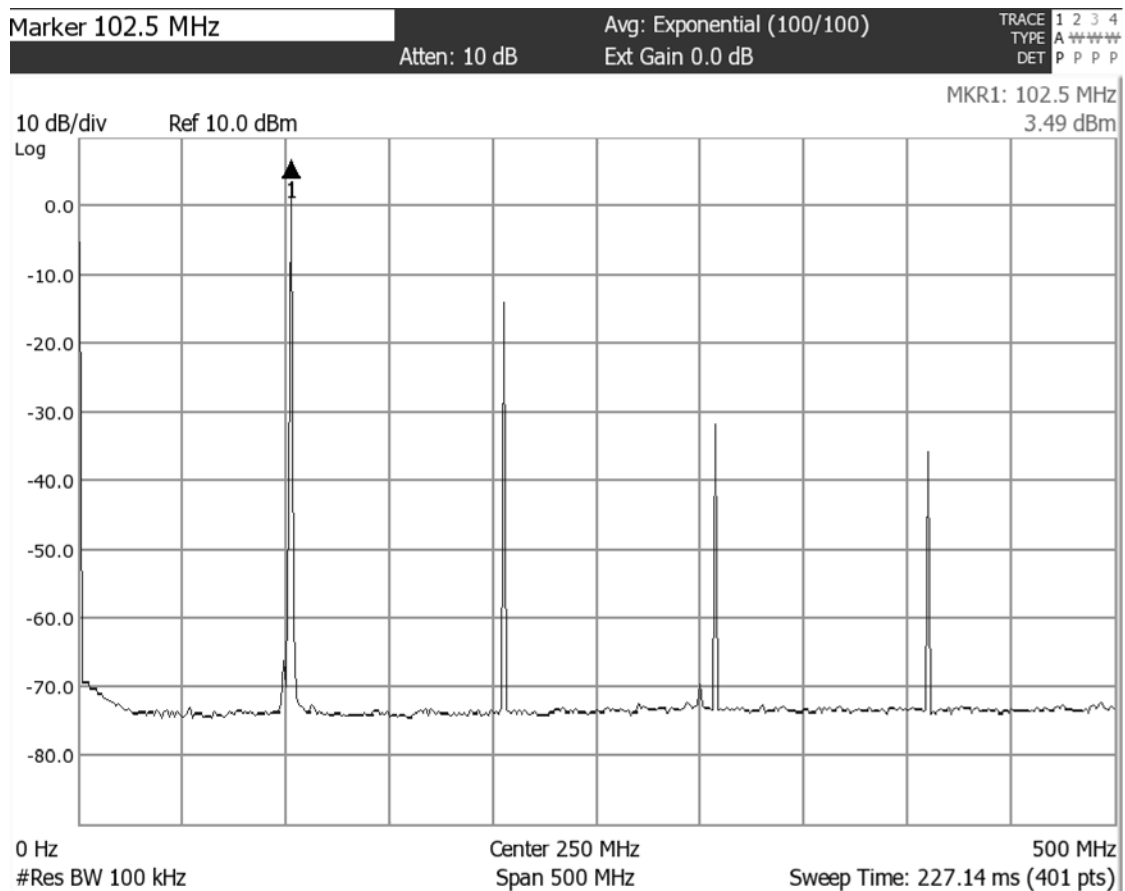
(c)

Abstimmspannung = 4,5 V

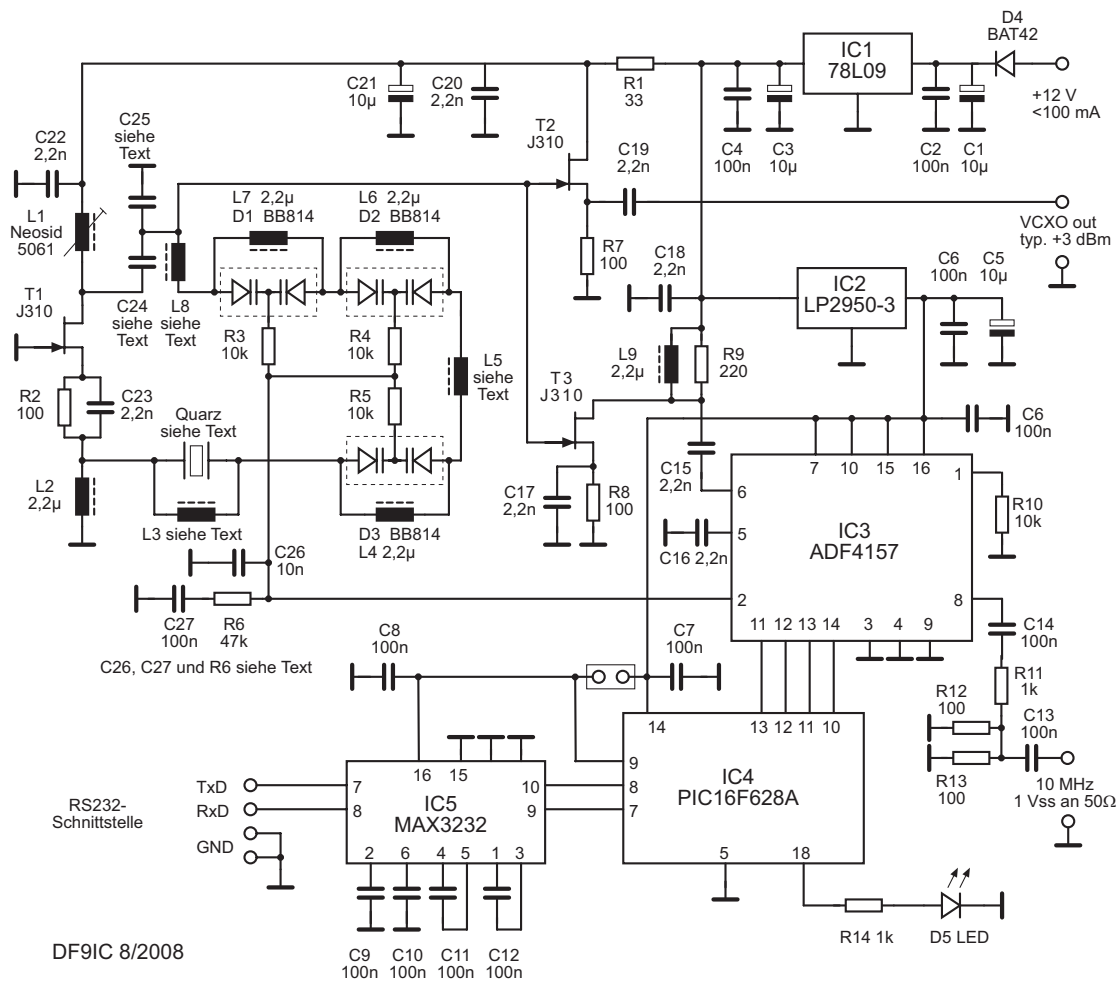
**Bild 2** Amplituden- und Phasenübertragungsfunktion des Quarzes mit Ziehschaltung bei verschiedenen Werten der Abstimmspannung; als Referenz ist jeweils die Übertragungsfunktion des kompensierten Quarzes alleine eingetragen



**Bild 3** Gemessene Abstimmkennlinie des Testoszillators mit einer Nennfrequenz von 102,5MHz und 300nH Ziehinduktivität



**Bild 4** Gemessenes Ausgangsspektrum des Testoszillators



**Bild 5** Schaltbild der Baugruppe

## 4 Die PLL

Fast die gesamte Schaltung der Phasenregelschleife befindet sich in einem IC. Dafür wurde in [1] ursprünglich ein Integer-N-PLL-Baustein von Analog Devices (ADF4110/4111) ausgewählt. Pinkompatibel dazu ist der ADF4157, der den aktuellen Stand der Technik bezüglich hochauflösender Delta-Sigma-Fractional-N-Bausteine darstellt. Er wurde zunächst für den Einsatzzweck der VCXO-Stabilisierung verworfen, da die untere Grenzfrequenz mit 500MHz angegeben ist.

Ein genaueres Studium des Datenblatts zeigt aber, daß bei Einhalten einer Mindestflankensteilheit auch niedrigere Eingangsfrequenzen möglich sind; bei sinusförmiger Kurvenform und 90MHz als unterer Grenzfrequenz ist dafür eine Eingangsamplitude von wenigstens  $1,5V_{SS}$  erforderlich, die mit der Pufferschaltung um T3 aufgebracht wird. Der Baustein ermöglicht dann eine Abstimmung in Schritten von  $1/2^{25}$  der Phasenvergleichsfrequenz. Der Musteraufbau verwendet eine Phasenvergleichsfrequenz von 400kHz, die durch Teilung der Referenzfrequenz  $10\text{MHz} : 25$  zustandekommt, was eine Schrittweite der Ausgangsfrequenz von ca. 12mHz ermöglicht. Diese Schrittweite ist mit ca.  $10^{-10}$  der Oszillatorfrequenz so fein, daß auch nach einer Vervielfachung bis in den mm-Wellenbereich ausreichend genaue

Bakennominalfrequenzen erreichbar sind. Es ist - innerhalb des Ziehbereichs des Quarzes - sozusagen „jede“ Frequenz direkt programmierbar.

Der PLL-Baustein wird beim Einschalten über einen Mikrokontroller konfiguriert, der durch Änderung des gebrochenen Teilfaktors auch die Frequenzumtastung zur Kennungsgebung durchführen kann, ohne die PLL abschalten zu müssen. Die erzeugte Ausgangsfrequenz folgt dem Sollwert mit der Übertragungsfunktion der Regelschleife, die durch das Tiefpaßfilter in weiten Grenzen beeinflusst werden kann. Die in Bild 5 eingetragenen Werte für etwa 100Hz Bandbreite sind dabei als Startwerte einer noch ausstehenden Optimierung anzusehen, die Tastung damit klingt noch etwas hart.

Der Mikrocontroller kann über eine serielle Schnittstelle konfiguriert werden oder auch mit der Umgebung kommunizieren. Die Test-Firmware nutzt diese Möglichkeit noch nicht, aber auf der Leiterplatte ist der Pegelwandler für die RS232 bereits bestückt. Der korrekte Funktionszustand der PLL kann mit einer LED angezeigt werden.

Das Phasenrauschens des stabilisierten Oszillators wird deutlich außerhalb der Schleifenbandbreite vom VCXO selbst bestimmt, in Trägernähe macht sich die PLL bemerkbar. Durch Verwendung der Fractional-N-PLL mit relativ hoher Phasenvergleichsfrequenz sollte dieser Einfluß rechnerisch aber bereits in weniger als 2kHz Abstand vernachlässigbar sein. Im Vortrag werden Meßwerte vorgestellt.

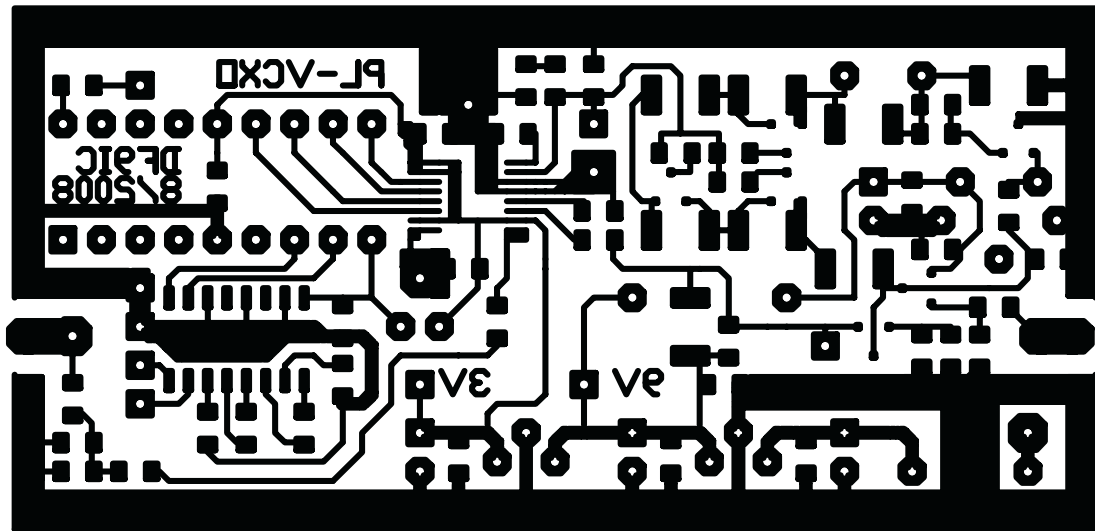
Wie sich bei der Erprobung gezeigt hat, machen sich sogenannte „Integer Boundary Spurs“ [5] sehr deutlich als modulierter (verbrummt) Ton bemerkbar, wenn die stabilisierte VCXO-Frequenz nur wenige zig bis hundert Hz neben einer durch ganzzahlige Teilung erzeugbaren Frequenz liegt. Daher sollte (und kann) ein solcher Fall vermieden werden, indem die Phasenvergleichsfrequenz durch Veränderung des Referenzteilkfaktors anders gewählt wird.

Die Referenzfrequenz wird sinusförmig mit einem Nominalpegel von  $1V_{ss}$  bei 50-Ohm-Abschluß zugeführt. Dabei wird empfohlen, einen entsprechenden Verteilverstärker mit Tiefpaßfilter zu verwenden, wenn mehrere stabilisierte Oszillatoren an einem Mutteroszillator betrieben werden sollen, um definierte Pegelverhältnisse zu erreichen. Der Pegel ist nicht kritisch, sollte aber in etwa eingehalten werden ( $\pm 3...5$  dB).

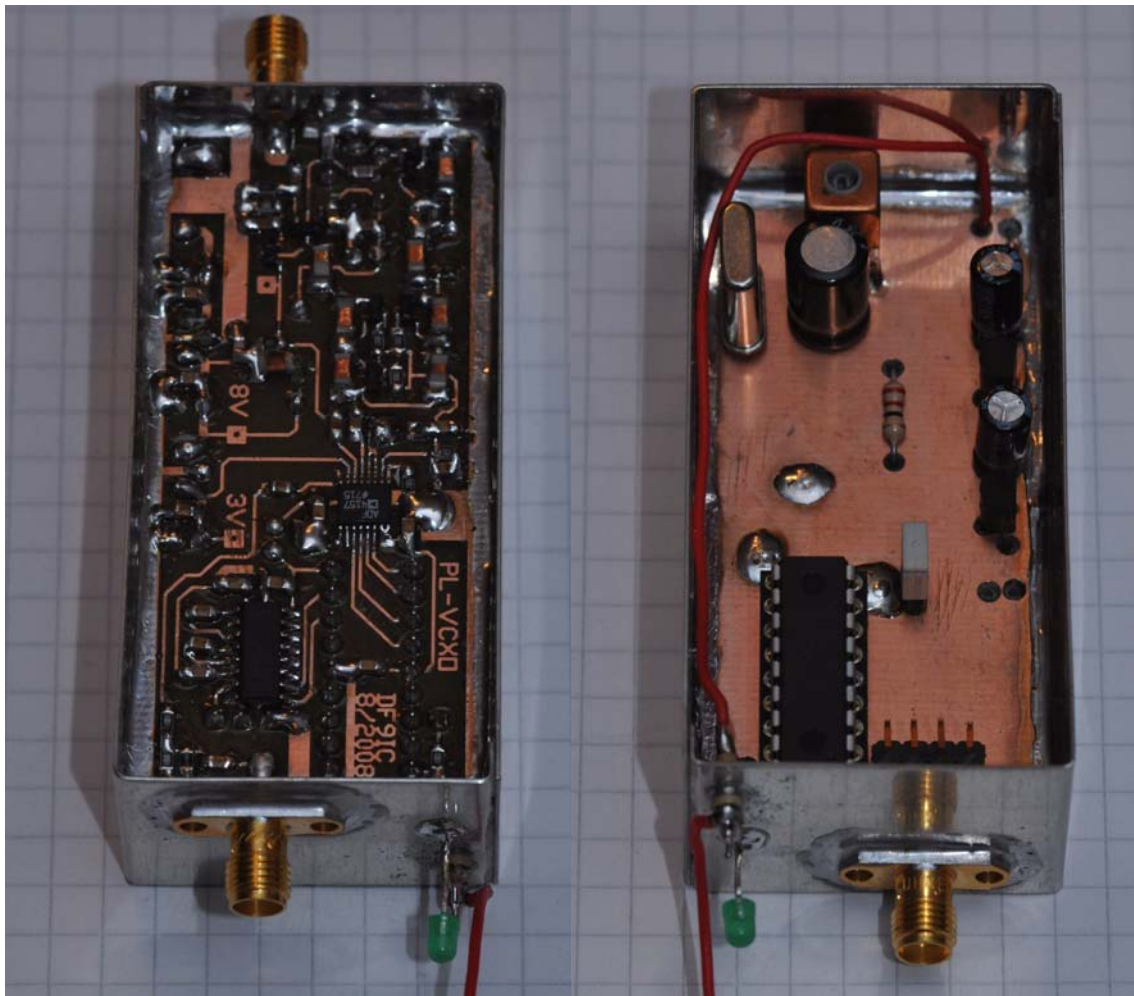
## 5 Aufbau der Baugruppe

Bild 6 zeigt die Leiterplatte, die größtenteils für SMD-Bauelemente der Bauform 0805 ausgelegt ist und dadurch mit Abmessungen von 72mm x 35mm relativ kompakt bleibt. Für die SMD-Induktivitäten wurde die Bauform 1206 vorgesehen, die bei der niedrigen Frequenz von 100MHz eine etwas höhere Güte erreicht als die kleineren Bauformen.

Einige Bauteile müssen der jeweiligen Oszillatorfrequenz angepaßt werden. Der Testaufbau wurde bei Frequenzen um 100MHz untersucht; dafür wurde  $L3 = 470$ nH gewählt,  $C24 = 22$ pF und  $C25 = 68$ pF.  $L5$  und  $L8$  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 waren 150nH insgesamt erforderlich.



**Bild 6** Leiterplatte des PL-VCXO - FR4 1,5mm mit Rückseite Masse (M2:1)



**Bild 7** Photo der Baugruppe



Beim Aufbau des Oszillators sollte man daher ein E12-Sortiment an SMD-Ls von 47-470 nH verfügbar haben. Geeignet ist z. B. der Typ L-1206AS von Faston und für die 2,2- $\mu$ H-Drosseln der Typ L-1206F (beide bei [3] erhältlich).

Bild 7 zeigt ein Foto der fertigen Baugruppe.

## 6 Ausblick

Die vorgestellte Oszillatorbaugruppe erlaubt die Realisierung von Baken sendern für nahezu beliebige, präzise Sollfrequenzen und Frequenzumtastung. Dabei ist die Signalqualität ebenso gut wie die eines normalen Quarzoszillators. Um aus der Quarzfrequenz um 100 MHz die gewünschte Endfrequenz zu erzeugen, können wie üblich Frequenzvervielfacher mit Filtern eingesetzt werden.

Die Firmware ist derzeit auf einem eher experimentellen Stand, gerne freut sich der Autor hier über Unterstützung. Ideen gibt es genug, so könnte die serielle Schnittstelle auch dafür eingesetzt werden, um die NMEA-Daten eines angeschlossenen GPS-Empfängers auszuwerten, die Kennungsgabe auf bestimmte absoluten Zeiten zu synchronisieren und synchron dazu zusätzliche Schaltvorgänge (mehrere Antennen, mehrere Leistungsstufen) auszulösen.

Vor einem eventuellen Nachbau sollte bei [6] nach aktualisierter Dokumentation geschaut werden.

## 7 Referenzen

- [1] Rech, W.-H., DF9IC: PL-VCXO als Steueroszillator für Mikrowellenfrequenzaufbereitungen. 31. GHz-Tagung Dorsten, 2008.
- [2] Klove Electronic BV, <http://www.klove.nl>
- [3] Reichelt Elektronik, Sande.
- [4] Miller, James, G3RUH: GPS Stabilized 10 MHz Oscillator.
- [5] Analog Devices: Datenblatt des ADF4157, Rev. 0, S.18.
- [6] <http://www.df9ic.de> - Seite „archive of papers and presentations“