

Realisierung rauscharmer und frequenzstabiler Oszillatoren im VHF-UHF-Bereich

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

1 Einführung

Der Oszillator ist ein zentraler Bestandteil eines jeden Senders oder Überlagerungsempfängers, und seine spektrale Qualität begrenzt deren erreichbare Großsignalverträglichkeit [1]. Daher ist es für die Realisierung eines großsignalverträglichen Transceivers von hoher Bedeutung, einen möglichst „sauberen“ Oszillator zu verwenden.

Im Funkbetrieb mit schwachen Schmalbandsignalen kommt außerdem der Genauigkeit und Stabilität der erzeugten Frequenz eine große Bedeutung zu. Insbesondere für Mikrowellenanwendungen ist diese nicht immer einfach zu erreichen. Hier helfen PLL-Konzepte, die den weniger stabilen Oszillator an eine stabile Referenzfrequenz anbinden.

2 Grundlagen

In diesem Kapitel geht es leider nicht ohne etwas Mathematik. Notfalls können beim Lesen in Abschnitt 2.3 die Gleichungen vor Gl. (8) übersprungen werden.

2.1 Kurzzeit- und Langzeitstabilität

Ein Oszillator sollte im Idealfall ein sinusförmiges Signal mit exakt gleichbleibender Frequenz f_0 liefern. Beobachtet man das Verhalten eines realen Oszillators, so stellt man fest, daß die Momentanfrequenz (mathematisch: die Zeitableitung der Phasen der Sinusfunktion, dividiert durch 2π) nicht konstant ist, sondern sich im Laufe der Zeit ändert: $f(t) = f_0 + \Delta f_0(t)$. Diese Abweichung $\Delta f_0(t)$ hat nun verschiedene Ursachen und zugrundeliegende Mechanismen.

Zunächst kann man deterministische und stochastische Frequenzfehler unterscheiden.

Typische Ursachen deterministischer Frequenzabweichungen sind:

- Temperatureinfluß, in linearer Näherung durch einen Temperaturkoeffizienten beschrieben;
- „Mikrofonie“: mechanische/akustische Erschütterungen verändern Parameter des Oszillators und damit die Schwingfrequenz;
- „Pushing“: Frequenzfehler bei Änderung der Versorgungsspannung;
- „Pulling“: Frequenzfehler bei Änderung der Lastimpedanz des Oszillators.

Mittelwertfreie stochastische Größen werden in der Nachrichtentechnik im allgemeinen als Rauschen bezeichnet; daher heißt der stochastische Frequenzfehler auch Frequenzrauschen bzw. der zugrundeliegende stochastische Phasenfehler heißt Phasenrauschen. Hauptursachen dafür sind die Mechanismen des Schrotrauschens bei pn-Übergängen (Diodenstrecken) und sowie Widerstandrauschen (Johnson-Rauschen) an Wirkwiderständen, außerdem Sperrströme und $1/f$ -Effekte.

In manchen Fällen ist eine eindeutige Zuordnung nicht möglich; die sogenannte „Alterung“ eines Oszillators führt zu einer langsam zunehmenden Frequenzabweichung, die in Grenzen vorhersagbar (deterministisch) ist, aber auch nicht vorhersagbare (stochastische, zufällige) Anteile hat.

Die deterministischen Frequenzfehler lassen sich bei elektrisch abstimmbaren Oszillatoren durch den Vergleich mit einem Referenzoszillator hoher Stabilität und eine Regelschleife reduzieren. Da diese Regelschleife selbst möglichst wenig zusätzliche stochastische (Rauschen) oder periodische Frequenzfehler (Nebenwellen) hinzufügen soll, sollte sie mit geringer Bandbreite ausgelegt werden. Daher werden die deterministischen Fehler auch bei einer statisch genauen Regelung dynamisch nicht vollständig ausgeglichen; das betrifft insbesondere die Mikrofonie sowie Pushing/Pulling bei Schaltvorgängen, im Extremfall aber durchaus auch die Temperaturdrift. Deshalb sollten diese Fehler beim Oszillator trotz Regelung nicht zu groß werden.

Die dann noch verbleibenden stochastischen Anteile, das Frequenz- bzw. Phasenrauschen, können auf unterschiedliche Weise beschrieben werden.

Zunächst ist eine Beschreibung des Oszillatorsignals selbst im Zeitbereich möglich, z. B. durch Angabe des Zeitpunkts eines Nulldurchgangs. Diese Darstellung ist in der Digitaltechnik gebräuchlich, der zufällige Anteil der Zeitdauer bis zu einem Nulldurchgang wird dort als „Jitter“ bezeichnet. Für unsere Zwecke ist diese Darstellung weniger hilfreich.

Mißt man die Oszillatorfrequenz mit einem Frequenzzähler über die Dauer einer Meßzeit, kann man aus diesen Meßwerten eine Streuung (Varianz) bilden. Allerdings würde die so ermittelte Stichprobenstreuung bei Vergrößerung der Stichprobe (viele solche Messungen) wegen der $1/f$ -Anteile im Rauschspektrum unbegrenzt wachsen, so daß daraus nicht direkt ein Kennwert abgeleitet werden kann. Zur Vermeidung dieses Problems hat D. Allan durch eine nochmalige Differenzbildung die nach ihm benannte (relative) Allan-Varianz definiert:

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2} \cdot \left\langle \left(\frac{f_n - f_{n-1}}{\langle f_n \rangle} \right)^2 \right\rangle, \quad (1)$$

wobei f_{n-1} und f_n zwei unmittelbar (totzeitfrei) aufeinanderfolgende Meßwerte der Frequenz $f(t)$ jeweils über die Meßzeit τ sind und die spitzen Klammern Mittelung bedeuten. Die Definition ist so gewählt, daß für weißes Frequenzrauschen Allan- und gewöhnliche Varianz übereinstimmen. Angegeben wird üblicherweise die Wurzel dieser Varianz, die auch als Allan-Standardabweichung bezeichnet werden kann.

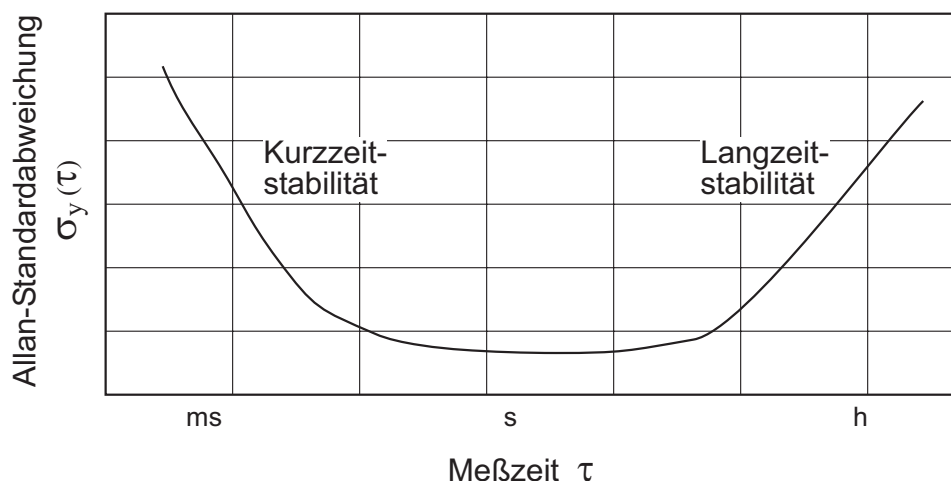


Bild 1 Relative Allan-Standardabweichung der Frequenz eines Oszillators

Bild 1 zeigt den grundsätzlichen Verlauf, der meist die Gestalt einer „Badewannenkurve“ hat. Zunächst wird die Frequenz mit wachsender Meßzeit stabiler, da sich rauschbedingte Änderungen während der Messung herausmitteln; für sehr große Meßzeiten hingegen spielt die zufällige Drift (1/f-Effekte) eine zunehmende Rolle. Im Bereich mittlerer Meßzeiten wird die beste Frequenzstabilität erreicht. Deshalb unterscheidet man die Bereiche der „Kurzzeitstabilität“ (links) und der „Langzeitstabilität“ (rechts). Im weiteren wird ausschließlich die Kurzzeitstabilität betrachtet.

2.2 Rauschseitenbänder

Eine stochastische Änderung der Oszillatorfrequenz kann auch als Frequenzmodulation mit einem stochastischen Signal angesehen werden; diese Betrachtungsweise hilft, das resultierende Leistungsspektrum zu verstehen. An sich ist bei Frequenzmodulation der Zusammenhang zwischen Modulationssignal und Spektralkomponenten kompliziert (nichtlinear); z. B. werden bei sinusförmiger Modulation die Amplituden der Spektrallinien durch Besselfunktionen des Phasenhubs (=Modulationsindex) beschrieben. Bei (hoffentlich!) schwacher Rauschmodulation kann der nicht-lineare Zusammenhang aber linear genähert werden.

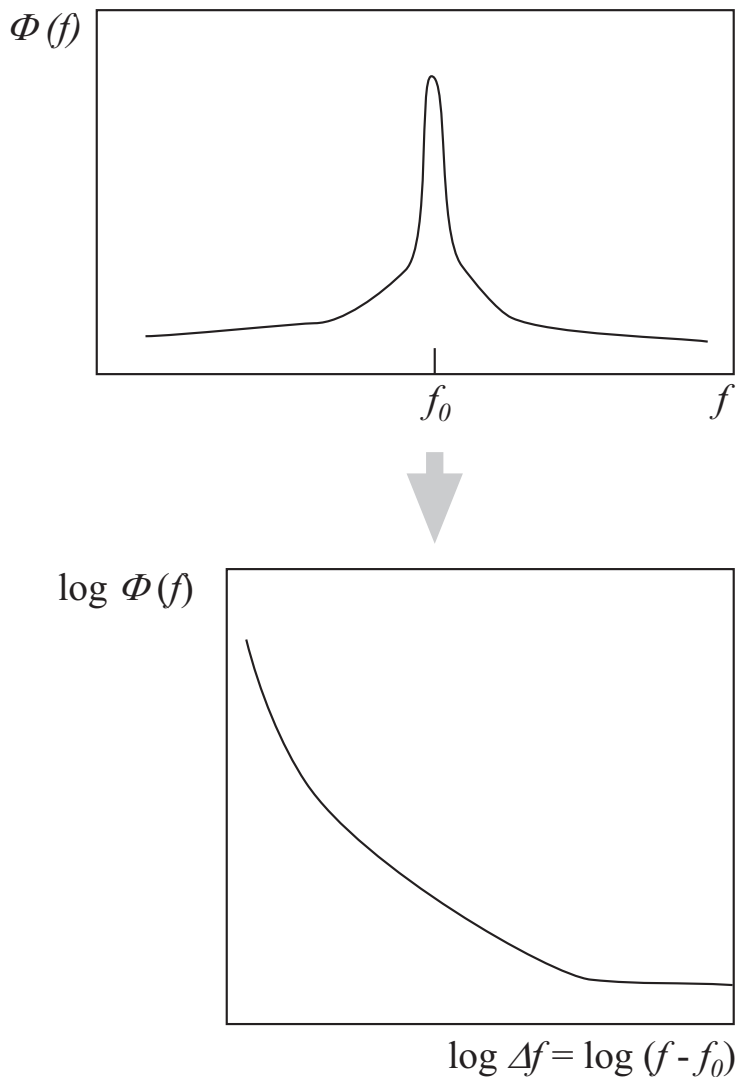


Bild 2 Leistungsspektrum eines Oszillatorsignals

Das Leistungsspektrum eines Oszillatorsignals zeigt Bild 2; die obere Darstellung hat eine lineare Frequenzachse. Normalerweise besitzen die beiden Rauschseitenbänder gleiche Gestalt, daher genügt es, den Verlauf eines der beiden Rauschseitenbänder in Abhängigkeit vom Abstand zur mittleren Oszillatorfrequenz anzugeben. Die spektrale Rauschleistungsdichte ist die auf die Meßbandbreite (präziser: Rauschbandbreite des Meßgeräts) bezogene Leistung und wird im Verhältnis zur Leistung des „Trägers“ (Gesamtausgangsleistung des Oszillators) angegeben. Daraus resultiert bei logarithmischer Darstellung eine Pseudoeinheit dBc/Hz (die Leistung in 1 Hz Meßbandbreite, angegeben in dB relativ zum „carrier“). Die Darstellung erfolgt meist auf einer logarithmischen Frequenzachse, wobei der Frequenzabstand Δf nicht mit der momentanen Abweichung $\Delta f_0(t)$ verwechselt werden darf.

2.3 Quantitative Beschreibung des Phasenrauschens beim Oszillator

Zur grundsätzlichen Beschreibung des Oszillatorrauschens wird meist das Modell nach Leeson [2] herangezogen. Dieses beschreibt die Rauschseitenbänder eines Oszillators heuristisch durch eine abschnittsweise definierte Funktion, wie in Bild 2 vereinfacht dargestellt. Weitab der Schwingfrequenz ist das Rauschen konstant, in der Nähe steigt die Rauschleistung $P \sim 1/(\Delta f)^2$ an, und noch dichter am Träger mit $P \sim 1/(\Delta f)^3$.

Für Anwendungen im VHF/UHF- und Mikrowellen-Schmalband-Amateurfunk interessiert insbesondere die Absenkung der Rauschseitenbänder im Abstand von 10-250kHz. Für kleinere Frequenzabstände dominieren bei SSB-Modulation Intermodulationsstörungen selbst bei Sendern mit sehr guter Linearität, größere Abstände als 250kHz kommen kaum jemals vor. In diesem Frequenzbereich spielt das 1/f-Rauschen der Frequenz bei geeigneter Wahl des Oszillatortransistors (Si-Bipolar oder Si-JFET) kaum mehr eine Rolle; deshalb wird es im weiteren vernachlässigt.,

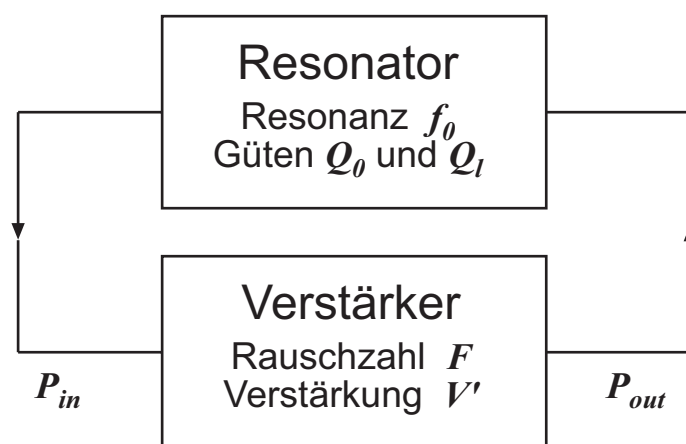


Bild 3 Oszillatormodell

Bild 3 zeigt das Modell eines Oszillators, bestehend aus einem Verstärker, der über einen Resonator (z. B. LC-Schwingkreis, Quarz o. ä.) rückgekoppelt ist; die Phasenlage sei so gewählt, daß der Oszillator bei der Resonanzfrequenz des Schwingkreises f_0 schwingt. Die Übertragungsfunktion des Resonators ist in der Nähe der Schwingfrequenz

$$|\Delta f| \ll f_0 \quad \Delta f = f - f_0 \quad (2)$$

in Schmalbandnäherung frequenzabhängig gegeben durch:

$$A(\Delta f) = (1 - Q_l/Q_0) \cdot \frac{1}{1 + j \frac{2\Delta f}{f_0/Q_l}}, \quad (3)$$

wobei Q_0 die Leerlaufgüte des Resonators und Q_l die belastete Güte in der Schaltung ist und der erste Term, die Einfügungsdämpfung, der zweite die Frequenzabhängigkeit beschreibt. Die belastete Güte darf dabei die Entdämpfung durch die Rückkopplung noch nicht berücksichtigen, sondern nur die zusätzliche Bedämpfung des Resonators durch Eingangs- und Ausgangswiderstand des Verstärkers.

Die Verstärkung des Oszillators stellt sich im Schwingbetrieb automatisch so ein, daß sie gerade die Verluste des Resonators bei der Schwingfrequenz kompensiert:

$$V = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{1}{1 - Q_l/Q_0}, \quad (4)$$

Die Verstärkung des Verstärkers sei als nur schwach frequenzabhängig angenommen, so daß sie auch in der Nähe der Schwingfrequenz durch Gl. (4) gegeben ist. Damit ergibt sich die Übertragungsfunktion der Kettenschaltung aus Verstärker und Resonator zu:

$$A(\Delta f) \cdot V = \frac{1}{1 + j \frac{2\Delta f}{f_0/Q_l}}. \quad (5)$$

Die geschlossene Rückkopplungsschleife besitzt eine Amplitudenübertragungsfunktion

$$A_{Loop}(\Delta f) = \frac{1}{1 - A(\Delta f) \cdot V} = 1 + \frac{1}{j \frac{2\Delta f}{f_0/Q_l}}. \quad (6)$$

Die Ursachen des Phasenrauschens sind die additive Rauschbeiträge des Verstärkers und der Verluste des Resonators, die sich zusammengefaßt am Eingang durch die konstante (weiße) Rauschleistungsdichte mit der Rauschzahl F

$$\Phi_V = F \cdot k_B T \quad (7)$$

beschreiben lassen. Davon wirkt sich allerdings nur die Hälfte als Phasenrauschen aus, die andere Hälfte ergibt Amplitudenrauschen, das der begrenzende Verstärker weitgehend unterdrückt. Die gesuchte Rauschleistungsdichte des Oszillators ergibt sich daraus schließlich mit dem Betragsquadrat der Amplitudenübertragungsfunktion nach Gl. (6) zu:

$$\Phi_O(\Delta f) = |A_{Loop}(\Delta f)|^2 \cdot \frac{\Phi_V}{2} = \frac{F \cdot k_B T}{2} \cdot \left[1 + \left(\frac{f_0}{2Q_l \Delta f} \right)^2 \right]. \quad (8)$$

Um damit einen Wert in „dBc/Hz“ zu bestimmen, muß die Rauschleistungsdichte $\Phi_O(\Delta f)$ noch auf die Eingangsleistung P_{in} des Verstärkers bezogen und dieses Verhältnis logarithmiert werden.

Gl. (8) beschreibt ein Leistungsspektrum des Phasenrauschens, das einen frequenzunabhängigen Bereich und einen mit $1/(\Delta f)^2$, d. h. mit 20 dB/Dekade ansteigenden Bereich hat. Die Grenze zwischen den beiden Bereichen liegt bei der Frequenz $f_0/(2Q_l)$, also gerade an der 3-dB-Grenzfrequenz des belasteten Resonators.

Nach diesem (stark vereinfachten) Modell sind die Voraussetzungen für einen phasenrauscharmen Oszillator:

- eine hohe belastete Güte Q_l des Resonators;
- eine große Eingangsleistung P_{in} des Verstärkers, kombiniert mit einer niedrigen Rauschzahl F .

Man beachte, daß die im Resonator gespeicherte Blindleistung durch

$$P_{res,b} = P_{res,w} \cdot Q_0 = P_{out} \cdot \frac{Q_l}{Q_0} \cdot Q_0 = P_{out} \cdot Q_l = P_{in} \cdot \frac{Q_0 \cdot Q_l}{Q_0 - Q_l} \quad (9)$$

gegeben ist und somit sowohl mit der Leistung P_{in} als auch mit der Resonatorgüte Q_l ansteigt.

2.4 Frequenzvervielfachung und -teilung

Bei einem idealen Frequenzvervielfacher bzw. -teiler mit dem Faktor N ändert sich die Rauschleistungsdichte entsprechend einer Vergrößerung bzw. Verkleinerung des Rauschphasenhubs, d. h. quadratisch mit dem Faktor:

$$\begin{aligned} \Phi_{Teiler} &= \Phi_O / N^2 \\ \Phi_{Vervielfacher} &= \Phi_O \cdot N^2 \end{aligned} \quad (10)$$

was in der logarithmischen Darstellung einer Verschiebung der Rauschleistungsdichte um $\pm 20 \text{ dB} \cdot \lg(N)$ entspricht.

Zu beachten ist, daß reale Frequenzteiler zusätzliches Phasenrauschen addieren, das im betrachteten Frequenzbereich bei Si-ICs im wesentlichen weiß (frequenzunabhängig) ist und den „Floor“ erhöhen kann.

2.5 Anwendung des Modells auf Quarzoszillatoren

Quarzoszillatoren werden meist bei Frequenzen unterhalb 200 MHz betrieben; insofern genügt eine (gut erreichbare) belastete Güte des Quarzes von 10.000, um die Grenzfrequenz $f_0 / (2Q_l)$ auf 10 kHz zu legen. Daher ist das Rauschen von Quarzoszillatoren (nach dem verwendeten linearen Modell) im interessierenden Bereich $\Delta f = 10\text{-}250 \text{ kHz}$ im wesentlichen weiß und durch Rauschzahl und Oszillatorleistung gegeben.

Mit $P_{in} = -3 \text{ dBm}$, $F = 6 \text{ dB}$ ergibt sich der breitbandige Noise floor bei -168 dBc/Hz . Wenn das nicht ausreicht, kann die Oszillatorleistung (in Grenzen) noch erhöht werden.

Allerdings altern Quarze bei hoher Blind- und Wirkleistung im Resonator schneller, so daß u. U. ein Kompromiß zwischen Kurzzeit- und Langzeitstabilität gefunden werden muß. Insbesondere für LOs für die Millimeterwellenbänder wäre es günstiger, einen eigenen Quarzoszillator bei höherer Oszillatorleistung zu betreiben und über eine langsame Regelschleife an einen OCXO mit niedriger Oszillatorleistung anzubinden, als direkt den Oszillator zu thermostatisieren.

Außerhalb der 3-dB-Bandbreite des (Quarz-)Resonators kann bei geschickter Schaltungsauslegung erreicht werden, daß die Eingangsrauschleistungsdichte durch die dort andere Impedanz abnimmt (also z.B. ein Eingangsrauschstrom wegen hoher Impedanz keinen Stromweg mehr findet) und

dadurch sogar bessere Rauschabstände erreicht werden, als es Gl. (8) mit einem frequenzunabhängigen Wert von F prognostiziert.

Bei Quarzoszillatorbaugruppen mit anschließender Frequenzvervielfachung sollte der hohe Rauschabstand des Oszillators am Vervielfacher nicht unnötig verschlechtert werden. Da Transistorvervielfacherschaltungen u. U. recht hohe Rauschzahlen besitzen, müssen sie dazu mit hoher Eingangsleistung betrieben werden, was bei Bipolartransistoren in Emitterschaltung nicht möglich ist. Für eine hochwertige Oszillatorbaugruppe für das 23-cm-Band mit Vervielfachung bei $N=12$ wird ein Meßwert von -138dBc/Hz in 10kHz Abstand [4] angegeben. Daraus errechnet sich für den Oszillator ein Wert von -160dBc/Hz - vermutlich ist der Quarzoszillator selbst noch etwas besser, und die erste Vervielfacherstufe bestimmt hier die Rauscheigenschaften.

Zusammenfassend läßt sich sagen, daß Quarzoszillatoren leicht rauscharme Signale erzeugen können, aber leider nicht für abstimmbare Oszillatoren in Frage kommen.

2.6 Anwendung des Modells auf spannungsabstimmbare Oszillatoren (VCOs)

Bei einem spannungsabstimmbaren Oszillator (VCO) ist es schwierig, eine hohe Güte Q_l zu erreichen. Mit typischen Werten für die Güte Q_l im Bereich von 25-500 und einer Oszillatorfrequenz $f_0 = 150\text{MHz}$ wird die Grenzfrequenz zwischen $1/(\Delta f)^2$ -Bereich und Floor bei $150\text{kHz} - 3\text{MHz}$ liegen. Insofern geht die Güte des verwendeten Resonators direkt in das Phasenrauschen des Oszillators ein. Gut geeignete Kapazitätsdioden erreichen bei 150MHz noch eine Güte von ca. 150, dürfen also nicht zu stark an den Kreis angekoppelt werden, um dessen Leerlaufgüte möglichst wenig zu verschlechtern.

Diesen Nachteil der geringeren Güte gegenüber dem Quarzoszillator sollte man durch eine möglichst hohe Oszillatorleistung zu kompensieren versuchen. Die mögliche Oszillatorleistung ist allerdings durch die Bauteile des Resonators, und hier in erster Linie wiederum durch die Kapazitätsdioden begrenzt.

Zunächst muß der maximal zulässige Effektivwert der HF-Spannung $U_{VC,max}$ an der Kapazitätsdiode festgelegt werden. Keinesfalls darf die Diode bis in den Flußbereich angesteuert werden, aber es ist sinnvoll, auch vom Bereich sehr kleiner Sperrspannungen Abstand zu halten, wo die C-U-Kennlinie stark gekrümmt ist. Die Festlegung von $U_{VC,max}$ ist also ein Kompromiß mit dem dann noch durch die überlagerte Abstimmspannung maximal erreichbaren Kapazitätsverhältnis C_{max}/C_{min} .

Damit kann die maximale Blindleistung der Kapazitätsdiode (bei $C = C_{max}$) berechnet werden:

$$P_{VC,b,max} = U_{VC,max}^2 \cdot 2\pi f_0 \cdot C_{max} \quad (11)$$

Im Beispiel einer BB814 ergibt sich für einen vorgesehenen Bereich der Abstimmspannung zwischen $6-16\text{V}$ mit $C_{max} = 25\text{pF}$ und $C_{min} = 13\text{pF}$ bei $U_{VC,max} = 1\text{V}$ (d. h. $2,8V_{SS}$) und bei der Frequenz $f_0 = 145\text{MHz}$ eine Blindleistung $P_{VC,b,max} = 24\text{mW}$.

Die mögliche Blindleistung im gesamten Resonator für einen Oszillator, der in einen Frequenzbereich $f_{min} < f_0 < f_{max}$ abstimmbar sein soll, resultiert zu:

$$P_{res,b,max} = M \cdot P_{VC,b,max} \cdot \left[1 + \frac{1 - \left(\frac{f_{max}}{f_{min}}\right)^2 \cdot \frac{C_{min}}{C_{max}}}{\left(\frac{f_{max}}{f_{min}}\right)^2 - 1} \right], \quad (12)$$

wenn M Kapazitätsdioden zum Einsatz kommen.

Bei einem Abstimmbereich von 143,75 MHz bis 146,25 MHz beträgt mit $M = 2$ die mögliche Blindleistung im Resonator $P_{res,b,max} = 780 \text{ mW}$. Bei angenommenen Resonatorgüten $Q_0 = 450$ und $Q_l = 300$ ergibt sich daraus mit Gl. (9) die mögliche Eingangsleistung

$$P_{in,max} = P_{res,b,max} \cdot \frac{Q_0 - Q_l}{Q_0 \cdot Q_l} \quad (13)$$

zu $P_{in,max} = 0,9 \text{ mW}$. Das ist kaum mehr als bei dem im vorigen Abschnitt angenommenen Quarzoszillator und insofern unbefriedigend. Abhilfe ist möglich durch Vergrößerung von M , d. h. die Verwendung einer großen Zahl von Kapazitätsdioden, die zwecks einfacherer Zuführung der Abstimmspannung vielfach parallel und einmal antiseriell geschaltet werden sollten.

Mit $M = 50$ Kapazitätsdioden (25 x BB814-Doppeldioden) ist eine Leistung $P_{in,max} = 22 \text{ mW}$ möglich; damit ergibt sich für $F = 6 \text{ dB}$ aus Gl. (8) theoretisch Phasenrauschen in 10 kHz Abstand bei -157 dBc/Hz , in 100 kHz bei -176 dBc/Hz . Allerdings ist es durchaus nicht einfach, den aktiven Teil des Oszillators dafür zu realisieren.

Der effektive spektrale Rauschfrequenzhub dieses Oszillators bei 10 kHz beträgt $0,14 \text{ mHz}/\sqrt{\text{Hz}}$. Bei einer angenommenen maximalen Abstimmsteilheit von 400 kHz/V muß die Rauschspannung der Abstimmspannung deutlich kleiner als $0,35 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ sein; das läßt sich mit aktiven Schaltungen nicht, aber durchaus mit rein passiven Filtern erreichen; $0,35 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ entspricht dem thermischen Rauschen eines Widerstands von $7,5 \text{ Ohm}$.

Zusammenfassung: rauscharme VHF-VCOs sind nur möglich mit Resonatoren hoher Güte, einer großen Zahl von Kapazitätsdioden, die insgesamt nur schwach an den Resonator gekoppelt sind, und einem bei hoher Leistung betriebenen aktiven Element. Der Abstimmspannungsfilerung ist sehr hohe Aufmerksamkeit zu schenken.

2.7 Simulations-Software

Das über [5] frei erhältliche Programm ADI SimPLL erlaubt neben vielem Anderen die Simulation des Phasenrauschens von VCOs und kompletten VCO-PLL-Systemen. Es kann damit der Einfluß von (Analog-Devices-)PLL-Bausteinen und Schleifenfiltern in verschiedenen Konfigurationen untersucht werden. Zur Beschreibung des VCO-Rauschens kann ein Leeson-Modell verwendet werden; für „Loaded Q“ und „Noise Figure“ müssen F und Q_l eingesetzt werden, für „Resonator Power“ P_{in} , und die Grenzfrequenz des 1/f-Rauschens („Flicker Corner“) wird zu Null gesetzt.

Die Ergebnisse des angenommenen Oszillators aus Abschnitt 2.6 können damit bestätigt werden, und insbesondere läßt sich zeigen, daß bei Verwendung einer hohen Phasenvergleichsfrequenz (10 MHz mit DDS-Teiler), niedrigen Schleifengrenzfrequenz (30-100 Hz) und Wahl der richtigen Konfiguration ein wegen der hohen Abstimmspannung notwendiges aktives Schleifenfilter mit OPV das Rauschen dieses Oszillators noch nicht nennenswert beeinflusst.

3 Beispiel und Meßergebnisse

3.1 VHF-VCO

Es wurde versucht, einen VCO ähnlich dem vorgestellten Beispiel zu realisieren. Dabei sollte der Aufbau im ersten Schritt noch nicht zu einem fertigungsfreundlichen oder nachbaubaren Ergebnis führen, sondern zunächst die Möglichkeiten und Grenzen der Umsetzung der Theorie ausloten.

Als Resonator wurde ein Streifenleitungsresonator in Triplate-Struktur verwendet, der durch drei parallelgeschaltete Lufttrimmer verkürzt und abgestimmt werden kann. Der Innenleiter ist beidseitig auf einer FR4-Leiterplatte realisiert und vielfach durchkontaktiert, so daß deren Dielektrikum weitgehend feldfrei bleibt und keine großen Verluste verursacht. Zur Abstimmung sind am kalten Ende des Innenleiters auf der Leiterplatte beidseitig je 25 Doppelvaricaps des Typs BB814 in Serie geschaltet. Die Abstimmspannung wird den Dioden über 1- μ H-SMD-Drosseln zugeführt, an dieser Stelle dürfen keine Serienwiderstände verwendet werden, die Rauschen erzeugen. Der Außenleiter besteht aus dem Gehäuse aus dickwandigen (5-6mm) Aluminiumplatten, der innere Querschnitt beträgt 30mm x 100mm bei einer Länge von ca. 360mm. Der gesamte Aufbau sollte zur Minimierung von Mikrofonie möglichst symmetrisch sein. Bild 4 zeigt alle Komponenten des Test-VCOs.

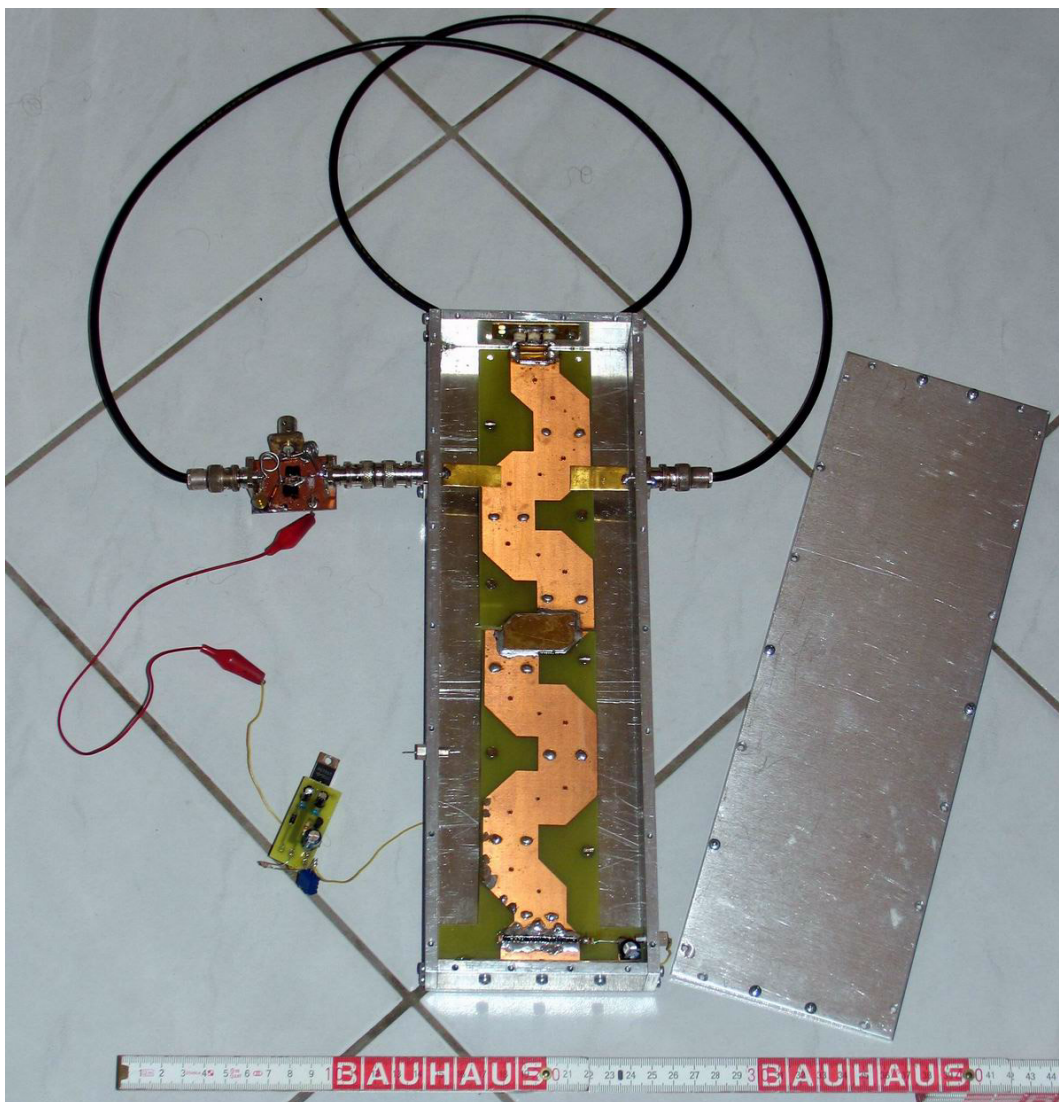


Bild 4 Photo des VCO-Testaufbaus, Resonator mit geöffnetem Deckel.

Die erreichte Leerlaufgüte des Resonators ist angesichts dieses Aufwands leider unbefriedigend. Die Werte liegen zwischen 350 und 450 je nach Frequenz, wobei der Resonator von 110-180MHz über die Trimmer mechanisch abstimmbare ist und der elektrische Abstimmbereich (Abstimmspannung 6-16V) bei ca. 2,5MHz liegt. Es wurden zahlreiche Untersuchungen zur Ursachenforschung betrieben, vermutlich sind die Verluste in den Trimmkondensatoren und den Lötstellen hauptverantwortlich. Letztere wurden im Zuge der Experimente auch immer mehr und größer. Störende Verluste in den Varicaps sind wegen der je 50 parallelgeschalteten Dioden nicht zu erwarten. Aus Zeitgründen konnten zunächst keine weiteren Versuche zur Verbesserung unternommen werden.

Der zugehörige Verstärker arbeitet mit vier parallelgeschalteten JFETs J310 in Gateschaltung bei 14V Drainspannung und 60mA Drainstrom. Er erreicht bei 144MHz ca. 7dB Verstärkung und eine 1-dB-komprimierte Ausgangsleistung >100mW. Dieser Verstärker ist über Koaxkabel mit dem als Filter beschalteten Resonator gekoppelt und die Kabellänge am VNA auf ca. 0° Phasenverschiebung über alles bei geöffneter Rückkopplungsschleife eingestellt. Bild 5 zeigt die Übertragung durch die Kettenschaltung aus Resonator und Verstärker, die belastete Güte des Resonators beträgt nun noch $Q_l = 165$. Der angezeigte angebliche „Loss“ von 3,8dB ist in Wirklichkeit ein „Gain“, aber einen solchen erwartet der VNA-Meßalgorithmus bei einem Bandfilter nicht.

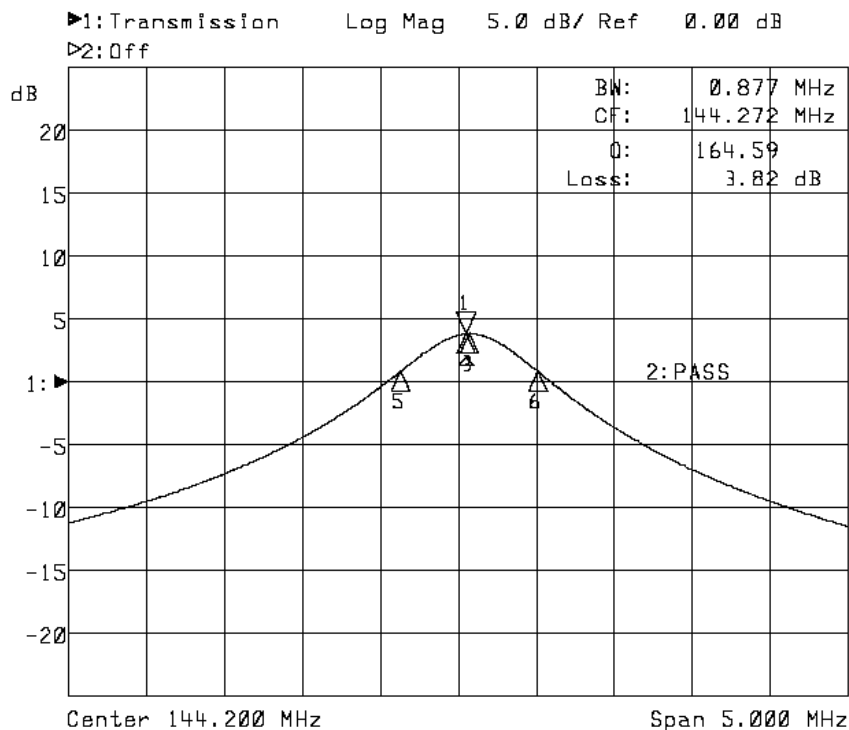


Bild 5 Übertragung durch die Kettenschaltung aus Verstärker und Resonator

Die Transistoren werden aus einem Spannungsregler 7815 über einen simplen nachgeschalteten RC-Tiefpaß mit 15Hz Grenzfrequenz und einem Emitterfolger versorgt, diese Spannung wird dann noch einmal über einen weiteren Tiefpaß gesiebt auch als Abstimmspannung verwendet. Der Oszillator ist nach einer Einlaufzeit auf dem Labortisch ausreichend stabil für Messungen (innerhalb 1-2kHz für mehrere Minuten).

Bild 6 zeigt die Meßergebnisse der Rauschseitenbänder im Vergleich mit anderen rauschoptimierten Oszillatoren sowie den an 2-m-Empfängern aus „Blocking“-Messungen [1] gewonnenen Ergebnissen. Obwohl der realisierte VCO vergleichbar oder besser als alle zum Vergleich herangezogenen drehkondensatorabgestimmten Oszillatoren im gleichen Frequenzbereich und 10-35dB besser als der (schlechte) Stand der Technik käuflicher Amateurfunkgeräte ist, ist das Ergebnis

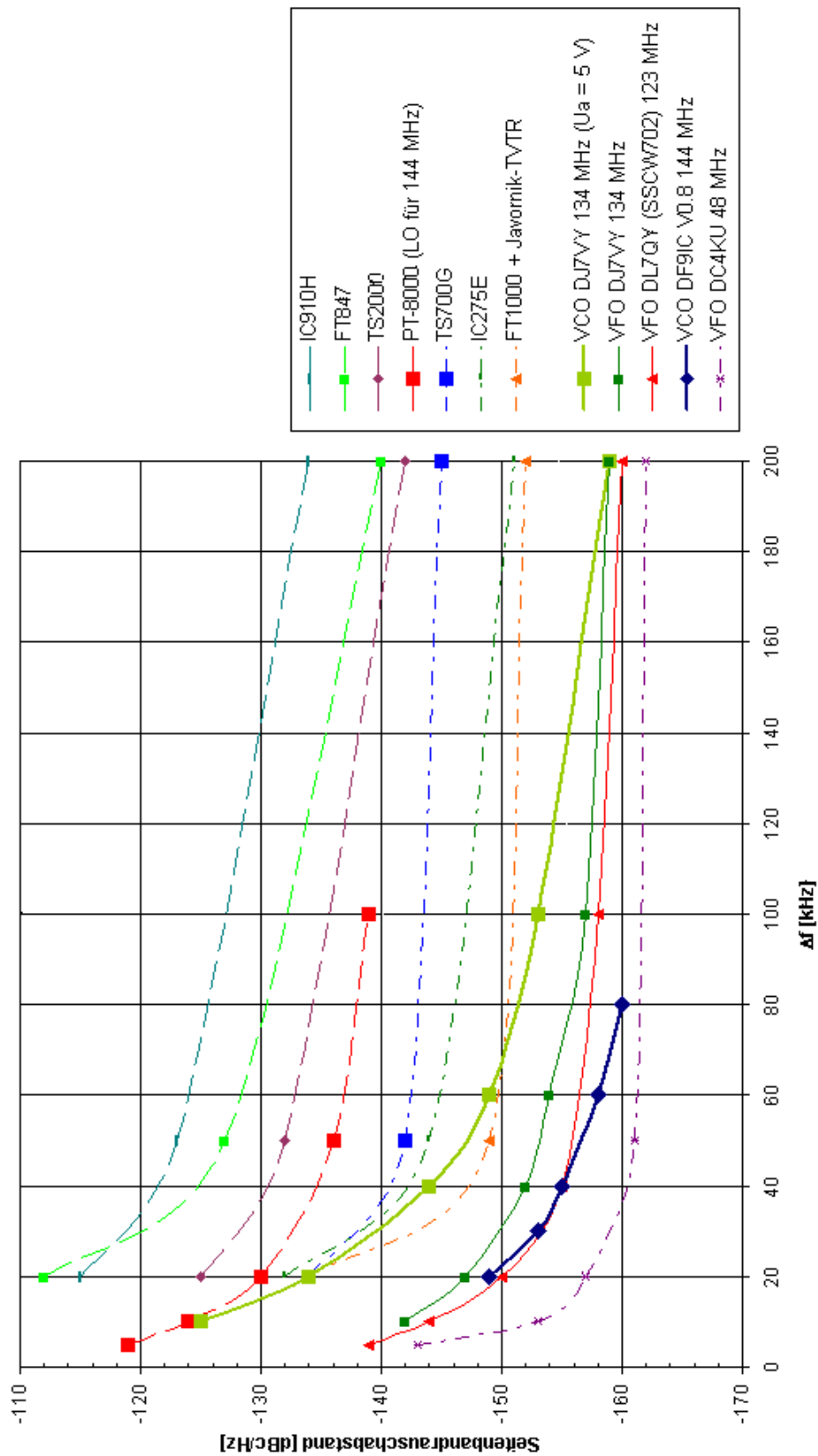


Bild 6 Vergleich des Seitenbandrauschens verschiedener VHF-Oszillatoren; TRX-Messungen vom Autor aus Blocking des RX (außer PT-8000: LO-Rauschen nach Herstellerangabe mit 6 dB Korrektur für Verdopplung); VFOs und VCOs nach Messungen der jeweiligen Autoren

gemessen am Möglichen noch nicht befriedigend. Selbst mit der relativ niedrigen erreichten Resonatorgüte und einer angenommenen Eingangsleistung des Oszillators $P_{in} = 20\text{mW}$ bei $F = 8\text{dB}$ „fehlen“ gegenüber Gl. (8) etwa 6dB Rauschabstand. Allerdings scheint das Grundkonzept einer hohen Oszillatorleistung mit vielen Kapazitätsdioden zu funktionieren.

Die Messung des VCO endet bei 80kHz Frequenzabstand, weil dort die Dynamik des Meßaufbaus erschöpft ist. Bis zum Vortrag sollten Meßergebnisse von H. Weddig, DK5LV, vorliegen, der den Autor mit professioneller Phasenrauschmeßtechnik unterstützt - dafür ganz herzlichen Dank!

Es bleiben derzeit noch einige offene Fragen und künftige Ziele:

- Optimierung des vorhandenen Aufbaus - wo sind die fehlenden 6dB?
- Verbesserung der Güte des Triplateresonators - wo stecken die Verluste?
- Untersuchung alternativer Resonatortypen (Helixresonator) mit geringerem Platzbedarf;
- Erstellung einer nachbaufähigen Version;
- Einbindung eines optimierten VCOs in ein PLL-Konzept.

3.2 Quarzoszillatoren und Vervielfacherketten

Hierfür gab es zum Zeitpunkt der Manuskripterstellung noch keine systematischen Versuchsaufbauten und Meßwerte. Das Augenmerk liegt auf dem Einfluß des Pushing-Effekts rauschender Spannungsregler und der Untersuchung verschiedener Vervielfacherkonzepte. Voruntersuchungen zeigen, daß eine zusätzliche Tiefpaßfilterung der Versorgungsspannung des Quarzoszillators bei Verwendung integrierter Spannungsregler auch in diesem Fall notwendig ist.

Möglicherweise kann im Vortrag über erste Ergebnisse berichtet werden.

4 Referenzen

- [1] Rech, W.-H., DF9IC, Zum Großsignalverhalten von 144-MHz-Transceivern. Skriptum der 51. Weinheimer UKW-Tagung 2006, 14.1-14.15.
- [2] Leeson, D. B., A simple model of feedback oscillator noise spectrum. Proc. IEEE 1966, 329-330.
- [3] Rohde, U. L., DJ2LR, Whitaker, J., Bucher, T. T. N., Communications Receivers, 2nd edition. McGraw-Hill 1997.
- [4] <http://www.kuhne-electronic.de>: technische Daten des Transverters TR 1296 H.
- [5] <http://www.analog.com>: ADI SimPLL - Windows-Programm zur Simulation von VCO/PLL-Systemen
- [6] Martin, M., DJ7VY, Rauscharmer UKW-Oszillator mit Diodenabstimmung, digitaler Frequenzrastung und Frequenzanzeige. UKW-Berichte 4/1980, 194-209.
- [7] Neie, C., DL7QY, SSCW 702 SSB/CW 2 m & 70 cm Duoband Transceiver; Teil 1 (VFO). DUBUS 2/85, 108-136.
- [8] Schnorrenberg, W., DC4KU, Rauscharmer VFO für großsignalfeste HF-Empfänger. Skriptum der 46. Weinheimer UKW-Tagung 2001, 25.1-25.20.