

Einfluss von Oszillatoren mit extrem niedrigem Phasenrauschen auf die System-Performance

Dieser Beitrag soll zum besseren Verständnis von Phasenrauschen und Jitter von Hochleistungs-Oszillatoren beitragen und gleichzeitig den Einfluss des Oszillator-Phasenrauschens auf die Systemleistung erläutern, was die Bedeutung von ultra-phasenrauscharmen Oszillatoren in Systemen unterstreicht.

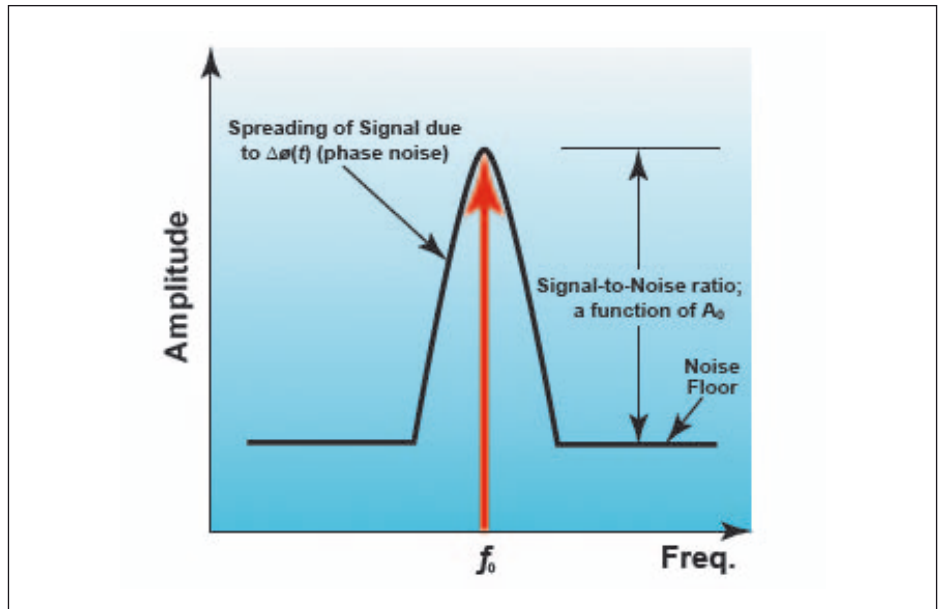


Bild 1: Frequenzspektrum des Signals gemäß Gleichung 1

Für einen Entwickler in einer idealen Welt gib es kein Rauschen. Aber was ist Rauschen, speziell elektrisches Rauschen? Oder noch etwas genauer auf das Thema dieses Artikels bezogen: Was ist Phasenrauschen? Als Ingenieur weiß man intuitiv dass niedriges Rauschen in einem System besser ist als hohes.

Wir müssen jedoch dieses Rauschen in übliche Einheiten umsetzen. Wir werden auch die Differenzen im Phasenrauschen von Standard- gegenüber preiswerten Hochleistungs-Quarzoszillatoren untersuchen. Die Kosten-Leistungs-Kompromisse zwischen Oszillatoren zu verstehen ist wichtig für ein System-Design. Oft sieht man zwei konkurrierende Systeme, die sich weit in ihrer Leistung aber nicht im Preis unterscheiden. Die Phasenrauschcharakteristik des Oszillators dominiert nämlich die gesamte Systemleistung und eine zusätzliche – an den Systemkosten gemessene - geringe Ausgabe für den Oszillator kann die Leistung eines Systems erheblich verbessern.

Ein Entwickler kann aber auch sehr leicht den Oszillator „überspezifizieren“, und daher ist der Schlüssel zur richtigen Auswahl das exakte Verständnis, wie das Oszillator-Phasenrauschen (oder der Jitter) das Systemverhalten begrenzen. Um bei diesem Verständnis zu helfen folgt hier eine kleines Tutorial über Phasenrauschen und Jitter.

Oszillator-Phasenrauschen und Jitter

In einem Oszillator versteht man unter dem Phasenrauschen die schnelle, zufällige Fluktuation in der Phasenkomponente des Ausgangssignals. Dieses Signal wird durch folgende Gleichung beschrieben:

Gleichung 1:

$$V(t) = A_0 \sin(2\pi f_0 t + \Delta\phi(t))$$

Darin ist:

- A_0 nominelle Spitzenspannung
- f_0 nominelle Grundfrequenz
- t Zeit
- $\Delta\Phi(t)$ zufällige Abweichung der Phase vom nominellen Wert – „Phasenrauschen“

In der obigen Formel ist $\Delta\Phi(t)$ das Phasenrauschen, A_0 aber legt das Signal/Rausch-Verhältnis fest, wie Bild 1 verdeutlicht.

Der Rauschflur

Rauschsignale sind stochastisch, und im weiten Sinn kann Rauschen als jedes unerwünschte Signal charakterisiert werden, das mit dem Hauptsignal, das verarbeitet oder generiert werden soll, interferiert. Es kann jeden physikalischen Parameter wie Spannung, Strom, Phase, Frequenz (oder Zeit)

Autoren:
Ramón M. Cerda
Vice President of Engineering
Crystek Corporation
www.crystek.com

etc. stören, Daher besteht die Grundidee, um ein hohes Signal-Rauschverhältnis zu erreichen, darin, das Signal so groß wie möglich zu machen und das Rauschen gleichzeitig zu minimieren. Die Rauschleistung wird wie folgt berechnet:

Gleichung 2:

$$P_n = kT\Delta f = kTB \text{ (watts)}$$

Darin ist:

K Boltzmann-Konstante =
 T absolute Temperatur in K
 Δf, B repräsentieren die Bandbreite in Hertz, in der die Messung gemacht wird

Wenn kein Signal vorhanden ist bleibt noch der thermische Rauschflur. Dieser Rauschflur kann in einer Vielzahl von Einheiten spezifiziert werden:

$$\text{Watt, } V^2 / \text{Hz, } V / \sqrt{\text{Hz}}, \text{ dBm} / \text{Hz}$$

um nur einige zu nennen. Für Oszillatoren ist es üblich dBm/Hz zu verwenden, um die Rauschdichte zu definieren.

Bevor wir dBm/Hz definieren, müssen wir zunächst dBm spezifizieren, das sich auf Dezibel über 1 mW in einem 50-Ohm-System bezieht und durch folgende Gleichung gegeben ist:

Gleichung 3

$$\text{dBm} = 10 \log\left(\frac{\text{Power}}{1\text{mW}}\right) = 10 \log\left(\frac{V^2 / R}{1\text{mW}}\right)$$

Daher ist, nach der obigen Gleichung, 1 mW = 0 dBm.

Gleichung 2 liefert uns die Größe des thermischen Rauschens. Durch Ersetzen von K und T erhalten wir:

Gleichung 4

$$P_n = (1.38 \times 10^{-23})(300)B \approx 4 \times 10^{-21} B \text{ watts}$$

Darin ist B die interessierende Bandbreite, für die wir 1 Hz verwenden um das Resultat zu normalisieren. Unter Verwendung der Gleichung für dBm (3) und mit dem Ergebnis von oben erhalten wir:

Gleichung 5

$$P_n = 10 \log\left\{\left(\frac{4 \times 10^{-21}}{1 \times 10^{-3}}\right)B\right\} = 10 \log(-17.4) + \log(B) = -17.4 \log(B) \text{ dBm}$$

Setzen wir die Bandbreite B auf 1 Hz, erhalten wir das endgültige Ergebnis in dBm/Hz, und da log 1 = 0 ist ergibt sich:

Gleichung 6

$$P_n = -17.4 \text{ dBm/Hz}$$

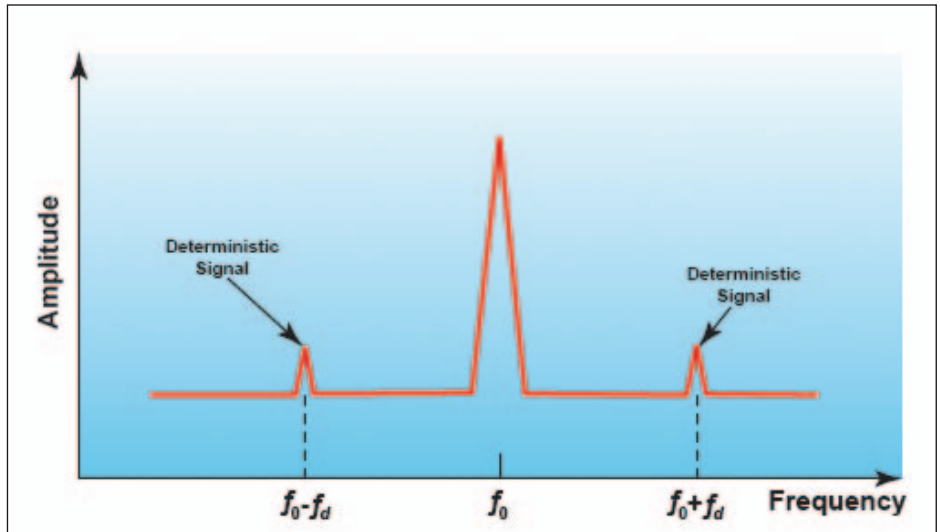


Bild 2: Frequenzspektrum gemäß Gleichung 10 mit allen Rauschkomponenten

Die Größe -174 dBm/Hz ist die thermische Rauschleistungsdichte eines 1-Ohm-Widerstandes bei 290 K gemessen in 1 Hz Bandbreite.

Wenn ein Oszillator eine Ausgangsleistung von 1 mW oder 0 dBm hat, dann gilt:

Gleichung 7

$$-174 \text{ dBm/Hz} = -174 \text{ dBc/Hz}$$

Darin bedeutet „dBc“ Dezibel relativ zum Trägerspitzenwert. Dieses Ergebnis sagt uns, dass der niedrigst mögliche Noise-Floor für einen 0-dBm-Oszillator -174 dBc/Hz bei 290 K beträgt.

Allgemein kann man dBm in dBm/Hz mit nachfolgender Beziehung umwandeln:

Gleichung 8

$$\text{dBm/Hz} = (\text{Wert in dBm}) - 10 \log(\text{Bandbreite})$$

und dBm/Hz in dBm mit:

Gleichung 9

$$\text{dBm} = (\text{Wert in dBm/Hz}) + 10 \log(\text{Bandbreite})$$

Rausch-Charakteristiken

Rauschen auf einem Träger kann in zwei Kategorien unterteilt werden: zufälliges und deterministisches Rauschen. Zufallsrauschen verbreitert den Träger, während deterministisches Rauschen Seitenbänder bei einem Träger (siehe Bild 2) erzeugt. Addiert man die deterministische Komponente zur Gleichung 1 erhält man:

Gleichung 10

$$V(t) = A_0 \sin[2\pi f_0 t + \Delta\phi(t) + m_d \sin(2\pi f_d t)]$$

Darin ist m_d die Amplitude des deterministischen Signals, das den Träger phasenmoduliert, und f_c ist seine Frequenz.

Rauschen hat eine unendliche Bandbreite, und daher wird auch das gemessene Rauschen eines Trägers um so größer, je größer die Bandbreite des verwendeten Instruments ist. Daher sollte es eine Standard-Messbandbreite geben, die verwendet wird, wenn man die spektrale Reinheit eines Oszillators oder einer Signalquelle spezifizieren will.

Die Industrie hat sich auf eine Bandbreite von 1 Hz für Phasenrauschmessungen festgelegt, die als normalisierte Frequenz bezeichnet wird. Es gibt wenige Spektrumanalysierer, die eine Auflösungsbandbreite von 1 Hz haben. Ein derartiger Analyser ist recht teuer. Tatsächlich werden die Kosten immer höher, je näher man am Träger messen will. Ein Spektrumanalyser gibt mit seiner kleinsten Auflösungsbandbreite an, wie nahe am Träger man messen kann. Die Messung kann man mit der folgenden Beziehung dann auf 1 Hz normalisieren:

Gleichung 11

$$\text{dBc} / \text{Hz} = -\text{dBc} - 10 \log(\text{Aufl. Bandbreite des Analyzers})$$

Nehmen wir an, der Noise Floor wird mit -40 dBc bei einer Offset-Frequenz von 10 kHz vom Träger angegeben, und die Auflösungsbandbreite des Instruments ist auf 1 Hz eingestellt. Wie groß ist dann das Phasenrauschen an diesem Punkt?

Gleichung 12

$$\text{dBc} / \text{Hz} = -40 - 10 \log(1000)$$

Da log(1000) = 3 ist ergibt sich:

Gleichung 13

$$\text{dBc} / \text{Hz} = -40 - 10(3) = -40 - 30 = -70$$

Somit beträgt das Phasenrauschen an diesem Punkt -70 dBc/Hz bei 10 kHz Offset, oder:

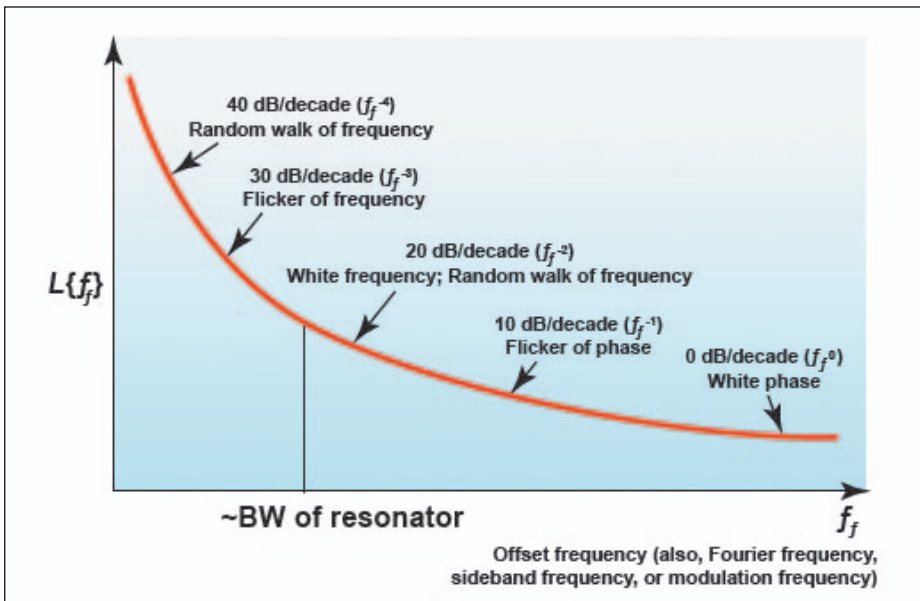


Bild 3: Typisches Phasenrauschen des Oszillators in Abhängigkeit vom Offset zum Träger

Gleichung 14

$$L(10\text{kHz}) = -70\text{dBc} / \text{Hz}$$

Das Phasenrauschen eines Signals ist symmetrisch zur Trägerfrequenz und daher ist es nur notwendig, eine Seite des Rauschspektrums zu spezifizieren. Dieses einseitige Spektrum wird daher Einseitenband- oder SSB-Spektrum genannt. Die spektrale Reinheit eines Signals kann vollständig durch sein SSB-Phasenrauschen bewertet werden, wie Bild 3 zeigt.

Diesem Verlauf des SSB-Rauschens wurde das Script $L(f)$ zugeordnet. Es ist definiert als eine Hälfte der Summe beider Seitenbänder. $L(f)$ wird in der Einheit Dezibel

pro Hertz unter dem Trägerpegel angegeben und ist definiert als:

Gleichung 15

$$L\{f\} = 10 \log \left[\frac{P_{\text{sideband}}(f_0 + \Delta f, 1\text{Hz})}{P} \right]$$

Darin repräsentiert

$$P_{\text{sideband}}(f_0 + \Delta f, 1\text{Hz})$$

die Signalleistung bei einem Frequenz-Offset von Δf gegenüber dem Träger bei einer Messbandbreite von 1 Hz.

Jitter und Random Jitter

Bis jetzt wurden alle Überlegungen zum Rauschen ausschließlich im Frequenzbereich vorgenommen. Das im Zeitbereich

charakterisierte Oszillator-Rauschverhalten wird als Jitter bezeichnet. Beachten Sie, dass Phasenrauschen und Jitter zwei miteinander verlinkte Größen bei einem rauschenden Oszillator sind, und dass im allgemeinen auch der Jitter ansteigt, sobald das Phasenrauschen größer wird.

Jitter ist eine Schwankung der Nulldurchgangs-Abstände eines Signals, oder eine Veränderung der Signalperiode. Jitter setzt sich aus zwei Komponenten zusammen: Einer vorhersagbaren und einer zufälligen. Die vorhersagbare Jitter-Komponente wird deterministischer Jitter genannt. Die zufällige Komponente wird als Random Jitter bezeichnet. Zufälliger oder Random-Jitter wird vom zufälligen Phasenrauschen verursacht, während deterministischer Jitter die Folge des deterministischen Rauschens ist.

Random Jitter (RJ) wird durch eine Gauss'sche Normalverteilung repräsentiert und wird als unbegrenzt angesehen. Als Folge davon beeinflusst er vor allem die Langzeit-Stabilität eines Bauelementes. Da Spitze-Spitze-Messungen eine lange Zeit benötigen, um eine statistische Signifikanz zu erreichen, wird Random Jitter gewöhnlich als rms-Wert (Root mean square) gemessen.

Die Gauss'sche Normalverteilung

Die Gauss'sche Verteilungskurve wird in Bild 4 dargestellt. Der Verlauf ergibt sich mathematisch aus:

Gleichung 16

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}(x-\mu)^2/\sigma^2}$$

Für die Bezeichnungen und Eigenschaften der Gauss'schen Verteilungskurve gilt: Das Symbol μ bezeichnet die mittlere Abweichung, σ die Standard-Abweichung und Sigma Quadrat die Varianz. Die Gauss'sche Verteilungskurve wird auch oft als Normalverteilung bezeichnet. Beachten Sie, dass innerhalb von $\pm 1\sigma$ der Gauss'schen Kurve 68,2% der zufälligen Ereignisse auftreten und 99,6% innerhalb von $\pm 3\sigma$.

Warum nimmt Jitter die Charakteristik einer Gauss'schen Verteilungsfunktion an? Random Jitter ist das Ergebnis der Akkumulation von vielen zufälligen Prozessen, einschließlich thermischem Rauschen, Flicker-Noise, Shot-Noise usw. All diese Rauschquellen tragen zum Gesamtjitter bei, der am Ausgang des Oszillators beobachtet werden kann. Die Summe vieler unabhängiger zufälliger Ereignisse (Funktionen) konvergiert

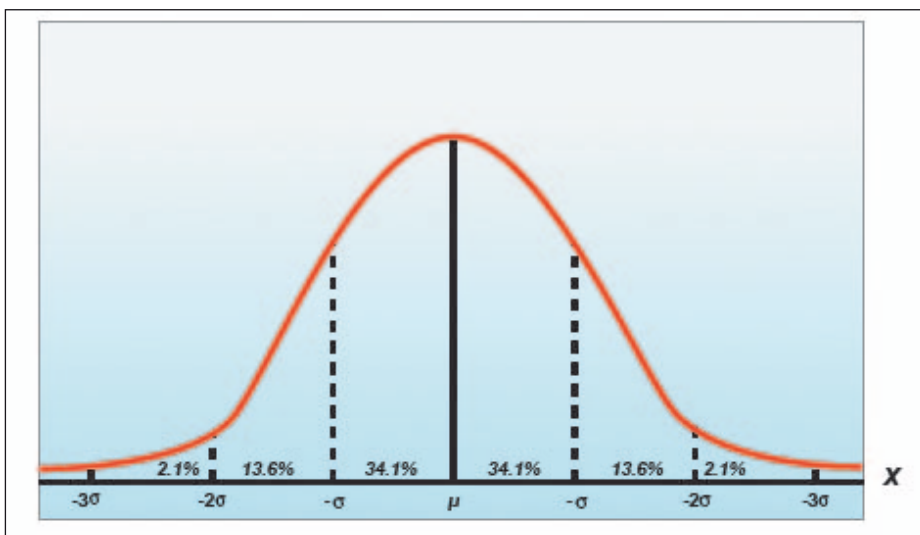


Bild 4: Gauss'sche Normalverteilungskurve

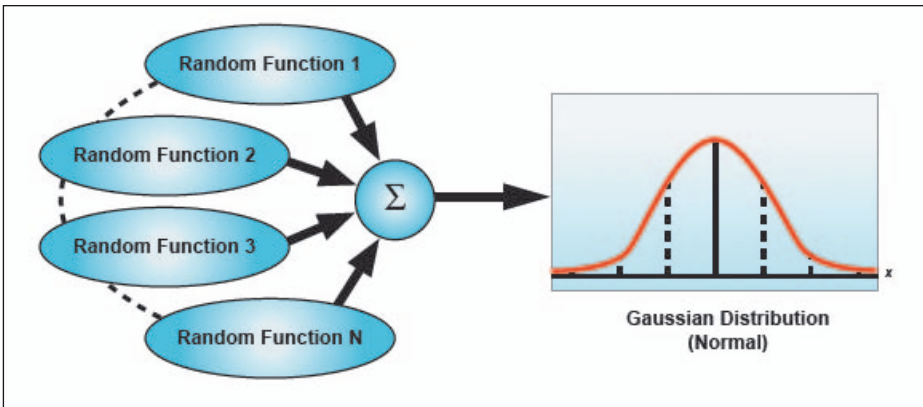


Bild 5: Central Limit Theorem – die Summe unabhängiger Zufallsfunktionen konvergiert zu einer Gauss'schen Verteilung.

zu einer Gauss'schen Verteilung, wie Bild 5 zeigt (Central Limit Theorem).

Deterministischer Jitter

Deterministischer Jitter (DJ) hat eine Nicht-Gauss'sche Wahrscheinlichkeits-Dichtefunktion (PDF) und ist charakterisiert durch seine begrenzte Spitze-Spitze-Amplitude. Deterministischer Jitter wird ausgedrückt in Zeiteinheiten (Spitze-Spitze). Hier einige Beispiele für deterministischen Jitter:

- periodischer (PJ) oder sinusförmiger Jitter: verursacht vom Netzteil
- Intersymbol-Interferenz
- Duty-cycle-distortion (DCD): verursacht durch unsymmetrische Anstiegs- und Abfallzeiten.
- Subharmonische des Oszillators
- Unkorrelierter, periodischer Jitter: durch Übersprechen anderer Signale
- Korrelierter periodischer Jitter

Totaler Jitter (TJ)

Der totale Jitter (TJ) ist die Summe (Convolution) aller unabhängigen Jitter-Komponenten:

$$Total\ Jitter\ (TJ) = Random\ Jitter\ (RJ) + deterministic\ Jitter\ (DJ)$$

Einfluss von Phasenrauschen und Jitter auf ein System

Phasenrauschen oder Jitter eines Oszillators haben einen direkten Einfluss auf ein Systemverhalten. In einem HF-Kommunikationssystem beeinflusst hohes Phasenrauschen die Kommunikations-Distanz, Nebarkalinterferenz und die Bitfehlerrate, um nur einige zu nennen.

Bei den modernen High-Speed-A/D-Wandlern zahlt sich ein sauberes Taktsignal durch eine größere effektive Anzahl von Bits

(ENOB) aus. Die Genauigkeit eines Analog/Digital-Wandlers (ADC) wird erst durch die Reinheit der verwendeten Taktfrequenz und das zugehörige SNR ermöglicht. Daher ist ein Takt mit niedrigem Jitter wesentlich für ein gutes SNR. In A/D-Wandlern begrenzt Jitter das SNR gemäß folgender Gleichung:

Gleichung 17

$$SNR = -20 \log(2\pi f_{analog} t_{jitter,rms}) \text{ in dB}$$

Darin ist:

f die analoge Eingangsfrequenz, die gesammelt wird und

t der Jitter in rms

Löst man diese Gleichung nach dem Jitter-Term auf, so erhält man:

Gleichung 18

$$t_{jitter} = \frac{10^{-SNR/20}}{2\pi f_{analog}}$$

Nehmen wir zum Beispiel an, wir haben ein Eingangssignal von 80 MHz, und es wird ein SNR von 75 dB benötigt. Dann ist ein Takt mit maximal 354 fs Jitter erforderlich.

Dies gilt unter der Voraussetzung, dass Jitter der einzige begrenzende Faktor der Konverterleistung ist.

Standard-Taktgeber im Vergleich zu ultrarauharmem Oszillator

Wir wollen jetzt die Phasendifferenz von zwei Oszillatoren vergleichen. Einer ist ein Standard-Quarz (Commodity Typ), der andere eine ultrarauharme Ausführung. Die Bezeichnung „ultrarauharm“ (ultra low phase noise) soll hier für einen Oszillator gelten mit einem Rauschflur von -160 dB/Hz oder niedriger und weniger als -130 dBc/Hz Phasenrauschen bei 1 kHz Offset. Diese Werte werden leicht von vielen OCXOs mit SC-Schnitt-Quarzen bei Frequenzen unter 50 MHz erreicht. Der Vergleich soll hier jedoch nicht für Quarzoszillatoren vom Referenztyp sondern vielmehr für Taktoszillatoren vorgenommen werden. Einen preiswerten Standardquarz mit Maßen von 5×7 mm und ± 50 ppm Stabilität gibt es schon für sehr wenig Geld. Welches Phasenrauschen erhält man aber von einem derartigen Taktgeber?

Bild 6 zeigt das SSB-Phasenrauschen eines preiswerten Quarz-Taktgebers, Bild 7 gilt für einen ultrarauharmen OCXO bei 100 MHz. Achten Sie beim Vergleich von Jitter-Spezifikationen verschiedener Oszillatoren darauf, dass es nicht ausreicht, nur auf den angegebenen Jitter von 1 ps rms max. (von 12 kHz bis 20 MHz) zu sehen. Beide Oszillatoren in Bild 6 und 7 erfüllen diese Spezifikation, aber eindeutig ist der OCXO ein deutlich besserer Oszillator in Bezug auf Phasenrauschen und Breitband-Jitter.

Wie erreicht man ultraniedriges Phasenrauschen?

Ein Commodity Oszillator ist meist nicht mehr als ein ASIC und eine blanke Quarzscheibe. Der Quarz ist ein AT-Schnitt mit

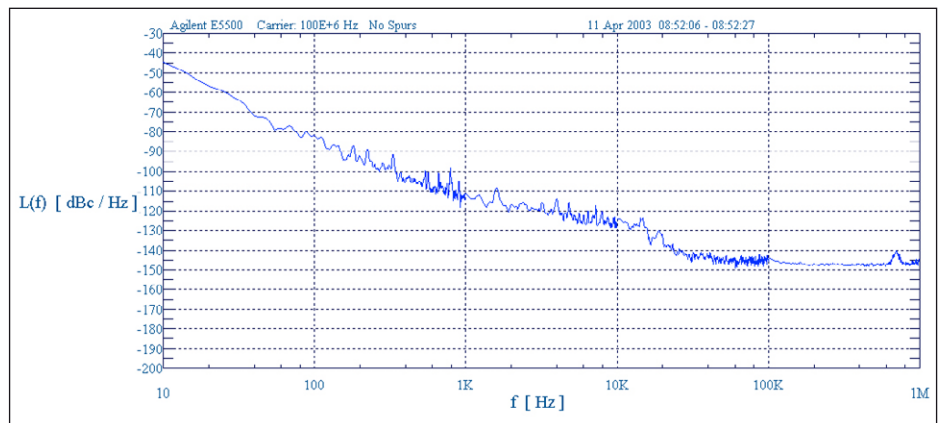


Bild 6: SSB-Phasenrauschverlauf eines Standard-Taktgebers

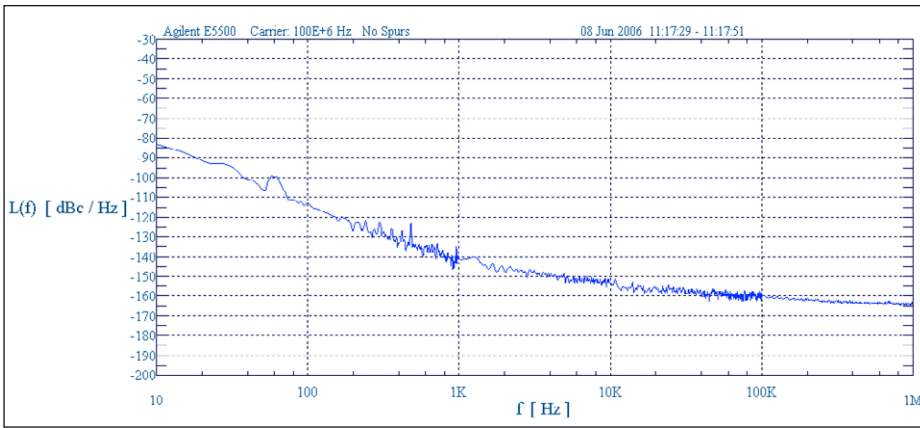


Bild 7: SSB-Phasenrauschverlauf eines ultraraischen Oszillators (Modell Crystek CCHD-950)

einer Güte Q von 25 K bis 45 K. Dieser niedrige Q-Wert begrenzt das nahe Phasenrauschen. Das ASIC mit all seinen Transistoren legt das Phasenrauschen auf ungefähr -150 dBc/Hz fest.

Dagegen verwendet der ultraraische Oszillator eine diskrete High-performance

Oszillator-Topologie mit einem Quarz im Gehäuse mit einer Güte von mehr als 70 K, die für geringes Rauschen im Nahbereich sorgt.

Der Rauschflur ist niedriger als -160 dBc/Hz. Daher wird überlegene Performance vor allem mit Quarzen hoher Güte und einer

guten diskreten Topologie erreicht. Gemessen an der Systemverbesserung, die dadurch ermöglicht wird, lohnt der höhere Preis.

Literatur

1. Brannon, Brad: „Sampled Systems and the effects of Clock Phase Noise and Jitter“, Analog Devices App. Note AN-756
2. Poore Rick: “Phase Noise and Jitter”, Agilent EEs of EDA, Mai 2001
3. Vig, John R.: ”Quartz Crystal Resonators and Oscillators”, U.S. Army Communications-Electronics Command, Januar 2001

Über den Autor

Ramón M. Cerda ist Vice President of Engineering bei Crystek. Er hat einen MSEE und einen BSEE von der Polytechnic University of New York. Cerda ist eine Autorität in der Quarzoszillator-Industrie seit mehr als 14 Jahren. Cerda’s Spezialität ist die Entwicklung von HF-Oszillatoren bis 6 GHz.