

Phasenrauschen und Jitter von Quarzoszillatoren

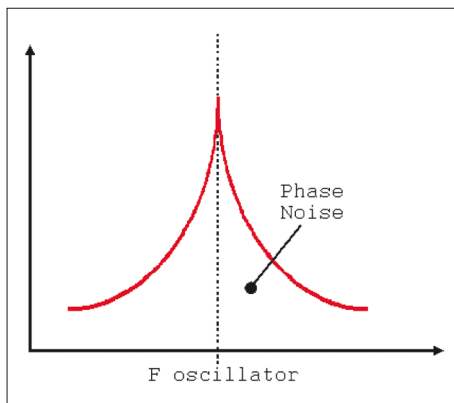


Bild 1: Phasenrauschen im Frequenzbereich

Bevor man versucht, die Quellen von Phasenrauschen/Jitter in Quarzoszillatoren zu entdecken, sollte man einige der mit der Messung verbundenen Formulierungen enträtseln. Hier werden diese Grundlagen beschrieben.

Beginnen wir mit der einfachen Beschreibung von Phasenrauschen und Jitter:

Phasenrauschen ist eine Kenngröße zur Beschreibung der Stabilität eines Oszillators im Frequenzbereich. Unterscheiden sollte man hier zwischen zufälligem (stochastischem) Rauschen und induziertem/repetitivem (deterministischem) Rauschen. Die Darstellung des Oszillatorsignals im Frequenzbereich zeigt den spektralen (frequenzmäßigen) Inhalt des Oszillatorsignals am Oszillatorkausgang. Man analysiert das Signal über einen bestimmten Frequenzbereich mit dem Spektrumanalysator und erhält eine Darstellung gemäß Bild 1.

Jitter („Zittern“) ist eine Kenngröße zur Beschreibung der Stabilität eines Oszillators im Zeitbereich. Es fasst alle vorhandenen Rauschquellen zusammen und zeigt ihre Wirkung in Bezug auf die Zeit. Die Darstellung erfolgt im Zeitbereich, also mit dem Oszilloskop. Man erhält im Prinzip ein Ergebnis gemäß Bild 2. Von praktischem Interesse ist hierbei das Verhältnis von Jitter-Breite und Periodenlänge.

Um das Phasenrauschen verstehen zu können, muss man das Konzept der Spektraldichte verstanden haben. Wir stellen uns dazu ein (unmöglich zu bauendes) Bandpassfilter vor, welches folgende Eigenschaften aufweist (Bild 3):

- Einfügedämpfung 0 dB (Passband Gain = 1)
- Stopbanddämpfung unendlich
- Bandbreite 1 Hz
- Flankensteilheit unendlich (Vertikalen)
- Mittenfrequenz in Schritten von 1 Hz wählbar

Wir wenden nun dieses Filter auf das zu messende Signal an, beginnend mit einer Frequenz f_{start} und endend mit f_{stop} in 1-Hz-Schritten. Wir messen bei jedem Schritt den Ausgangsleistungspegel des Filters mit einem Leistungsmesser und zeichnen ein entsprechendes Diagramm (Bild 4). Dieses Diagramm gibt den Verlauf der Spektraldichte der Signalleistung in Watt pro Herz Bandbreite (besser: Rauschbandbreite) vor. Man kann es durch Verbinden der Messpunkte noch verbessern. Da es symmetrisch ist, kann man auch nur auf einer Seite messen, s. Bild 5. Man spricht von Seitenbändern und von Einseitenbandrauschen. Dabei liegt f_{start} nahe an der Oszillatorfrequenz.

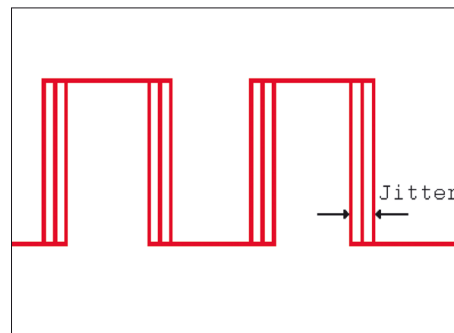


Bild 2: Jitter im Zeitbereich

In der Regel ermittelt man die Signalleistungs-Spektraldichte in Watt pro Hertz Bandbreite im oberen Seitenband. Da das eigentliche Signal die Linie auf der Oszillatorfrequenz sein soll, kann man abseits dieser Linie von Rauschen sprechen. Ermittelt wurde also die Rauschleistungsdichte, und zwar in dBW ($10 \log W$) wegen dem großen Dynamikbereich. Was wir also messen, ist die SSB-Rauschdichte in dBW/Hz (SSB: Single-Side Band).

Ist die Breite des Jitters sehr viel kleiner als eine vollständige Periode, können wir sagen, dass es durch Phasenschwankungen (und nicht Frequenzschwankungen) verursacht wird. Die SSB-Rauschdichte ist tatsächlich Phasenrauschen. Wie in Bild 6 gezeigt, führt uns dies zur klassischen Definition von Phasenrauschen als ein Leistungsverhältnis (Rauschleistungsdichte in 1 Hz Bandbreite/gesamte Signalleistung); dieses wird in dBc ausgedrückt (dB vom Träger entfernt).

Die Aufmachergrafik zeigt das Phasenrauschdiagramm eines realen 13-MHz-Quarzoszillators. Dieses Rauschen kann näher analysiert werden, indem die Steigungen des realen Phasenrauschdiagramms

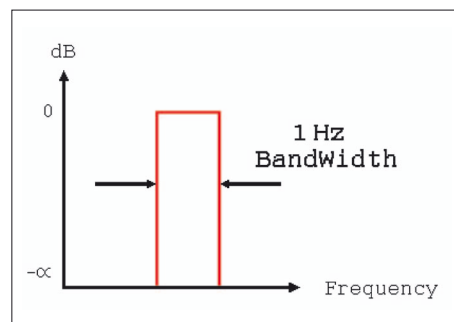


Bild 3: Ideales 1-Hz-Filter

Quelle:
Geoff Trudgen: Phase Noise/Jitter in
Crystal Oscillators, Rakon, Ltd.,
July 2009,
info@rakon.co.uk,
www.rakon.com

übersetzt von FS

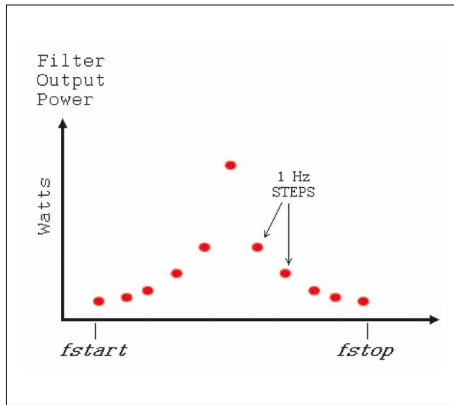


Bild 4: Messpunkte im Frequenzbereich

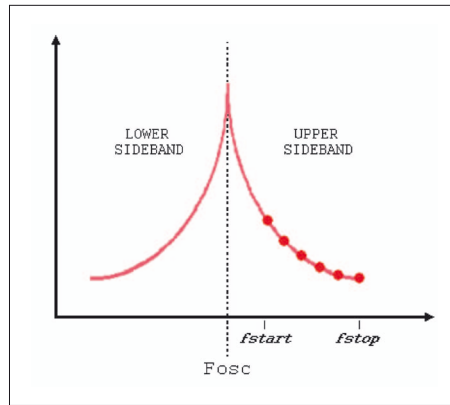


Bild 5: Messkurve im Frequenzbereich

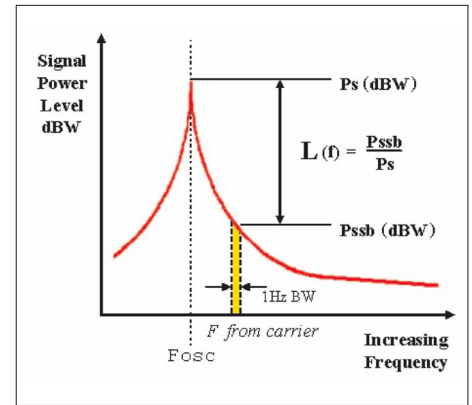


Bild 6: Zur Definition der Rauschleistungsdichte

an die Steigungen in der idealisierten Phasenrauschkurve von Bild 7 angepasst werden. Für die Aufmachergrafik gilt:

- Flickerrauschen-Eckfrequenz der Pufferstufe ~ 5 kHz
- Betriebsgüte (Q) des Quarzes bei 170 Hz ~ 38.000
- Flickerrauschen-Eckfrequenz des Oszillatortransistors ~ 12 Hz
- Drift (Random Walk) ~ 0,1 Hz (extrapoliert)

Die Ursachen des Phasenrauschens können folgendermaßen beschrieben werden:

- White Phase

thermisches Rauschen (Johnson-Rauschen) des Pufferverstärkers, Widerstandsrauschen und Shott-Rauschen

- Flicker Phase

rosa Rauschen (gleiche Leistung pro Dekade der Frequenz), vorwiegend Pufferverstärker-Flicker-Rauschen

- White Freq

Trägerauschen, vorwiegend das Crystal-RLC-Rauschen

- Flicker Freq

Intermodulation von White Freq (Carrier Noise) und Flicker Phase (Transistorrauschen) besonders innerhalb der Oszillatorschleife

- Random Walk

Eigenrauschquellen im Quarz und in der Elektrodenstrukturen, mögliche äußere Einwirkungen durch Schlag, Vibration, Temperaturänderungen etc.

Dies sind alles Quellen von Phasenrauschen, die dem Quarzoszillator eigen sind; es gibt andere, externe Einflüsse, die die Phasenrauschleistung der Oszillatoren beeinflussen können. Dazu gehören Stromversorgungsrauschen, zirkulierende Erdströme und Störungen auf der Steuerspannungsleitung, wechselnde Lastbedingungen und elektromagnetische Störungen.

Praktiker sind an Spannungen interessiert, während das Phasenrauschdiagramm auf dB der Leistung des Trägers basiert. Es ändert sich also in jedem -10-dBc-Abschnitt die Spannung um 0,316 ($\sqrt{10}$). Dies bedeutet für einen 3,3-V-CMOS-Ausgang mit einem Grundrauschen von -150 dBc, dass die entsprechende Rauschspannung nur 104 nV Spitze-Spitze beträgt. ◀

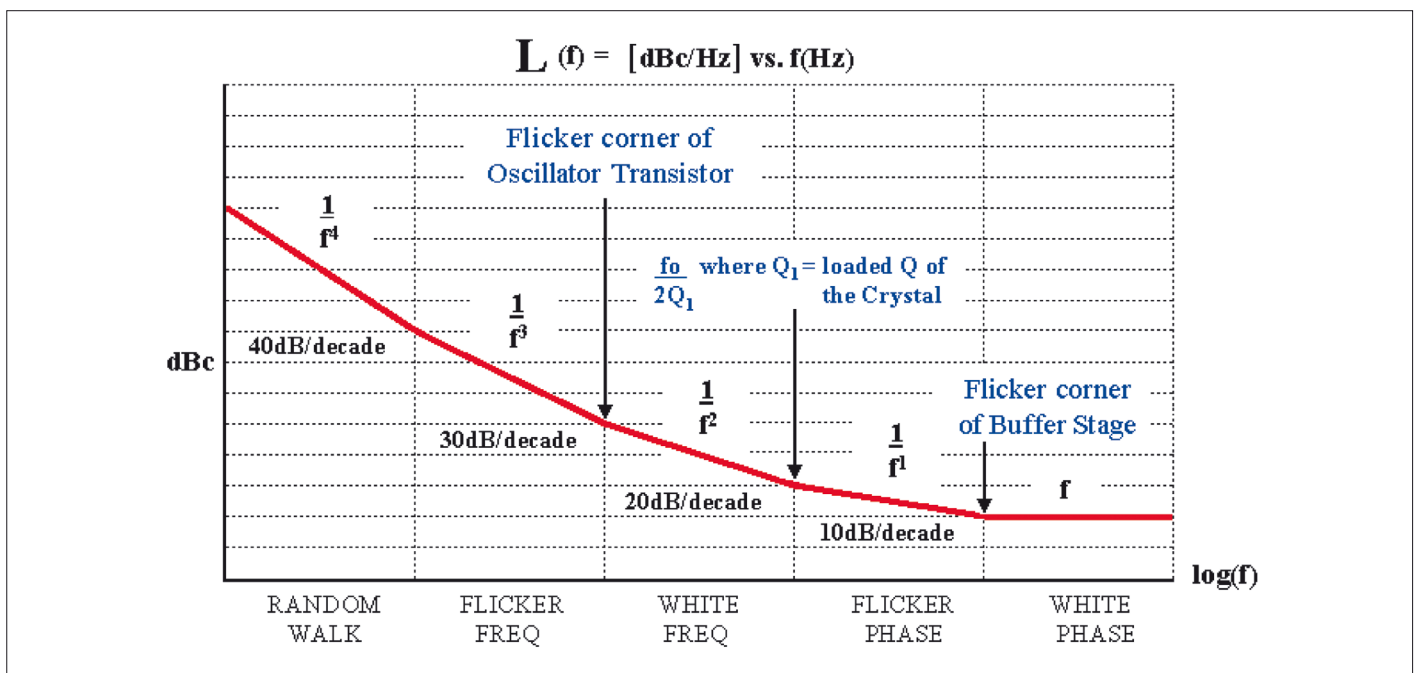


Bild 7: Idealisierte Phasenrauschkurve

Zusammenhänge (er)kennen

Phasenrauschen und Jitter

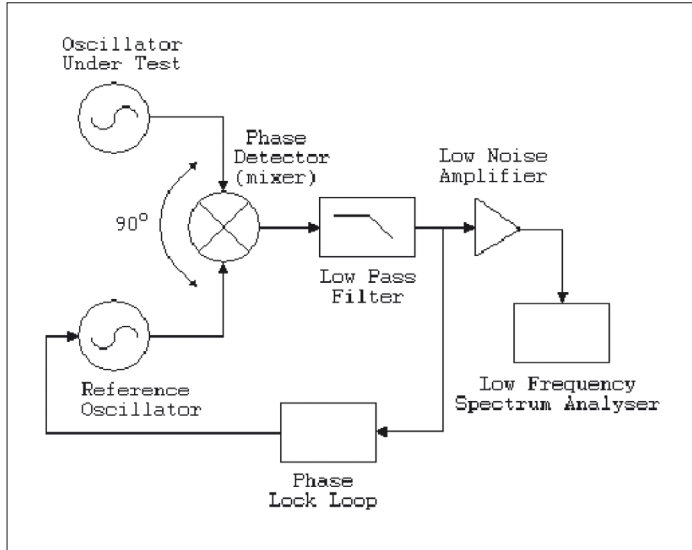


Bild 1: Messaufbau für das Phasenrauschen

werden am Phasenrauschen interessiert sein, da sich eine schlechte Phasenrauschleistung negativ auf Up/Down-Umsetzungen und erforderlichen Kanalabstand auswirken.

Digitaltechnik-Ingenieure, die im Bereich Zeitmultiplex arbeiten (das ist wohl die Mehrheit) und sich also mit der modernen Telekom-Infrastruktur befassen, haben Interesse an der Jitter-Performance, da eine schlechte Jitter-Leistung zu einem exzessiven Re-Send-Aufkommen bis hin zu Netzwerkausfällen führt.

Bei der Ermittlung der Rausch-Performance sind der Messung einige „Grenzen“ gesetzt. Für die Messung des Phasenrauschens zeigt sich eine solche Grenze in einfacher Form als „Von-bis-Frequenzbereich“ (z.B. Phasenrauschen von 10 Hz bis 1 MHz). Bei der Jitter-Messung ist es etwas komplizierter. Um Jitter

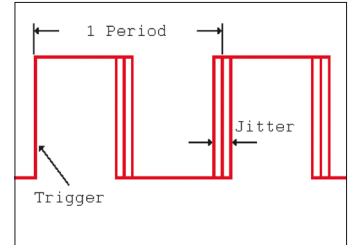


Bild 2: Messen des Jitters im Zeitbereich

zu definieren, muss eine Abtastperiode angegeben werden und ebenso eine Bandbreite. Nicht selten werden diese „Grenzen“ vergessen.

Der nächste Knackpunkt ist das Testgerät, mit dem die Messung durchgeführt wird. Bei der Messung des Phasenrauschens ist ein Verriegeln/Einbinden des zu testenden Oszillators mit einem Referenzoszillator mittels einer Phasenregelschleife, wie in Bild 1 gezeigt, erforderlich (quadrature locking). Der Sinn besteht

Phasenrauschen und Jitter beschreiben die Stabilität eines Oszillators. Wie sich diese Kennwerte ineinander umwandeln lassen, wird hier gezeigt.

Ob der Focus auf das Phasenrauschen oder den Jitter gerichtet wird, ist in der Regel anwendungsabhängig. HF-Ingenieure, die im Bereich Radar arbeiten oder Basisstationen entwickeln,

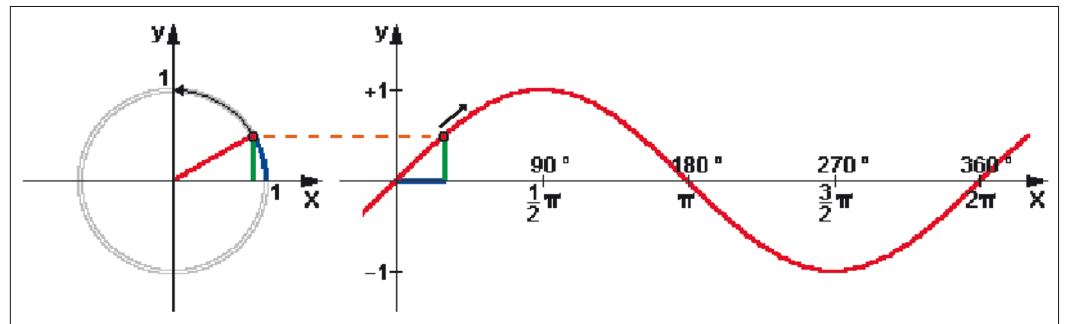
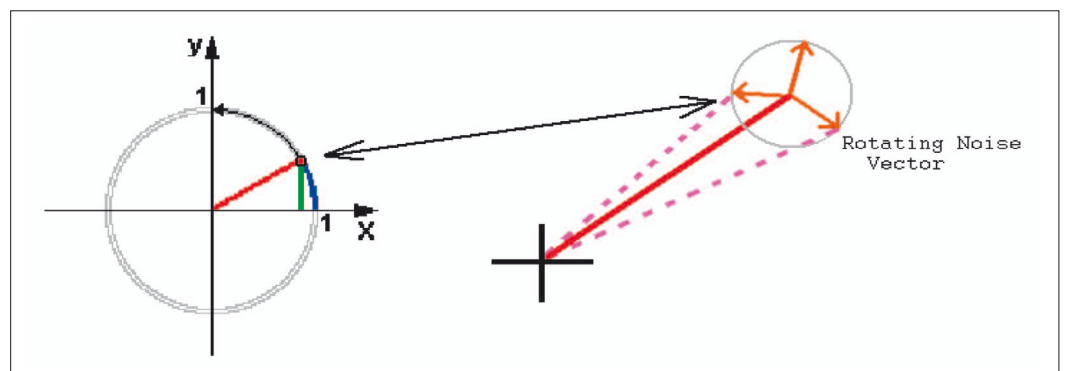


Bild 3: Erzeugung einer Sinuswelle



Quelle:
Geoff Trudgen: Relationship Between Phase Noise and Jitter, Rakon, Ltd., 2009/2012, info@rakon.co.uk, www.rakon.com

übersetzt von FS Bild 4: Theorie der verrauschten Sinuswelle

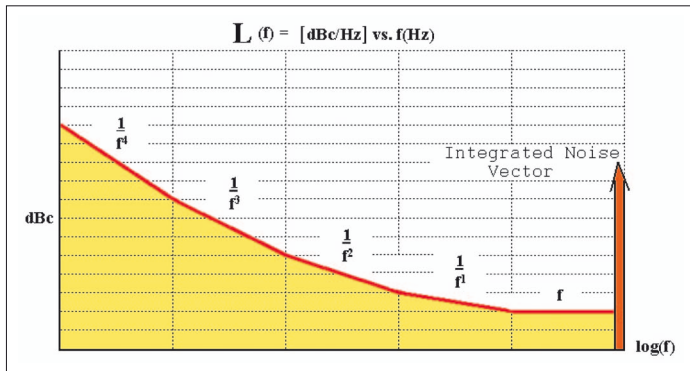


Bild 5: Verschiedene Rauschursachen verursachen verschiedene Steilheiten des Rauschanstiegs

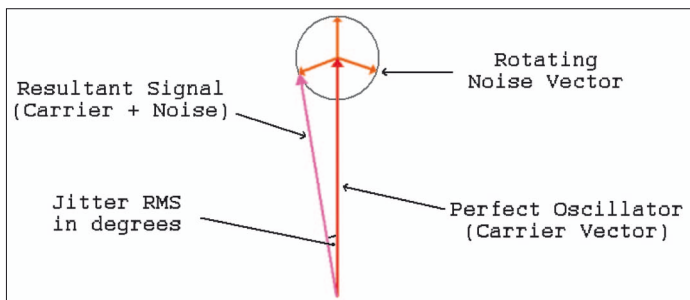


Bild 6: Vektor des Rauschens und Winkel des RMS Jitters

darin, die Trägerfrequenz zu entfernen, damit nur die nicht mit der Phase zusammenhängenden Rauschkomponenten übrigbleiben. Das Tiefpassfilter dient nicht zum Filtern des Phasenrauschens, sondern zum Entfernen der Oberwellen. Der Detektor (Mischer) erzeugt die Summe (2x) und die Differenz der beiden Eingangsfrequenzen; für die Messung ist jedoch nur die Differenz von Interesse, der Teil ohne Trägerfrequenz. Der Low-noise-Amplifier lässt sich überbrücken, je nach Auflösung des Niederfrequenz-Spektrumanalysators. Voraussetzung ist eine bessere Rausch-Performance des Referenzoszillators gegenüber dem zu testenden Oszillator; auch dürfen die anderen Komponenten kein messbares Rauschen hinzufügen. Nur dann erfasst der Spektrumanalysator das Rauschen des zu testenden Oszillators und nicht das des gesamten Testsystems.

Die Messung von Jitter wird häufig mit einem schnellen digitalen Speicheroszilloskop durchgeführt. Man triggert auf

die steigende Flanke und schaut sich den weiteren Verlauf an (Bild 2). Dieser Ansatz hat für Messzwecke einige Nachteile. Die Bandbreite der Messung ist im Allgemeinen unbekannt (Ist es DC bis zur Eckfrequenz des Scopes?). Die Anzahl der Proben und die Probenzeit sind unbekannt, es besteht zudem eine Unsicherheit beim Trigger-Punkt. Man weiß auch nicht genau, ob man nur den Jitter des zu testenden Oszillators misst oder zusätzlich noch den Jitter des scope-internen Zeitbasisoszillators.

Um eine feste Frequenz im Zeitbereich zu beschreiben, kann man einen Zeiger (Einheitsvektor) auf einem Kreis mit konstanter Winkelgeschwindigkeit rotieren lassen (Bild 3). Damit diese Wellenform Jitter zeigt, ist die Winkelgeschwindigkeit zu variieren. Dies ist in der Tat Frequenzmodulation, die etwas anderes erfolgt als üblich. Die wahre Ursache dafür, dass der Einheitsvektor z.B. die X-Achse etwas früher oder später erreicht, ist ein kleiner zusätzlicher

Rauschvektor, den man auf der idealen Spitze des Einheitsvektor platzieren kann. Bild 4 versucht, das übertrieben darzustellen. Die durchgezogene rote Linie ist der Einheitsvektor in idealer Position und die gestrichelten Linien geben den effektiven Einfluss des Rauschvektors an. Die Größe dieses Rauschvektors ist äquivalent zur Gesamtleistung allen Rauschens (über den interessierenden Frequenzbereich). Aus Bild 5 ist erkennbar, dass dieses Rauschen und damit der mittlere Ausschlag des rotierenden Rauschvektors in der Praxis vom Frequenzabstand zum Träger abhängig ist.

Mit diesem Modell lässt sich eine einfache trigonometrische Idee verwirklichen: Aus der Größe des Rauschvektors lässt sich der Jitter-Effektivwert in Grad berechnen (RMS Jitter). Gemäß Bild 6 entspricht der RMS Jitter der mittleren Abweichung des Einheitsvektors vom Idealwert. (Anmerkung des Übersetzers: In

der Quelle wird der maximale Winkel zugrunde gelegt; dieser dürfte aber eher dem maximalen als dem RMS Jitter entsprechen.) Mit T als der Periodendauer des Trägers gilt dann:

$$\text{RMS Jitter in s} = \text{Winkel} \times T/360^\circ$$

Der Einheitsvektor mit den gepunkteten rosa Linien zeigt, wie das rotierende Rauschen im Mittel von seiner idealen Position abweicht. Der Rauschvektor sollte in dBW angegeben werden aufgrund seiner relativen Kleinheit.

Da die Rauschquellen in einem Quarzoszillator eher zufällig (stochastisch) als induziert/wiederholend/repetitive (deterministisch) sind, kann man ein Diagramm gemäß Bild 7 zeichnen. Die Aufmachergrafik illustriert die Umwandlung von Phasenrauschen in Jitter bei einem Oszillator. Das tatsächlich verwendete Phasenrauschdiagramm ist in Bild 8 gezeigt. ◀

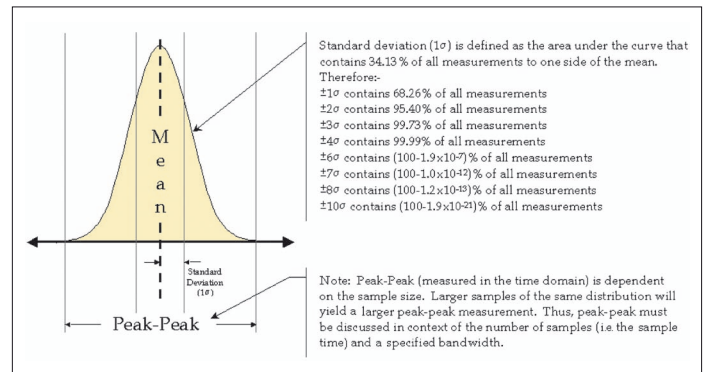


Bild 7: Zur Standardabweichung

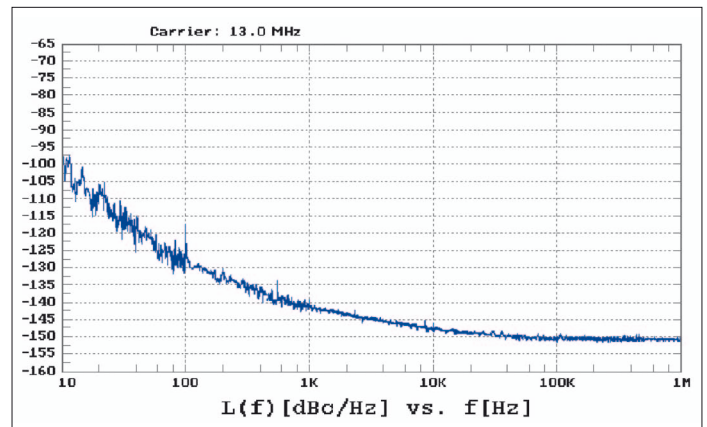


Bild 8: Rauschkurve eines 13-MHz-Quarzoszillators

Welche Beziehung besteht?

Phasenrauschen und Bitfehlerrate

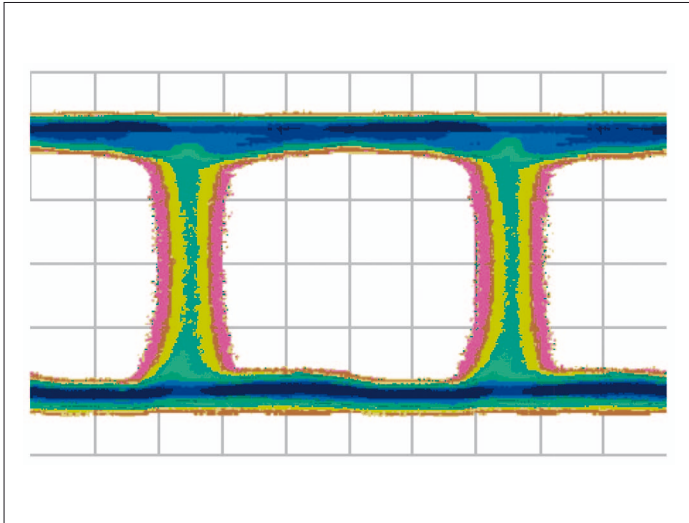


Bild 1: Augendiagramm am Eingang eines Empfängers

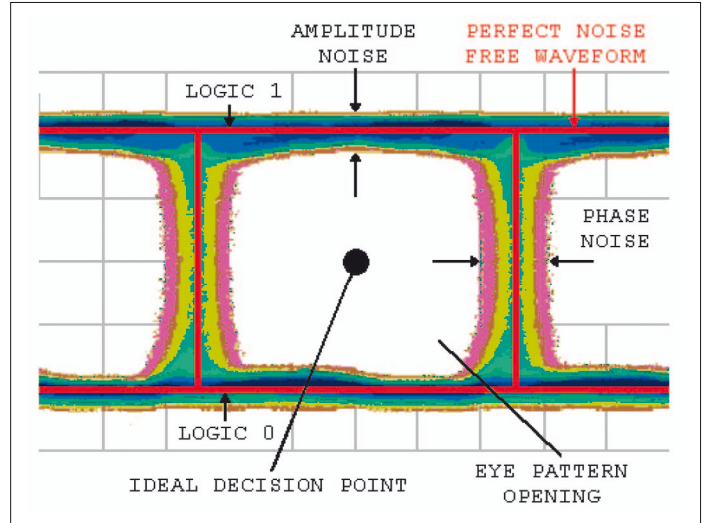


Bild 2: Amplitudenrauschen verkleinert die Musteröffnung in der Höhe und Phasenrauschen in der Breite

Wie im Beitrag „Phasenrauschen und Jitter“ in diesem Heft gezeigt, lässt sich das Phasenrauschen eines stabilen Quarzoszillators als Effektivwert-Jitter darstellen. Diesen Jitter kann man analysieren, um den Beitrag des Quarzoszillators an der gesamten Bitfehlerrate zu zeigen.

Die Bitfehlerrate (Bit Error Rate, BER) wird auch als Bit Error Ratio bezeichnet und ist definiert als die Anzahl der fehlerhaften Bits, die gesendet, empfangen oder verarbeitet werden, geteilt durch die Gesamtanzahl der Bits, die innerhalb eines bestimmten Zeitraums gesendet, empfangen oder verarbeitet werden. Dies ist ein Verhältnis, daher dimensionslos und praktisch die Potenz einer negativen ganzen Zahl.

Zum Beispiel eine BER von 10^{-12} bedeutet: Es besteht eine statistische Wahrscheinlichkeit, dass in einem Strom von 10^{12} Bits ein fehlerhaftes Bit auftritt. Bei einer Übertragung mit 10 MHz (10^7 Hz) würde man erwarten, dass das fehlerhafte Bit innerhalb von 10^5 s auftritt. Das sind rund 28 h. Die Ursache der Fehler-Bits können verschieden sein, etwa schlecht entwickelte Hard- oder Software oder elektromagnetische Beeinflussung.

denn dieser wird höchstens einen kleinen Prozentsatz zum Gesamtbetrag der Jitter-Performance liefern. Wenn Bild 1 das Augendiagramm am Eingang eines Empfängers zeigt, dann ist der ideale Entscheidungspunkt das Zentrum des Diagramms.

Wenn die Musteröffnung kleiner wird, dann steigt die Wahrscheinlichkeit, eine logische 0 oder 1 fehlzuinterpretieren. Dies kann im Extremfall einer sehr kleinen Musteröffnung bedeuten, dass der Empfänger nicht mehr

zwischen den beiden logischen Zuständen 0 und 1 unterscheiden kann. Dieselbe Unsicherheit entsteht, wenn man den Entscheidungspunkt vom Ort des idealen Entscheidungspunkts weglagt.

Aus Bild 2 geht hervor, dass Amplitudenrauschen die Musteröffnung in der Höhe und Phasenrauschen die Musteröffnung in der Breite beeinträchtigt. Daher erhöhen diese Einflüsse die Wahrscheinlichkeit eines Fehllesens der logischen 0 oder 1. Sind sie sehr stark, wird es

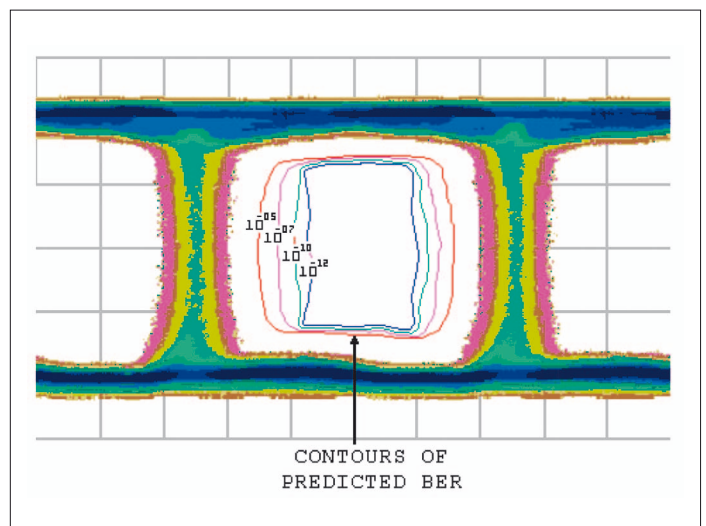


Bild 3: Augendiagramm mit Konturlinien von vorhergesagten BERs

Quelle:

Geoff Trudgen: *Relationship Between Phase Noise and Bit Error Ratio (BER)*, Rakon UK, Ltd., 2009/2012, info@rakon.co.uk, www.rakon.com

übersetzt von FS

Die Möglichkeit zum Anzeigen/Studieren der BER ist das Augendiagramm. Dabei muss man aber immer das Augendiagramm für das vollständige Übertragungssystem heranziehen, nicht nur das Augendiagramm des Quarzoszillators,

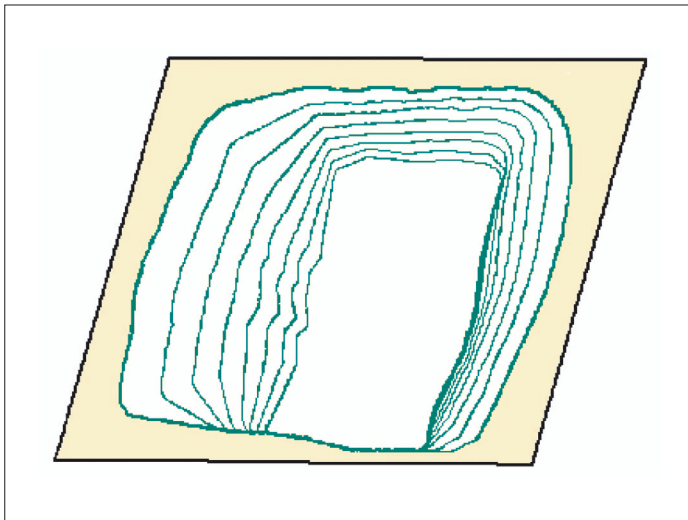


Bild 4: Konturlinien der Vorhersage in dreidimensionaler Darstellung

unmöglich, die logische 0 oder 1 zu erkennen. Dies ermöglicht es uns, Konturlinien von vorhergesagten BERs zu zeichnen (Bild 3). Die vorhergesagte BER am idealen Entscheidungspunkt sei in diesem Beispiel 10^{-32} . Dies ist bei 10 MHz ein vorhergesagter Fehler von 1 Bit aller 10^{25} s bzw. innerhalb von mehreren Millionen Jahren.

Bild 4 zeigt die gleichen Konturlinien der Vorhersage in dreidimensionaler Darstellung. Man kann sich einen (leeren) Teich vorstellen. Oben auf der verbliebenen Grundfläche besteht eine Wahrscheinlichkeit von 0,5 bzw. von 50/50, um eine logische 0

oder 1 anhand der steigenden oder fallenden Flanke zu erkennen. Da die BER eine statistische Größe ist, kann sie auch auf dem Grund des „Teiches“ niemals 0 werden, auch nicht am idealen Entscheidungspunkt.

Im Beitrag „Phasenrauschen und Jitter“ werden die Rauschquellen in einem Quarzoszillator eher als zufällig (stochastisch) gezeigt und weniger als induziert/repetitiv (deterministisch); sie folgen demnach einer Gaußschen Verteilung. Ein stabiler Quarzoszillator weist ein vernachlässigbares Amplitudenrauschen auf, aber ein gewisses Phasenrauschen (Jitter im Zeit-

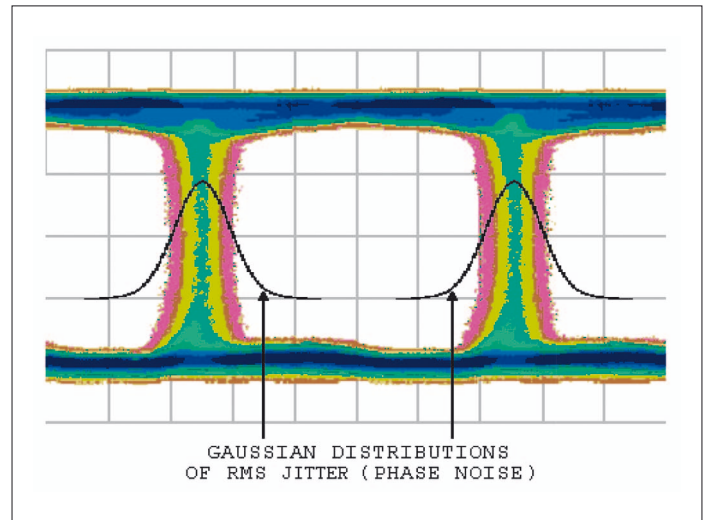


Bild 5: Augenmuster mit der Gaußschen Verteilung des RMS-Phasen-Jitters

bereich), sodass für den Rest dieser Diskussion nur der Beitrag des Phasenrauschens zur BER betrachtet wird und dies anhand der Gaußschen Verteilung. Bild 5 zeigt das gleiche Augenmuster mit der Gaußschen Verteilung des RMS-Phasen-Jitters (Phasenrauschens). Diese werden auch als Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen (Probability Density Functions) bezeichnet.

Wenn das Augenmuster gewissermaßen die Kreuzung der Schwänze der beiden Wahrscheinlichkeitsdichten schließt wie in Bild 6 gezeigt, ist das für das BER wichtig, es wird sich erhöhen (verschlechtern).

Da die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion gemäß Gauß verläuft, kann sie anhand ihrer Standardabweichung (α) und ihres Mittelwerts (Zentrum der Verteilung) beschrieben werden. Für einen Quarzoszillator nur mit Phasenrauschen (vernachlässigbares Amplitudenrauschen) ist (α) der Effektivwert (RMS) des Jitters.

Der Artikel „Beziehung zwischen Phasenrauschen und Jitter“ erklärt, wie man Phasenrauschen in Effektivwert-Jitter umwandeln. Die Konturlinien der vorhergesagten BER werden dann auch durch die Standardabweichung (α) gekennzeichnet.

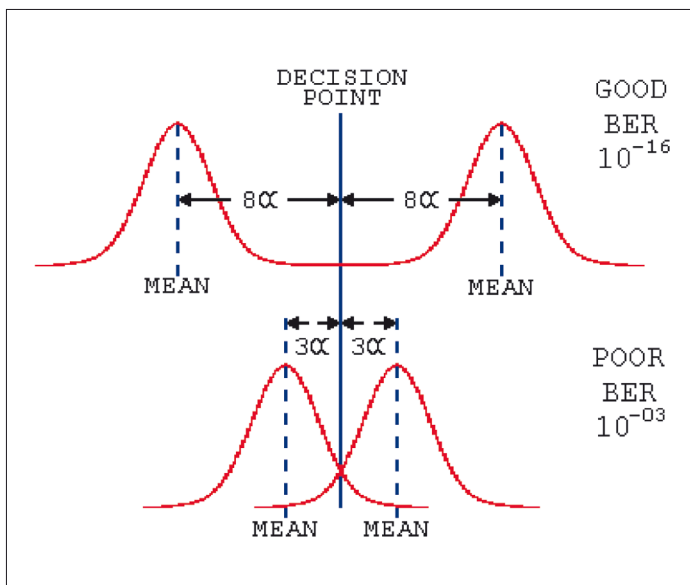


Bild 6: Minimales (oben) und erhöhtes BER (unten)

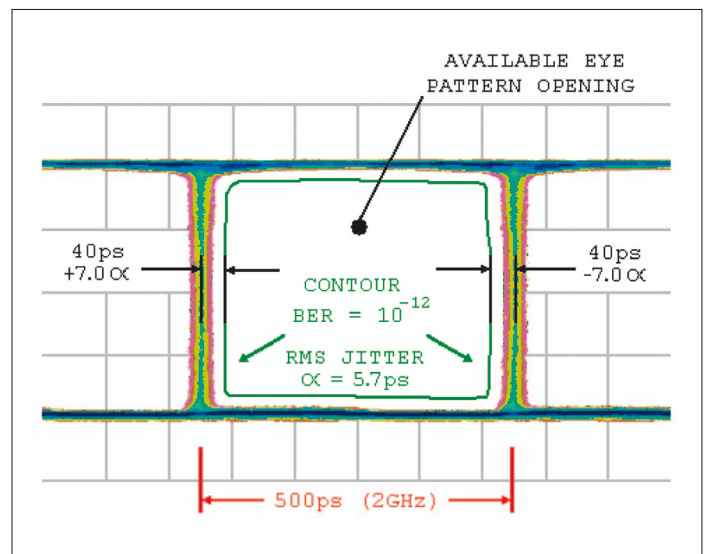


Bild 7: Mit 5,7 ps RMS Jitter, multipliziert auf 2 GHz, muss immer noch nur ein kleinen Prozentsatz der verfügbaren Augenmusteröffnung „geopfert“ werden