

Phasenrauschen von Quarzoszillatoren

Zusammenfassung:

In der folgenden kurzen Abhandlung wird gezeigt, dass das trägernaher Phasenrauschen eines Quarzoszillators vorrangig nicht von der Güte des Resonators und dem $1/f$ -Rauschen des aktiven Elements sondern vor allem durch das Eigenrauschen des Resonators bestimmt wird. Es wird außerdem gezeigt, wie eine mathematische Formulierung der fluktuierenden Ersatzgrößen des Resonators aussehen könnte und wie diese sich anhand eines Simulationsmodells verifizieren lässt.

1. Verbessertes Quarzmodell zur Vorhersage der quasi-stationären Parameter und des Phasenrauschens in Quarzoszillatoren

1.1. Nachweis der Unzulänglichkeit des idealisierten Resonator-Modells

Zu diesem Zweck wurde ein Quarzoszillator vom Colpitts-Typ mit einem Grundton-Quarz (AT-Schnitt) bei 155 MHz aufgebaut und simuliert. Als aktives Element diente ein BFR92A Bipolartransistor. Der Quarz wurde als idealer, linearer und - abgesehen von den geringen Verlusten – rauschfreier Resonator betrachtet.

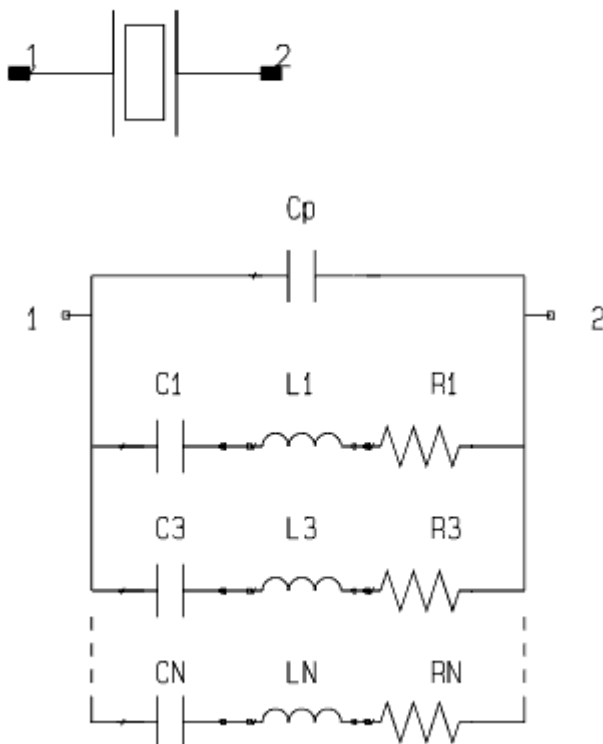


Abbildung 1) Symbol und Ersatzschaltbild eines idealisierten Quarz-Resonators. Die parallel angeordneten Serienresonanzkreise entsprechen den Obertönen des Quarzes.

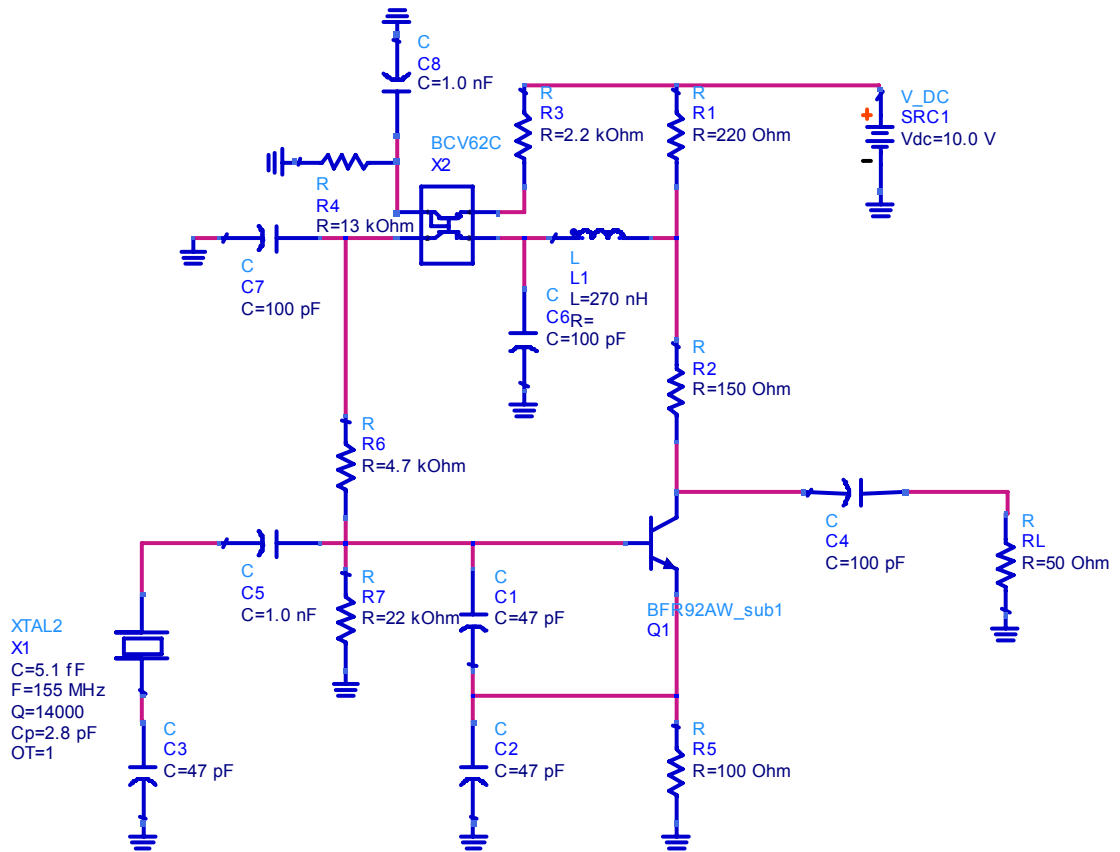


Abbildung 2) Quarz-Oszillator in Colpitts-Schaltung mit idealen Bauteilen und ohne Layout-Einfluss

Das Simulationsmodell wurde um die sog. Layout-Komponente erweitert, welche die idealen Verbindungen durch die mittels EM-Co-Simulation ermittelten S-Parameter der Anschluß-Ports ersetzt. Außerdem wurden die idealen passiven Elemente zumindest teilweise durch substrat-skalierbare Modelle ersetzt. Das Modell für das aktive Element basiert auf dem von Agilent zur Verfügung gestellten EEBJT2-Modell des BFR92A und wurde zusätzlich um die $1/f$ -Rauschkomponente erweitert. Zwecks Reduktion des Transistorrauschens wurde eine DC-Stabilisierung des Kollektorstroms des HF-Transistors implementiert.

Beim Vergleich waren zunächst signifikante Abweichungen zwischen den Messergebnissen und der quasistationären Simulationslösung hinsichtlich der Frequenz feststellbar:

V_{dc}/V	$F1_{mess}/MHz$	$F1_{sim}/MHz$	$P1_{mess}/dBm$	$P1_{sim}/dBm$
8	155.554	155.551	0.1	0.35
10	155.557	155.551	2.2	2.47
12	155.560	155.551	3.8	4.15

Tabelle 1) Gemessene Fundamentalfrequenz und Leistung gegenüber der simulierten bei Variation der Betriebsspannung

Die Schwingfrequenz und damit die Ersatzgrößen des Resonators sind offensichtlich aussteuerungsabhängig d.h. nichtlinear.

Noch deutlicher waren die Unterschiede beim Phasenrauschen. Hier wurde in der Nähe des Trägers ein um fast 40dB höherer Wert gemessen, als bei Verwendung des idealen Resonator-Modells vorhergesagt.

Der Nachweis von Fluktuationen der Reaktanzen frequenzbestimmender Bauteile wurde z.B. in [1] grundsätzlich geführt, allerdings nicht für Quarze.

1.2. Erweiterung des Quarzmodells

Zunächst wurde versucht allein durch nichtlineare Modellierung der Ersatzgrößen gleichzeitig Frequenzverschiebung und Zusatzrauschen zu befriedigen. Es zeigte sich jedoch schnell, dass dies nicht möglich sein würde.

Aus diesem Grund wurde eine andere Formulierung gewählt, die sich an die der Quellen [2] und [3] anlehnt:

Dynamische Induktivität:

$$L_{m,k}(t) = L_{m0,k} \cdot (1 + a_L \cdot i_{cr}(t)^2)^{-1} \cdot (1 + m_{nl}(t)) \quad (1a)$$

Dynamische Kapazität:

$$C_{m,k}(t) = C_{m0,k} \cdot (1 + a_C \cdot i_{cr}(t)^2)^{-1} \cdot (1 + m_{nc}(t)) \quad (1b)$$

Rausch-Modulation im Frequenz-Bereich :

$$\langle M_{nL,c}(f)^2 \rangle = K_{fl,fc} \cdot I_{cr}(F1)^n / f \quad (1c),$$

wobei $\langle M_n(f)^2 \rangle = \bullet \text{---} \circ \int_{-\infty}^{\infty} m(t + \tau) m(t) dt$

Der Momentanwert der jeweiligen Ersatzgröße des k-ten Obertons ist eine nichtlineare Funktion des totalen Quarzstroms moduliert mit einer Zufallsfunktion, die im Frequenzbereich als 1/f-Rauschgröße formuliert ist.

$i_{cr}(t)$: Totaler Quarz-Strom im Zeitbereich

$I_{cr}(F1)$: Spektral-Komponente des Quarzstroms bei der Fundamentalen F1

Der dynamische Widerstand ist ebenfalls nichtlinear und ggf. auf erhöhter Rauschtemperatur. Allerdings ist sein Einfluss deutlich geringer.

Bei den übrigen Größen handelt es sich um Parameter des Modells.

Die Implementierung dieser Formulierung im Simulator ist im ADS ohne Rückgriff auf den Quellcode mittels sog. „Symbolically-Defined Devices“ möglich.

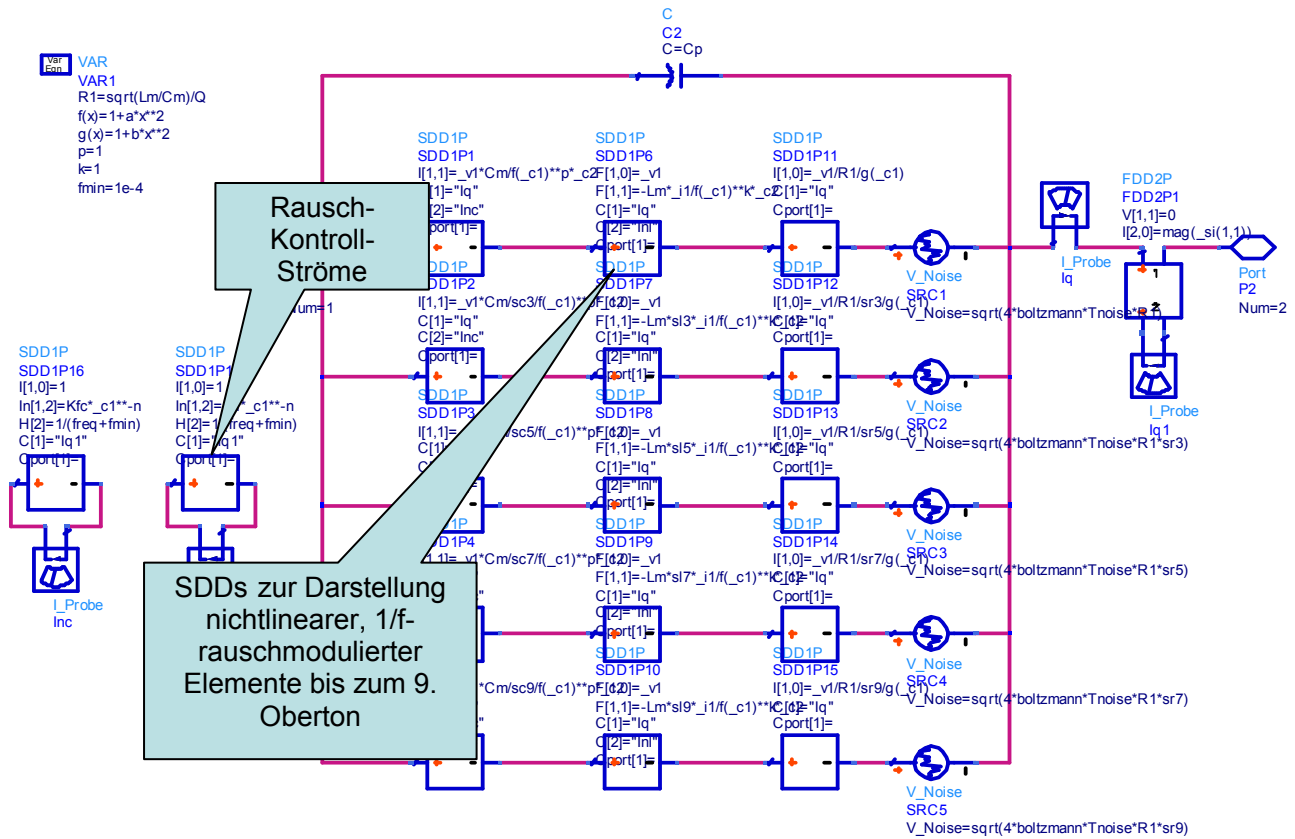


Abbildung 3) Nichtlineares und rauschbehaftetes Quarz-Modell als ADS-Subkomponente

Die Formulierung der Ströme durch die dynamischen Kapazitäten und Widerstände bzw. Leitwerte des k -ten Obertons erfolgt explizit im Sinne der Standard-Knotenanalyse im Zeitbereich gemäß

$$i_{kC}(t) = C_{mk0} \cdot \frac{d}{dt} \left(\frac{v_k(t) \cdot (1 + m_n(t))}{1 + a \cdot I_{cr}(t)^2} \right) \quad (2a)$$

und

$$i_{kR}(t) = \frac{1}{R_{mk0}} \cdot \frac{v_k(t)}{1 + b \cdot I_{cr}(t)^2} \quad (2b)$$

Für die Ströme durch die dynamischen Induktivitäten muss eine implizite Darstellung im Sinne der modifizierten Knotenanalyse gewählt werden gemäß

$$L_{mk0} \cdot \frac{d}{dt} \left(\frac{i_{k_L}(t) \cdot (1 + m_n(t))}{1 + a \cdot I_{cr}(t)^2} \right) - v_{k_L}(t) = 0 \quad (2c)$$

Die Rauschmodulation ist in den SDDs mittels Steuerströmen implementiert, die selbst wieder als SDDs realisiert sind.

Näheres zur Modellierung mit SDDs ist dem Anhang und dem entsprechenden Kapitel der ADS-Dokumentation [4] zu entnehmen.

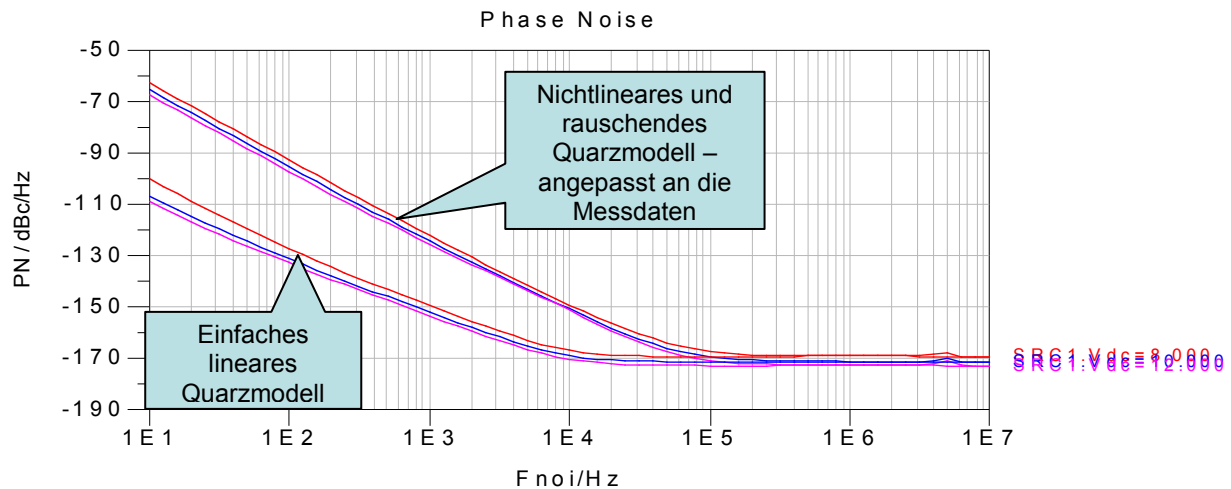
Erst mithilfe dieses Modells konnten die Simulationsdaten mit den Beobachtungen in Übereinstimmung gebracht werden:

V _{dc} /V	F1 _{mess} /MHz	F1 _{sim} /MHz
8	155.554	155.555
10	155.557	155.557
12	155.560	155.560

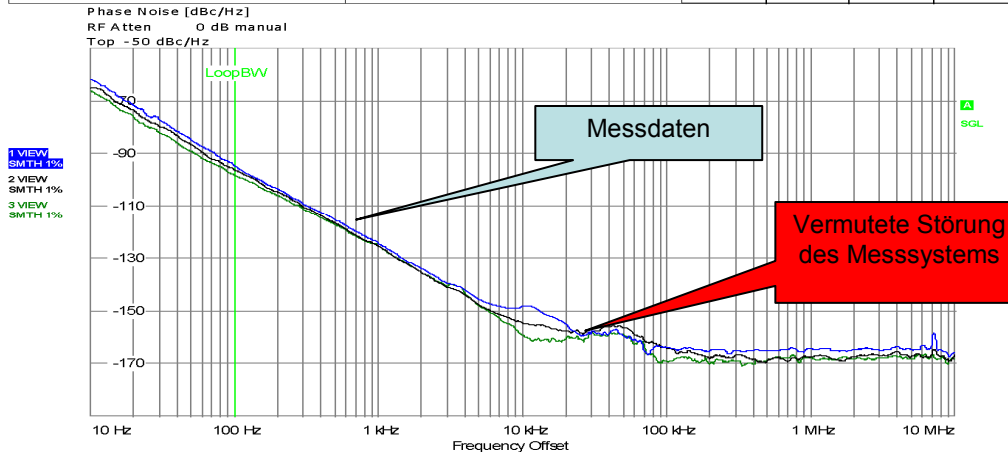
Tabelle 2) Gemessene Fundamentalfrequenzen gegenüber der simulierten mit verfeinertem Quarzmodell bei Variation der Betriebsspannung

Auch die Verläufe des simulierten Phasenrauschens decken sich nun ziemlich genau mit den gemessenen:

Sweep-Var	Fosc/MHz	P1/dBm	Fideal/MHz	P1ideal/dBm
SRC1.Vdc	Fund_Freq	Fund_Pwr	...Fund_FreqFund_Pwr
8.00000	155.555 M	358.085 m	155.551 M	350.378 m
10.0000	155.557 M	2.47605	155.551 M	2.47152
12.0000	155.560 M	4.15032	155.551 M	4.14738



R&S FSUP Signal Source Analyzer			LOCKED
Settings	Residual Noise [T1 w/o spurs]	Phase Detector +30 dB	
Signal Frequency: 155.553798 MHz	Int PHN (10.0 .. 10.0 M) -55.1 dBc		
Signal Level: 0.07 dBm	Residual PM 0.142 °		
Cross Corr. Mode Harmonic 1	Residual FM 157.21 Hz		
Internal Ref Tuned Internal Phase Det	RMS Jitter 2.5373 ps		



Measurement Complete

Tracking disabled, cannot follow DUT drift

Abbildung 4) Phasenrauschen des Quarzoszillators simuliert und gemessen

Der Vergleich des Phasenrauschens bei idealem und realem Resonator macht das in diesem Fall beträchtliche Defizit des simplen LCR-Ersatzmodells für den Schwingquarz deutlich. Bei anderen Quarzen, vor allem solchen mit deutlich höherer Güte, mag dieser Unterschied zwar geringer ausfallen, die Tatsache der Beteiligung des 1/f-Quarzrauschens am Gesamtrauschen bleibt aber in jedem Fall zu berücksichtigen.

1.3. Verifikation des Quarzmodells für verschiedene Betriebszustände und Quarztypen

1.3.1. Grundton-Quarzoszillator – Variation der Güte

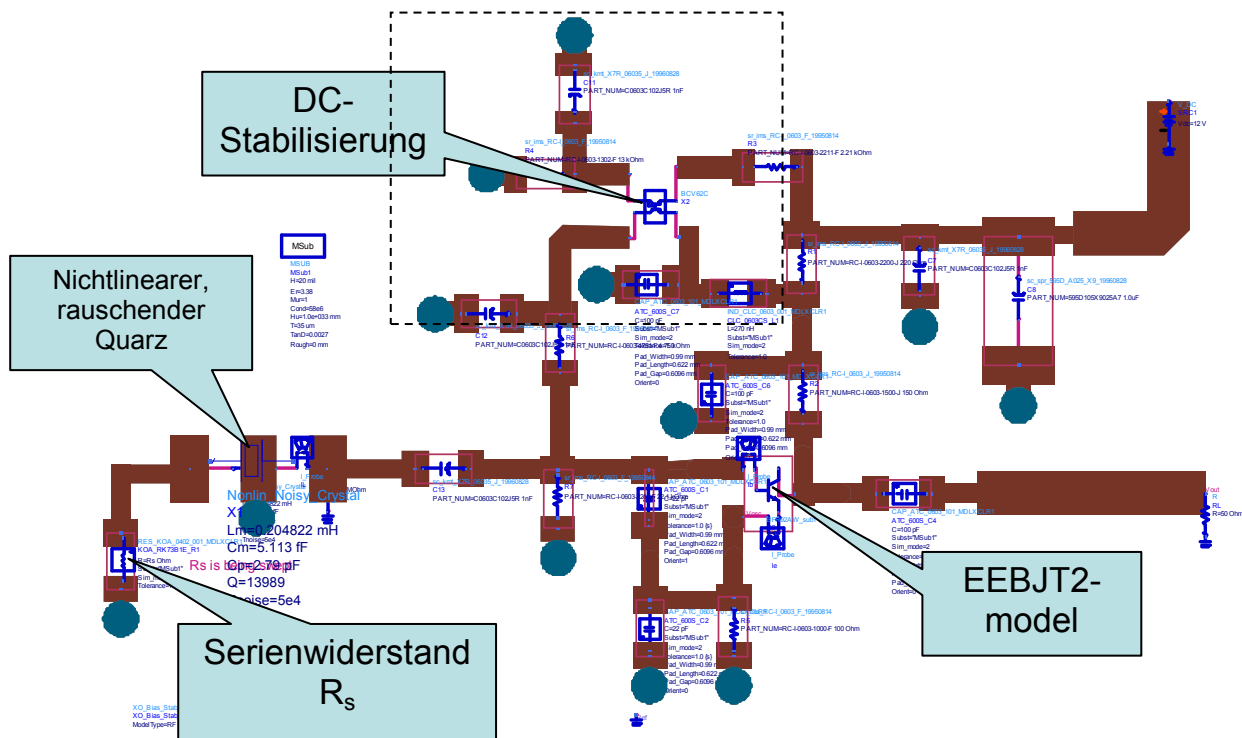


Abbildung 5) Colpitts-Oszillator – Variation der Güte durch externen Serienwiderstand

Dem Colpitts-Oszillator aus dem vorherigen Abschnitt wurde ein Serienwiderstand hinzugefügt, der eine erzwungene Reduktion der Resonatorgüte bewirkt. Wie schon zuvor ist bereits die DC-Stabilisierung implementiert, um den Transistor-Phasenrauschanteil auf das Niveau, das sich in Abbildung 4) für den idealen Resonator ergäbe zu reduzieren. Die gemessenen Daten zeigen auch in diesem Fall gute Übereinstimmung mit den simulierten. Die Abweichungen bzgl. der Leistung mit konstant ca. 0.4dB sind mit einer Ungenauigkeit des Messsystems sowie mit Zusatzdämpfungen durch die Kabel erklärbar.

R _s /Ohm	F1/MHz sim.	F1/MHz meas.	P1/dBm sim.	P1/dBm meas.
0	155.555	155.554	4.19	3.8
10	155.552	155.549	4.03	3.6
20	155.550	155.548	3.85	3.4

Phase Noise

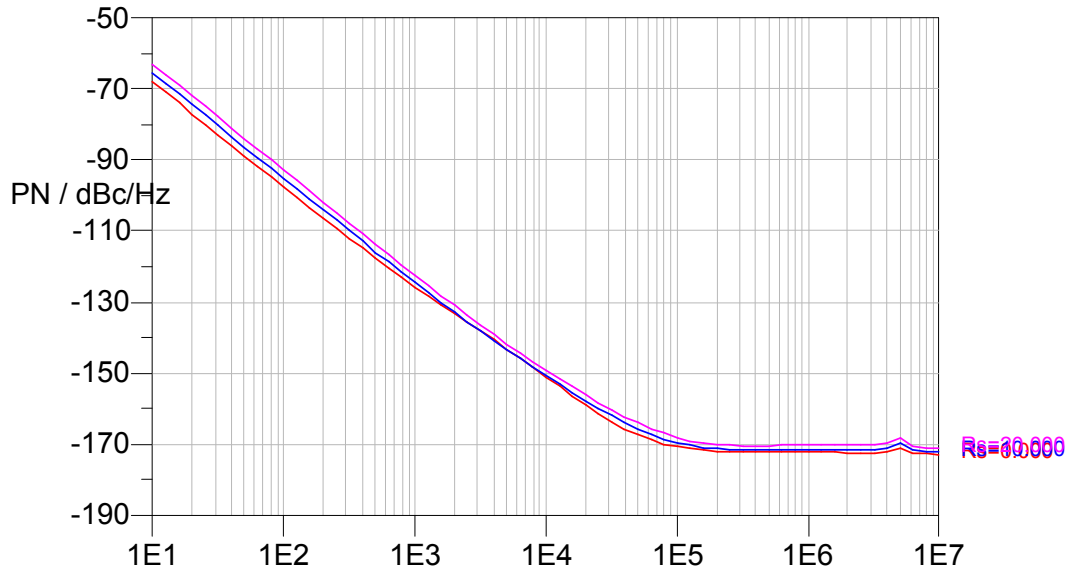


Abbildung 6) Simuliertes Phasenrauschen in Funktion der Güte durch externen Serienwiderstand

Signal Frequency:	155.547965 MHz	Int PHN (10.0 .. 10.0 M)	-55.9 dBc
Signal Level:	3.4 dBm	Residual PM	0.130 °
Cross Corr. Mode	Harmonic 1	Residual FM	149.796 Hz
Internal Ref Tuned	Internal Phase Det	RMS Jitter	2.3275 ps

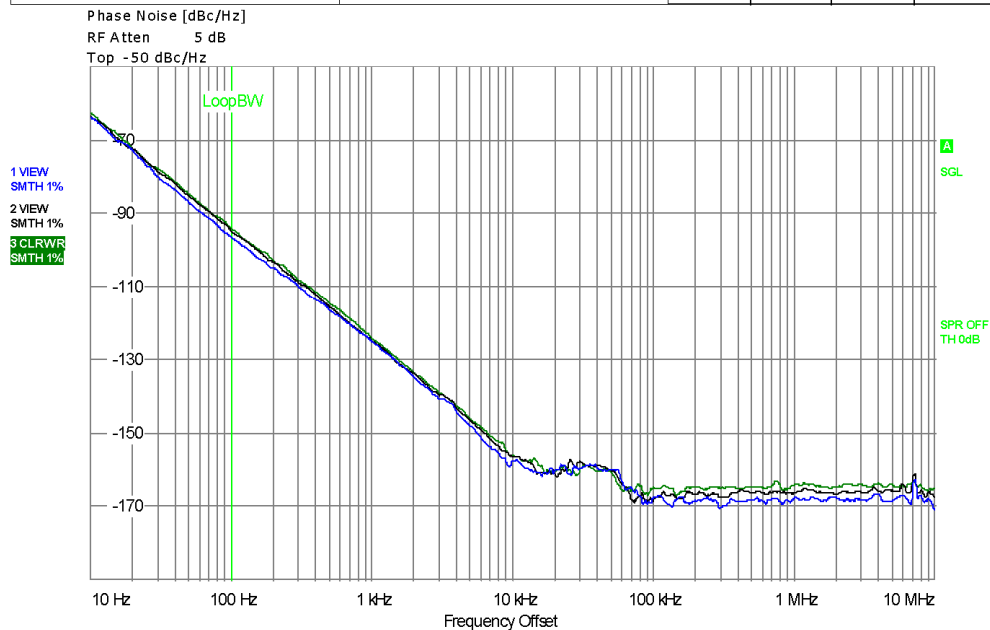


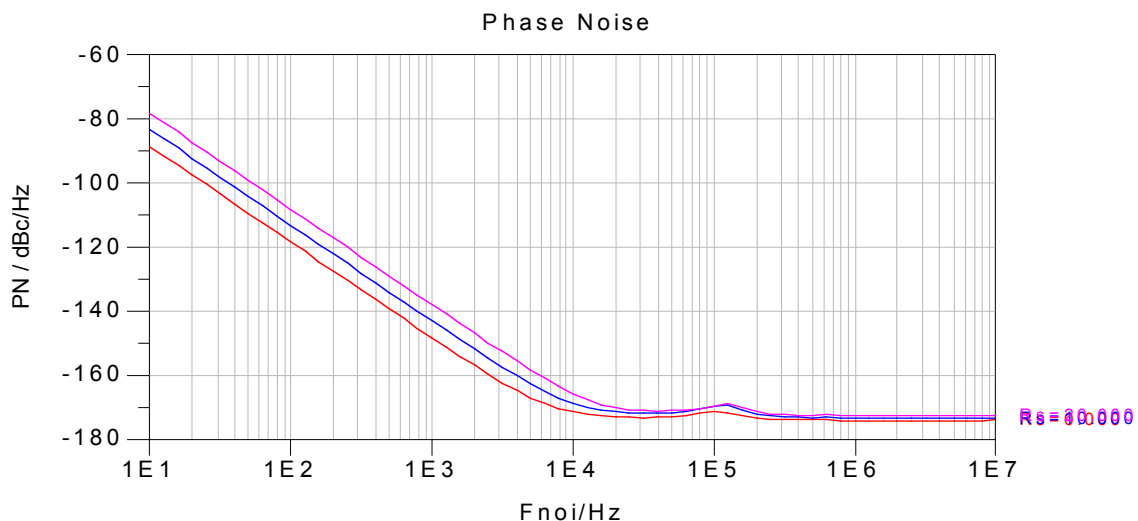
Abbildung 7) Gemessenes Phasenrauschen bei Variation der Güte durch externen Serienwiderstand

1.3.2. Oberton Quarzoszillator - Variation der Güte

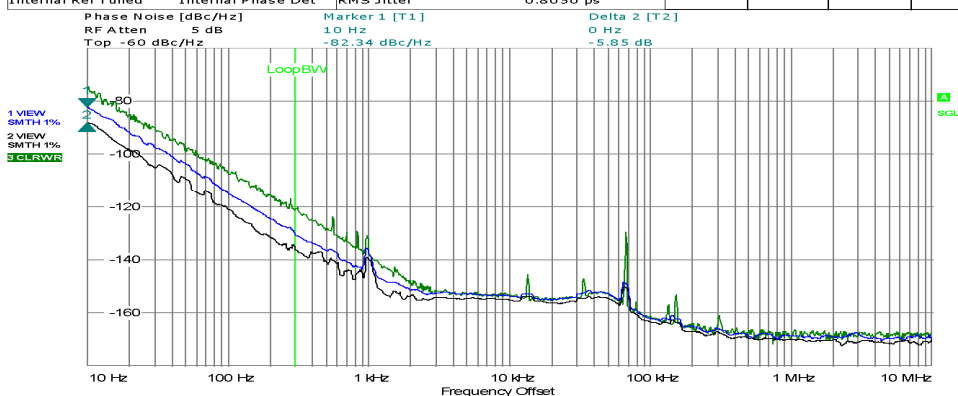
Der Quarz aus dem vorangegangenen Beispiel wurde durch einen Oberton-Quarz mit einer Resonanzfrequenz für den 3. Oberton bei 100 MHz ersetzt. Die statische Quarz-Kapazität wurde durch eine geeignete Induktivität neutralisiert. Die Quarz-Daten wurden wie zuvor den von KVG gelieferten Tabellen entnommen und die übrigen Modell-Parameter an die gemessenen Daten für den Fall $R_s=0$ so gut wie möglich angepasst.

Auch in diesem Fall konnte gute Übereinstimmung mit den Messergebnissen erzielt werden. Störend macht sich lediglich eine vom Messgerät stammende Rauscherhöhung im Bereich von 2 kHz bis ca. 50 kHz bemerkbar.

Rs	Fund_Freq	Fund_Pwr
0.000000	100.012 M	3.35939
10.0000	100.013 M	3.14843
20.0000	100.013 M	3.01364



Settings		Residual Noise [T3]		Phase Detector +30 dB	
Signal Frequency:	100.010194 MHz	Int PHN (10.0 .. 10.0 M):	-68.9 dBc		
Signal Level:	2.52 dBm	Residual PM:	28.983 m°		
Cross Corr. Mode:	Harmonic 7	Residual FM:	98.711 Hz		
Internal Ref Tuned:	Internal Phase Det	RMS Jitter:	0.8050 ps		



Measurement Complete

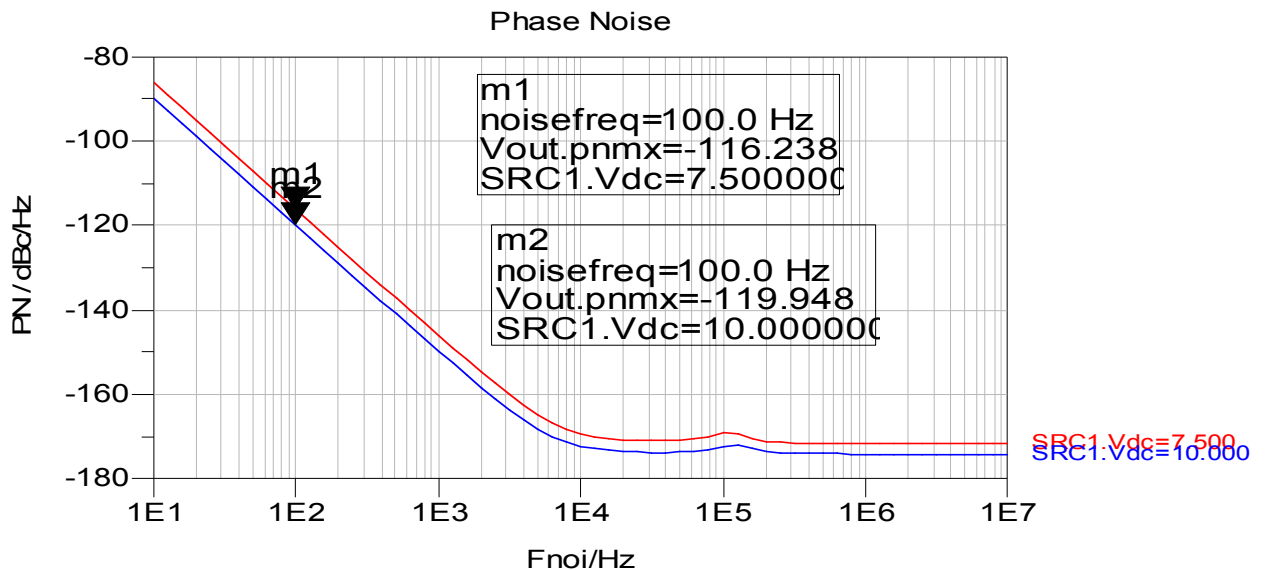
Abbildung 8) Phasenrauschen simuliert (oben) und gemessen für den 100MHz XO bei Variation des Serienwiderstands

1.3.3. Oberton Quarzoszillator - Variation der Betriebsspannung

Abschließend wurde noch einmal das Verhalten bei Variation der Betriebsspannung überprüft.

Auch für diesen Fall blieben simulierte und gemessene Daten weitgehend konsistent.

SRC1.Vdc	Fund_Freq	Fund_Pwr
7.50000	100.012 M	682.117 m
10.0000	100.013 M	3.27211



Settings		Residual Noise [T2]		Phase Detector +30 dB	
Signal Frequency:	100.010604 MHz	Int PHN (10.0 .. 10.0 M)	-80.4 dBc		
Signal Level:	2.93 dBm	Residual PM	7.708 m°		
Cross Corr. Mode	Harmonic 1	Residual FM	134.329 Hz		
Internal Ref Tuned	Internal Phase Det	RMS Jitter	0.2141 ps		

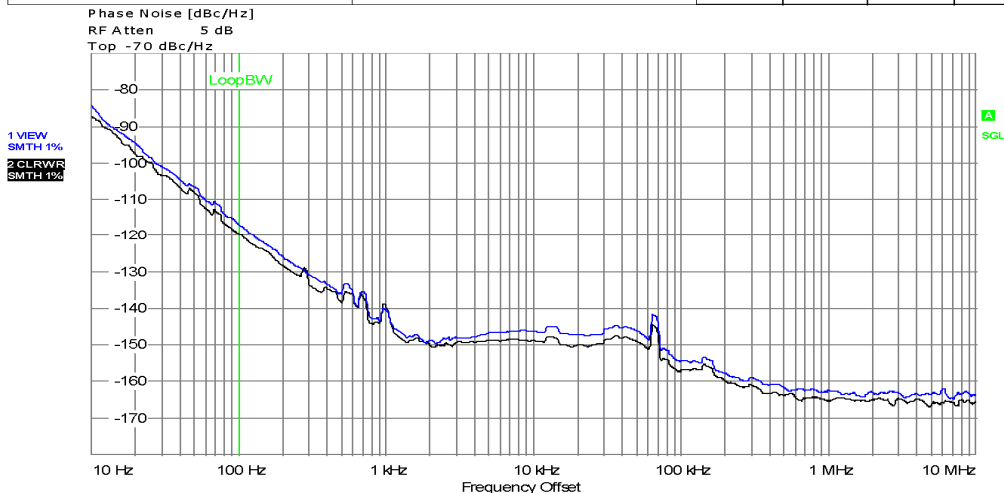


Abbildung 9) Phasenrauschen simuliert (oben) und gemessen für den 100MHz XO bei Variation der Betriebsspannung

1.4. Abschließende Bemerkungen zum verwendeten Quarzmodell

Das hier präsentierte Modell für das elektrische Verhalten eines Schwingquarzes erhebt weder Anspruch auf Vollständigkeit noch konnten alle seine zahlreichen Freiheitsgrade auch nur annähernd genau bestimmt werden. Dazu müssten weit umfangreichere Untersuchungen angestellt werden. Für die meisten Parameter mussten daher vernünftige Annahmen getroffen werden. So wurden z.B. die Obertonfrequenzen als integere Vielfache der Grundfrequenz angenommen, was in der Realität nicht exakt zutrifft. Außerdem wurde unterstellt, dass die Fluktuationen der Ersatzgrößen nicht korreliert sind. Eine Erweiterung auf korrelierte Rauschquellen wäre aber prinzipiell möglich.

Dennoch konnte gezeigt werden, dass sich damit das Rauschverhalten von Quarzoszillatoren relativ gut beschreiben lässt.

Das Modell sagt bei den hier ermittelten Parametern eine Reduktion des Rauschbeitrags des Quarzes mit steigender Aussteuerung voraus, was sowohl den Beobachtungen als auch der Erfahrung entspricht. Der Exponent der $1/f$ -Rauschfunktion des Quarzes wurde hier zu $n=3$ angenommen, was zu einem monoton fallenden Rauschbeitrag mit steigender Aussteuerung führt.

Die Auswertung der Messungen am 100 MHz Quarzoszillator zeigten eine Reduktion des Phasenrauschens in Trägernähe von ca. 7 dB bei einer Erhöhung der Ausgangsleistung um 4 dB, d.h. 3 dB Reduktion des Quarz-Anteils am Phasenrauschen bei einem simulierten Verhältnis der Resonator-Verlustleistungen von 4.6 dB.

Die Suche nach den Ursachen für das Eigenrauschen des Quarzes und deren Vermeidung ist wohl eher eine Aufgabe für Festkörper-Physiker. Aktivitäten in dieser Richtung laufen derzeit bei der Synergy Microwave Corporation in den USA an.

Anhang:

Darstellung des Quarz-Modells durch ADS-SDDs:

Die Größen L_m , C_m , Q , K_{fc} , K_{kL} , die Rauschtemperatur T_{noise} und die Skalierungsfaktoren für die Obertöne werden als Parameter übergeben. Weitere Lokal-Definitionen werden in einem VAR-Block vorgenommen:

```

Var
Eqn
VAR
VAR1
R1=sqrt(Lm/Cm)/Q
f(x)=1+a*x**2
g(x)=1+b*x**2
p=1
k=1
fmin=1e-4

```

Abbildung 10) VAR-Block

Die Funktion, die die nichtlineare Abhängigkeit der Frequenz vom Quarzstrom beschreibt, ist $f(x)$ während $g(x)$ das nichtlineare Verhalten des Verlustwiderstands beschreibt.

In der expliziten Darstellung des Stromes durch C_m im Block SDD1P1 ist die Gleichung (2a) implementiert, wobei als zusätzlicher Freiheitsgrad der Exponent $p(=1)$ definiert wurde. Die zweite Indexposition ($=1$) in $I[1,1]$ referenziert die vordefinierte Gewichtsfunktion $j\omega$ im Frequenzbereich d.h. den Operator „d/dt“ im Zeitbereich. Das Argument von $f(x)$ ist der Kontrollstrom $_c1$, der über den Bezeichner I_q den totalen Quarzstrom referenziert. Die Rauschmodulation ist durch einen weiteren Kontrollstrom ($_c2$) realisiert, dessen Erzeugung durch ein eigenes SDD bewerkstelligt wird (s.u.).

Entsprechend realisiert die implizite Form des SDD in SDD1P6 die Gleichung (2b) für die Spannung über der Ersatzgröße L_m , d.h. $F[1,0]+F[1,1]=0$. Für den Strom durch $R1$ wurde wieder die explizite Leitwertformulierung gewählt.

Komplettiert wird der Zweig für die 1. Quarzresonanz durch eine Rausch-Spannungsquelle mit der Rausch-Temperatur T_{noise} .

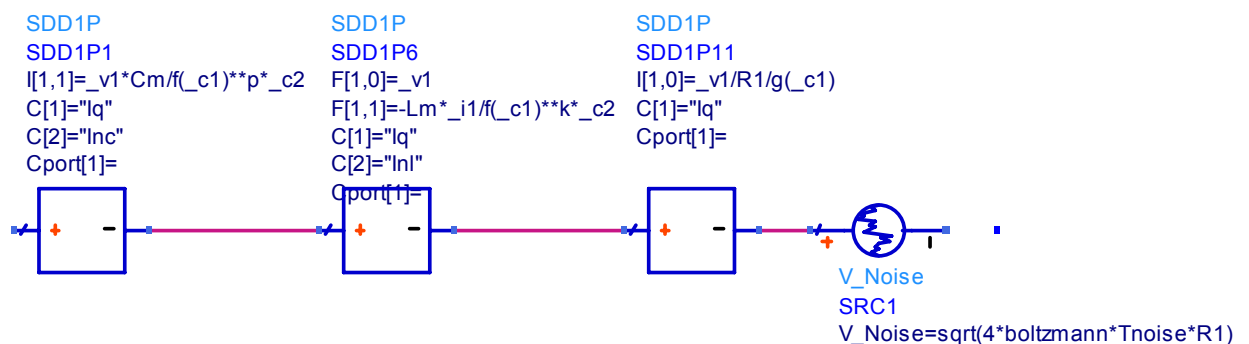


Abbildung 11) SDD-Repräsentation des Ersatzschaltbildes der 1. Quarzresonanz

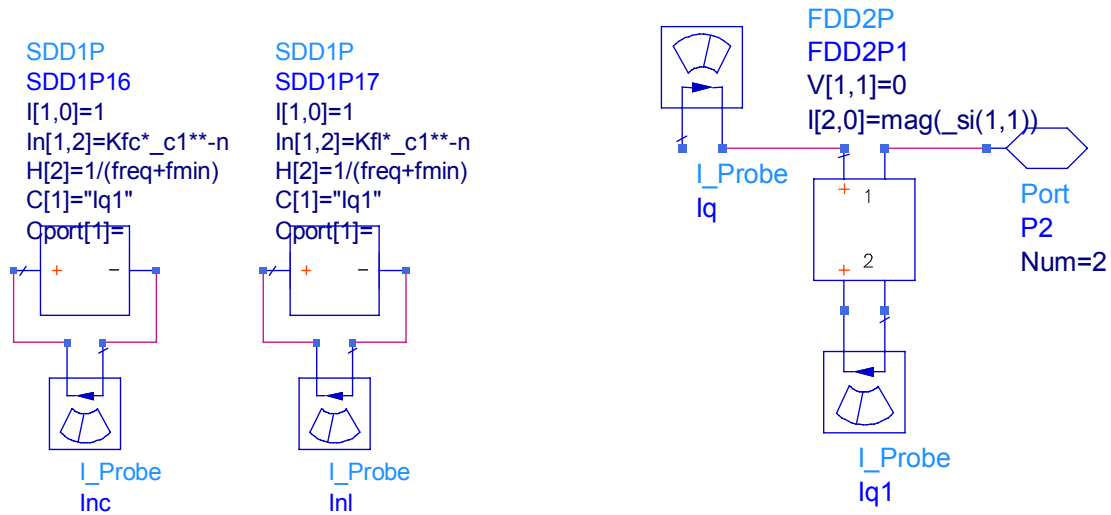


Abbildung 12) Rausch-Kontrollströme als SDDs realisiert. Die Ströme „ I_{nc} “ und „ I_{nl} “ entsprechen den Modulationstermen in Gl. (1a-c) mit der Gewichtsfunktion $H[2]$. Die Fundamentalkomponente des Quarzstroms wird über ein FDD (=Frequency Defined Device) referenziert, das sich ansonsten elektrisch neutral verhält.

Literatur:

- [1] H.D. Ascarrunz et. al., "PM Noise Generated by Noisy Components", 1998 IEEE International Frequency Control Symposium, pp. 210-217, June 1998
- [2] Yuriy S. Shmaly, „One-Port Noise Model of a Crystal Oscillator“, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 51, no. 1, January 2004
- [3] V.N. Kuleshov and G.D. Janushevsky, "1/f Frequency Fluctuations and Nonlinearity of Quartz Resonators and Quartz Crystal Oscillators", 1994 IEEE Frequency Control Symposium
- [4] Advanced Design System 2008 Update 2, Product Documentation, User-Defined Models, August 2008

Weitere Veröffentlichungen zum Thema Rauschen in Quarzoszillatoren:

- [5] E. Rubiola and V. Giordano, "On the 1/f Frequency Noise in Ultra-Stable Quartz Oscillators", 2006 IEEE FCS
- [6] S. Galliou, F. Sthal, and M. Mourey, "Enhanced Phase Noise Model For Quartz Crystal Oscillators", 2002 IEEE FCS
- [7] N. Nomura et al., "1[GHz] High Frequency Colpitts Oscillator", 2005 IEEE MTT-S Symposium Digest, pp. 526-529
- [8] N. Nomura, Y. Aoyagi, and Y. Sekine, "A Colpitts-Type Crystal Oscillator for Gigahertz Frequency", 2006 IEEE MTT-S Symposium Digest, pp. 233-236
- [9] J. Matsuoka, T. Sato, and T. Ohshima, "A Circuit for High Frequency Crystal Oscillators", Proc. Of the 2003 IEEE International Frequency Control Symposium and PDA Exhibition Jointly with the 17th European Frequency and Time Forum", pp. 569-574
- [10] Y. Tsuzuki, T. Adachi, and J. W. Zhang, "Formulation of Nonlinear Negative Resistance For Calculation of Start-up Characteristics of Crystal Oscillators Circuits", 1996 IEEE International Frequency Control Symposium Digest, pp. 710-713
- [11] Y. Tsuzuki, T. Adachi, and H. Yokohara, "Low Drive Level Crystal Oscillator Circuit", 1997 IEEE International Frequency Control Symposium Digest, pp. 966-969
- [12] Yu. S. Shmaliy, A. V. Marienko, O. Ibarra-Manzano, and R. Rojas-Laguna, "Flicker Noise Conversion in Crystal Oscillator", Proc. Of the 2002 IEEE International Frequency Control Symposium and PDA Exhibition, pp. 665-672
- [13] U. L. Rohde and A. K. Poddar, "Feedback and Mode-Coupling Improves The Phase Noise Performances of The Crystal Oscillators" 2008 IEEE FCS, pp. 554-561
- [14] F. Sthal, S. Galliou, N. Gufflet, and M. Mourey, "Predicting Phase Noise in Crystal Oscillators", IEEE Trans. on U, F, and FC, Vol. 52, No. 1, pp. 27-30, June 2005

Grundlagenliteratur zum Thema Oszillatoren, Rauschen und Schaltungssimulation:

- [15] M.M. Driscoll, „Low Noise Oscillator Design and Performance“, 2002 IEEE Frequency Control Symposium
- [16] The Design of Modern Microwave Oscillators for Wireless Applications, by Ulrich L. Rohde, Ajay K. Poddar, Georg Böck, published by John Wiley & Sons, New York, NY, May, 2005, ISBN 0-471-72342-8