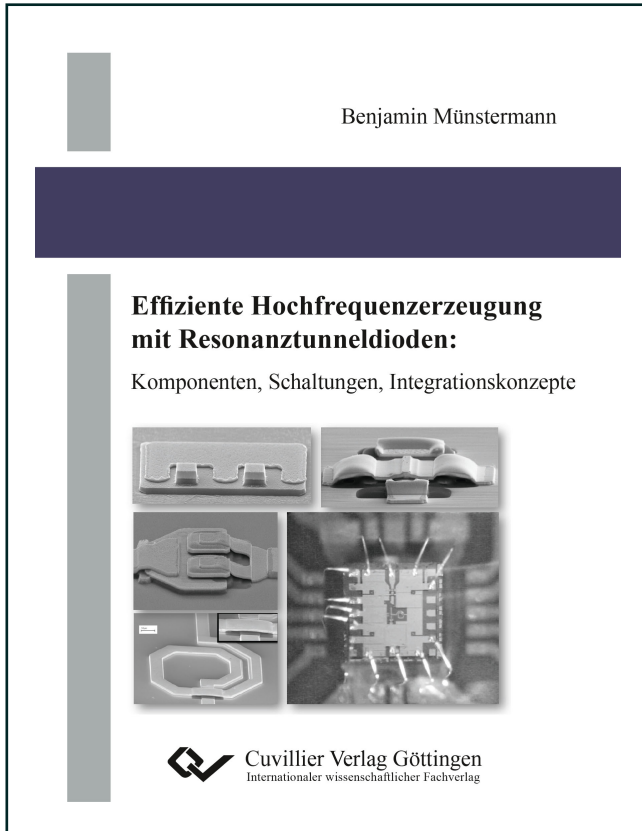




Benjamin Münstermann (Autor)
**Effiziente Hochfrequenzerzeugung mit
Resonanztunnelnioden**
Komponenten, Schaltungen, Integrationskonzepte



<https://cuvillier.de/de/shop/publications/6858>

Copyright:
Cuvillier Verlag, Inhaberin Annette Jentsch-Cuvillier, Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen,
Germany
Telefon: +49 (0)551 54724-0, E-Mail: info@cuvillier.de, Website: <https://cuvillier.de>



1 Einleitung

1.1 Motivation und Aufgabenstellung

In vielen Bereichen von Technik und Forschung aber auch des täglichen Lebens basieren Neuentwicklungen auf der immer besser werdenden Elektronik und ihren Komponenten. Neben immer höheren Rechengeschwindigkeiten der Geräte werden auch hohe Datenraten und hochfrequente Funkverbindungen für Satellitenkommunikation nachgefragt, so dass die Elektronik die Erzeugung und den Empfang von Signalen im Zentimeterwellenbereich (3-30 GHz) leisten soll. Integrierte Schaltungen (IC für *engl. integrated circuits*) sind hierbei meist die Kernkomponenten. Sie vereinen die meisten Bauelemente elektronischer Schaltungen auf Chipgrößen bis in den mm^2 -Bereich und erzielen so hohe Integrationsdichten. Als Basis für die Herstellung dienen neben den weit verbreiteten Silizium-Materialsystemen auch Verbindungshalbleiter von Gruppe III und Gruppe V Elementen. Durch die Kombination von Materialien unterschiedlicher Eigenschaften lassen sich die elektronischen und optischen Kenndaten von Bauelementen wie Dioden, Transistoren und Photodetektoren optimieren, um neue Funktionalitäten zu erzielen und zu kombinieren oder höchste Geschwindigkeiten zu erreichen.

Als Alternative zu den hauptsächlich durch die stetige Reduzierung der Gatelängen optimierten CMOS-Transistortechnologien sind neue Bauelemente von Interesse, die auf Basis des Tunnelstrommechanismus arbeiten, um kompaktere, schnellere und effizientere Grundelemente für integrierte Schaltungen bereitzustellen. Die Resonanztunneldiode (RTD) ist in dieser Gruppe ein besonders attraktives Bauelement. Sie weist eine stark nicht lineare Kennlinie bis zu höchsten Frequenzen auf und kann so für schnelle Speicher [1], Analog-Digital Wandler [2], sowie für schnelle mehrwertige Logikanwendungen [3] angewendet werden. Durch die Nutzung der bistabilen Eigenschaften dieser 2-Polelemente kann die Funktionalität bestehender Transistortechnologien mit nur wenigen Bauelementen und Kontaktleitungen erzielt werden und ermöglicht so hohe Integrationsdichten. Das primäre Einsatzgebiet dieser Elemente ist jedoch die Signalerzeugung bei extrem hohen Frequenzen [4, 5, 6]. Bei diesen Oszillatoren wird die besondere IU-Kennlinie dieser Bauelemente ausgenutzt, welche für einen gewissen Arbeitspunktbereich eine negative Steigung aufweist. Die von Gruppen aus Deutschland und Japan erreichten Oszillationsfrequenzen von über 1,3 THz für rein elektrische Fundamentalsoszillatoren [7, 8] unterstreichen das



Potential dieser Elemente und motivieren die technologische Integration mit etablierter Transistortechnologie, um dadurch diese einzigartigen Eigenschaften technisch nutzbar zu machen.

Das zu Grunde liegende InP Materialsystem bietet hierzu sehr gute Möglichkeiten die Resonanztunneldiode mit Heterostruktur-Bipolartransistoren (HBT) zu integrieren, um damit spannungsgesteuerte Oszillatoren (VCO für *engl. voltage controlled oscillator*) herzustellen. Diese zeichnen sich besonders durch ihre geringe Leistungsaufnahme [9], gute Signalqualität und Stabilität bei Frequenzen zwischen 5 und 18 GHz [10, 11, 12] aus.

Ausgehend von diesen ersten Demonstrationen der RTD-HBT Kombinationstechnologie für Oszillatoranwendungen sollen in dieser Arbeit neue Komponenten speziell für den für die Satellitenkommunikation interessanten Frequenzbereich von 15-40 GHz entwickelt und das Potential der monolithisch integrierten Schaltungen in den Bereichen Energieeffizienz und Signalqualität im Rahmen eines Forschungsprojektes mit konkreten Anforderungen demonstriert werden. Dazu werden Untersuchungen an realen, aus InP-basierten Materialsystemen hergestellten Tunneldioden durchgeführt, um so einen Beitrag zur Optimierung von Materialsystem und Design dieser Elemente zu leisten. Anschließend werden verschiedene weitere Bauelementtechnologien für Resonatorelemente und Transistoren untersucht und entwickelt und aufgrund ihrer Leistungsfähigkeit und Kompatibilität zum RTD-Prozess ausgewählt. Mit Hilfe von Charakterisierung und Modellbildung der Einzelelemente können dann IC-Designs auf Basis des zu entwickelnden Fertigungsprozesses entworfen und simuliert werden. Verschiedene mögliche Schaltungstopologien werden dabei untersucht und auf Stabilität und Effizienz optimiert. Die gefertigten Demonstrator-ICs werden dann am speziell eingerichteten On-Wafer¹ Hochfrequenzmessplatz vermessen.

Die gewonnenen Ergebnisse aus Modellbildung, Simulation, Prozesstechnologie und Charakterisierung der Oszillatoren ermöglichten die Entwicklung neuer Schaltungstopologien für einen integrierten spannungsgesteuerten Oszillator mit Resonanztunneldioden deutlich verbesserter Leistungsfähigkeit. Zudem konnten neuartige Varaktordioden mit hohen Güten und optimierten Kennlinien aus ähnlichen Schichtstrukturen für weitere Hochfrequenzschaltungen entwickelt werden.

¹Ein Wafer ist eine Scheibe aus kristallinem Halbleitermaterial auf dem Bauelemente und Schaltungen prozessiert werden.



1.2 Aufbau der Arbeit

In den nachfolgenden Kapitel werden zunächst die Grundlagen integrierter Oszillatoren beschrieben und aus der theoretischen Analyse des Oszillators mit Tunnelodiode die Kriterien für Oszillatorentwicklung hergeleitet. Darüber hinaus findet sich hier ein Überblick über die dabei zu Grunde gelegten Modelle für die Beschreibung des Oszillator-Rauschens.

Das Kapitel 3 befasst sich mit den theoretischen Grundlagen der aktiven Bauelemente Resonanztunnelodiode und Heterostruktur-Bipolartransistor. Für beide Elemente sowie für die Modellierung der verschiedenen Varaktordioden wurden Großsignalmodelle für die Simulation verwendet, welche hier im Detail beschrieben werden. Zudem werden die Bestimmungsgleichungen der Hochfrequenzkenndaten der vier Bauelementtypen beschrieben.

Die Extraktionsverfahren und die verwendete Messtechnik werden im vierten Kapitel näher erläutert. Neben der Extraktion der wichtigen Modellparameter aus Gleichstrommessungen wird auch auf die Korrekturverfahren für eine präzise Hochfrequenzmessung der untersuchten Bauelemente und Schaltungen eingegangen.

Kapitel 5 stellt die Untersuchungs- und Entwicklungsergebnisse der Einzelbauelemente zusammen. Das optimierte RTD-Schichtpaket und Einzelheiten zu Bauelementdesign und Hochfrequenzdaten werden hier dargestellt. Auch die entwickelten Transistoren, Dioden und Spiralinduktivitäten werden anhand ihrer Kenndaten beschrieben und bewertet.

Das Kapitel Technologie und Integrationskonzept beschreibt die aus den Ergebnissen der Einzelentwicklungen abgeleitete Prozesstechnologie beginnend mit der Herstellung des Halbleiterschichtpakets über die schrittweise Fertigung der Einzelemente bis zur Verbindung der Bauelemente zu Schaltungen.

Im 7. Kapitel werden die gewonnenen Schaltungsmodelle für die Simulation von MMIC²-VCO für 20 GHz eingesetzt. Die untersuchten Schaltungstopologien werden vorgestellt und mit den Modellen echter Komponenten simuliert. Auf diese Weise sollen die Eigenschaften der einzelnen Schaltungstypen herausgearbeitet und nachvollzogen werden.

²monolithisch integrierte Mikrowellenschaltung (*engl. Monolithic Microwave Integrated Circuit*)



Die Demonstration von Technologie und Schaltungsentwurf wird in Kapitel 8 gezeigt. Die Ergebnisse der On-Wafer Charakterisierung werden analysiert und in die aus der Literatur bekannten Ergebnisse eingeordnet.

Kapitel 9 fasst die erzielten Ergebnisse in den Bereichen Charakterisierung, Bauelemententwicklung, Technologieoptimierung und Schaltungsentwurf zusammen und gibt einen Ausblick und Anregungen für weitere interessante Forschungsthemen im Bereich der Tunnelstrombauelemente, die von den Ergebnissen dieser Arbeit profitieren können.

2 Analyse integrierter Oszillatoren

Dieses Kapitel behandelt die grundlegenden Methoden zur Analyse von Mikrowellenoszillatoren. Mit Hilfe der Gleichungen für den Aufbau und Erhalt elektromagnetischer Schwingungen in LC-Schwingkreisen werden die Bedingungen für die Oszillatorschaltungen mit Resonanztunneldioden erarbeitet. Aus den analytischen Modellen zur Beschreibung des Signal-Rausch-Verhältnisses von Leeson, Lee und Hajimiri werden dann Kriterien zur Entwicklung rauscharmer und möglichst frequenzstabiler Oszillatoren entwickelt.

2.1 Resonatoranalyse

Für die Entstehung und Erhaltung von frequenzstabilen Schwingungen sind Speicherelemente für die elektrische und magnetische Feldenergie notwendig. Die Kombination von induktiven und kapazitiven Elementen zur Bildung eines Resonators ist damit die Grundlage des Oszillatorentwurfs. Die Zielsetzungen dieser Arbeit und die eingesetzte Basistechnologie für die Realisierung von monolithisch integrierten Schaltungen sprechen für eine Realisierung des Resonators aus getrennten konzentrierten Bauelemente (*engl. lumped elements*), also einer koplanaren Induktivität und einer steuerbaren Kapazität. Werden die Elemente beispielsweise zu einem Parallelschwingkreis verschaltet (siehe Abb. 2.1a), findet der Energietransfer zwischen den Feldern über elektrische Ströme, welche ohmsche Verluste in den Elementen hervorrufen, statt.

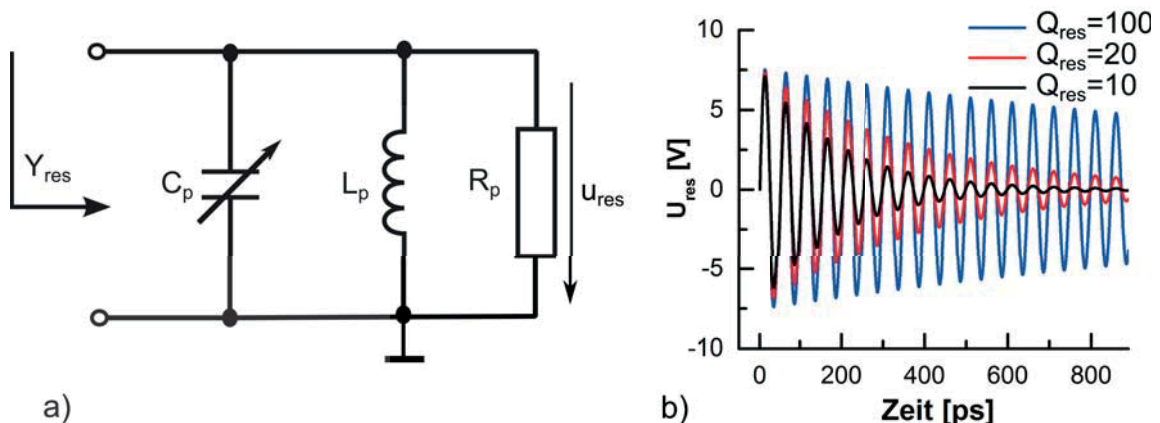


Abb. 2.1: a) Resonatorersatzschaltbild b) Zeitbereichssimulation einer Resonatorschwingung für verschiedene Resonatorgüten

Die Geschwindigkeit bzw. die Frequenz des Energietransfers ergibt sich aus den Größen der Speicher L_p und C_p . Die angestrebte Resonanzfrequenz f_{osc} des parallel LC-Resonators

gibt daher die Grenzen für die Auslegung von Induktivität und Kapazität vor. Die Steuerung der Oszillationsfrequenz kann über eine Manipulation von Induktivität oder Kapazität erfolgen. In den meisten Fällen lassen sich spannungsgesteuerte Kapazitäten aufgrund der kleineren Abmessungen und geringen Verlustleistung besser integrieren. Für die in dieser Arbeit untersuchten Oszillatoren ergibt sich demnach

$$f_{osc}(U_{var}) = \frac{1}{2\pi} \omega_{osc} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L_p C_p(U_{var})}} \quad (2.1)$$

in Abhängigkeit von der Steuerspannung an der Varaktorkapazität U_{var} . Da die Schwingfrequenz durch die Spannung gesteuert wird, bezeichnet man solche Oszillatoren als VCO (*engl. voltage controlled oscillators*).

Die Verluste durch den Transfer werden im Begriff der Resonatorgüte Q_{res} berücksichtigt. Sie errechnet sich aus der maximal gespeicherten Feld-Energie $W_{EF,max}$ und der beim Umwandlungszyklus verloren gegangenen Energie W_{loss} . Führt man für den Fall des parallel verschalteten LC-Schwingkreises den Verlustwiderstand R_P ein, so ergibt sich für die Schwingkreisgüte:

$$Q_{res} = 2\pi \frac{W_{EF,max}}{W_{loss}} = R_P \sqrt{\frac{C_p}{L_p}} \quad (2.2)$$

Zur Veranschaulichung sind in Abb. 2.1b) die Spannungssignale für impulsartig angeregte Resonatoren verschiedener Güten simuliert worden. Es wird deutlich, dass geringe Güten zu einem hohen Energieverlust führen, welcher durch aktive Elemente ausgeglichen werden muss. Wie in den folgenden Kapiteln näher erläutert wird, beeinflusst die Resonatorgüte neben der reduzierten Energie-Effizienz der Oszillatoren auch das Rauschverhalten der Schaltung. Eine Optimierung der Resonatorgüte ist folglich ein wichtiger Bestandteil des Designprozesses.

Da die Bestimmung des Verlustwiderstands R_P bei integrierten Resonatoren häufig schwerfällt, werden ausgehend von Gl. 2.2 Bestimmungsgleichungen hergeleitet, um die Güte des Resonators direkt aus dem gemessenen oder simulierten Reflektionsfaktor \underline{S}_{res} zu extrahieren. In [13] wird ausgehend von

$$\underline{S}_{res} = \frac{Y_0 - \underline{Y}_{res}}{Y_0 + \underline{Y}_{res}} \wedge \Phi_{res} = Arg(\underline{S}_{res}) \quad (2.3)$$

des simulierten oder einzeln realisierten Resonators der folgende Ausdruck zur Berechnung der Güte hergeleitet:

$$Q_{res} = \left| \frac{|\underline{S}_{res}| \omega_{res} \frac{d\Phi_{res}}{d\omega}}{1 - |\underline{S}_{res}|^2} \right| \quad (2.4)$$

Y_0 entspricht hierbei der Quellenadmittanz des Messsystems und ist in der Regel $Y_0 = \frac{1}{50\Omega}$. Die Resonanzkreisfrequenz ω_{res} kann ebenfalls aus der Reflektionsmessung bestimmt werden und wird bei $\Phi_{res} = 0$ extrahiert. Somit kann auch die Güte von Resonatoren zusammengesetzt aus Elementen mit komplexen Ersatzschaltbildern und verteilten Verlustmechanismen direkt bestimmt werden.

2.2 Oszillationsbedingungen

Als gutes Modell zur Beschreibung von Tunneldioden basierten Oszillatoren eignet sich vor allem das sogenannte *negative conductance model*. Es trennt den Oszillator in ein frequenzbestimmenden passiven Schaltungsteil mit der Admittanz

$$\underline{Y}_{res}(\omega) = G_{res}(\omega) + jB_{res}(\omega) \quad (2.5)$$

und ein aktiven Schaltungsteil mit der Admittanz

$$\underline{Y}_a(U_A, \omega) = G_a(U_A, \omega) + jB_a(U_A, \omega) \quad (2.6)$$

auf (siehe Abb. 2.2).

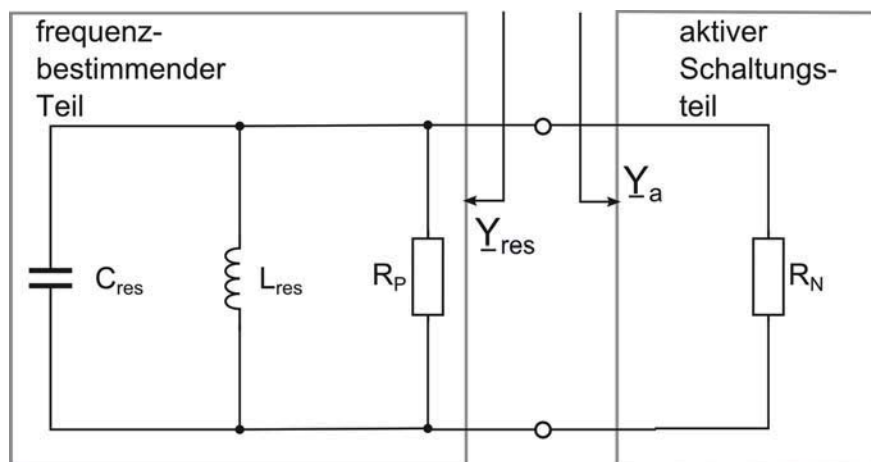


Abb. 2.2: *negative conductance* Modell

Der Widerstand R_N repräsentiert den negativen Widerstand, welcher sich aus der Strom-Spannungscharakteristik des aktiven Elements ergibt. Er sorgt dafür, dass bei abfallender Spannung zusätzlicher Strom in den Resonator injiziert wird, um die Verluste an R_P auszugleichen. Die Amplitudenabhängigkeit der Admittanz \underline{Y}_a ist notwendig, um den Großsignalcharakter von Oszillatormodellen zu berücksichtigen. Ohne die Reduktion des negativen Leitwerts bei hohen Amplituden wäre eine kontrollierte Oszillation mit konstanter Ausgangsamplitude nicht möglich.

Die Resonanzkreisfrequenz ω_{res} des Systems ergibt sich aus der Bedingung:

$$\operatorname{Im}\{\underline{Y}_{res}(\omega_{res})\} + \operatorname{Im}\{\underline{Y}_a(U_A, \omega_{res})\} = 0 \quad (2.7)$$

Ist zudem

$$\operatorname{Re}\{\underline{Y}_{res}(\omega_{res})\} + \operatorname{Re}\{\underline{Y}_a(U_A, \omega_{res})\} < 0 \quad (2.8)$$

so wird die Amplitude des Schwingkreises aufgebaut bis sich die negative Admittanz bei großen Amplituden reduziert und sich ein quasi-statisches Gleichgewicht bei

$$U_A = U_{A,max} \Rightarrow \operatorname{Re}\{\underline{Y}_{res}(\omega_{res})\} + \operatorname{Re}\{\underline{Y}_a(U_{A,max}, \omega_{res})\} = 0 \quad (2.9)$$

ergibt.

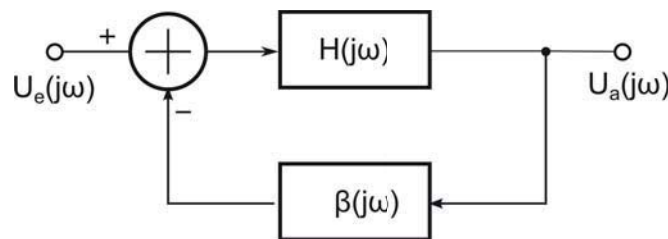


Abb. 2.3: Linearer Oszillator

Als weiteres Modell für die Beschreibung des Oszillators sei das in Abb. 2.3 abgebildete Modell mit linearer Rückkopplung aufgeführt. Die Linearisierung des Systems erlaubt die Analyse der Reaktion des Oszillators auf kleine Eingangssignale U_e .

Die Ausgangsspannung U_a des linearen Oszillators lässt sich mit

$$U_a(\omega) = \frac{U_e(\omega) \cdot H(\omega)}{1 + H(\omega)\beta(\omega)} \quad (2.10)$$

berechnen. $H(\omega)$ ist dabei die Vorwärtsspannungsverstärkung und $\beta(\omega)$ beschreibt das benötigte frequenzabhängige Rückkopplungsnetzwerk.

Es wird deutlich, dass für den schwingenden Oszillator $U_a(\omega)$ von Null verschieden sein muss, auch wenn das Eingangssignal $U_e(\omega) = 0$ ist. Dies führt zum sogenannten *Nyquist Kriterium*, dass für die Oszillationskreisfrequenz ω_{osc}

$$\alpha_0 = |H(j\omega_{osc})\beta(j\omega_{osc})| = 1 \wedge \arg[G(j\omega_{osc})H(j\omega_{osc})] = 180^\circ \quad (2.11)$$

verlangt. Beim typischen LC-Oszillator entspricht die Transferfunktion $H(j\omega)$ der Transkonduktanz $g_m = 1/R_N$ des aktiven Elementes der Schaltung. Die Transferfunktion $\beta(j\omega)$ entspricht der Eingangsimpedanz des Parallelresonators. Es ergibt sich also dann eine stabile Schwingung, wenn Transkonduktanz und Verlustleitwert des Resonators $G_p = 1/R_p$ vom Betrag gleich sind.

Anhand dieses Modells lässt sich der Einfluss der in Kap. 2.1 hergeleiteten Resonatorgüte auf das Ausgangsspektrum eines Oszillators darstellen. In [14] wird die Übertragungsfunktion des Systems aus Abb. 2.3 durch eine Taylorreihe angenähert, wodurch für Ablagefrequenzen $\Delta\omega$ nahe der Kreisfrequenz ω_{osc} gilt:

$$\left| \frac{U_e}{U_a}(j(\omega_{osc} + \Delta\omega)) \right|^2 = \frac{1}{4Q_{res}^2} \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_{osc}} \right)^2 \quad (2.12)$$

Liegt wie im realen Oszillator ein kleines breitbandiges Störsignal am Eingang vor (weißes Rauschen), wird es über den Resonator gefiltert und es entsteht das typische Ausgangsspektrum eines realen Oszillators mit endlicher Güte. Die Güte bestimmt dabei maßgeblich die Aufweitung der Leistungsdichte in direkter Umgebung der Schwingfrequenz.

2.3 Phasenrauschen

In Kommunikationssystemen werden häufig mehrere dicht beieinander liegende Trägerfrequenzen verwendet, um eine maximale Auslastung der Kommunikationskanäle zu ermöglichen. Mit steigender Bandbreite und Datenrate werden damit die Anforderungen an die spektrale Trennschärfe der Oszillatoren größer. Als technische Größe zur Beschreibung der Schärfe eines Ausgangssignals wird das Signal-Rauschverhältnis von Signalleistung P_S bei $f = f_{osc}$ und der Rauschleistung bei $f = f_{osc} + \Delta f$ angegeben. Dieses Verhältnis wird mit Phasenrauschen bezeichnet.

David Leeson schrieb 1966 eine Abhandlung zur Vorhersage von Phasenrauschen in Oszillatoren [15]. Seine Gleichungen liefern wichtige Hinweise zum Verständnis und zur Optimierung der Frequenzstabilität von Oszillatoren. Anhand des einfachen Modells in Abb. 2.4 lassen sich bereits wichtige Einflüsse auf die Phasenstabilität von Oszillatoren ableiten.

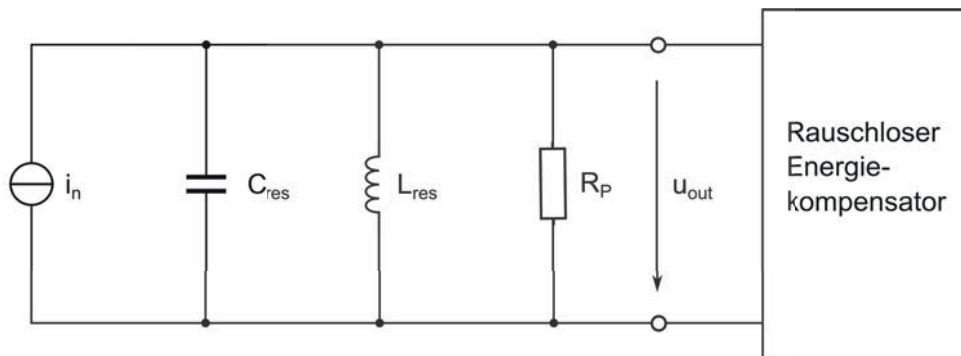


Abb. 2.4: Modell des idealen Oszillators mit parallel geschaltetem LC-Resonator

Zur Entwicklung der Formel wird dabei zunächst ein idealer Oszillator angenommen, der einen rauschlosen Verstärker zur Kompensation der Verluste des Schwingkreises nutzt. Als einzige Rauschquelle wird der thermisch rauschende Widerstand R_P als Repräsentant für die Ohm'schen Verluste mit der Rauschstromquelle i_n modelliert. Dieser Rauschstrom wird dann, wie schon in Gl. 2.12 hergeleitet, aufgrund der Bandpasswirkung des Resonators geformt, so dass am Ausgang die Rauschleistungsdichte

$$\frac{\overline{u_n}^{-2}}{\Delta\omega} = \frac{k_B T R_P}{Q_{res}^2} \left(\frac{\omega_{osc}}{\Delta\omega} \right)^2 \quad (2.13)$$

auftritt. Mit

$$P_S = \frac{\overline{u_{out}}^2}{2R_P} \quad (2.14)$$

ergibt sich für das Phasenrauschen L im Abstand von $\Delta\omega$ zu ω_{osc} :

$$L(\Delta\omega) = 10 \log \left(\frac{\overline{u_n}^{-2}}{\overline{u_{out}}^2} \right) = 10 \log \left[\frac{k_B T}{2P_S} \cdot \frac{1}{Q_{res}^2} \cdot \left(\frac{\omega_{osc}}{\Delta\omega} \right)^2 \right] \quad (2.15)$$

L gibt demnach den Abstand zwischen Rauschleistung und Signalleistung bei einer Bandbreite von einem Hertz an. Die Einheit von L ist dBc/Hz.

Nach Gl. 2.15 verspricht die Erhöhung der Signalleistung P_S bzw. der Amplitude der Ausgangsspannung u_{out} eine deutliche Verbesserung des Signal-Rauschverhältnisses. Weiter