

**Fakultät für Physik und Astronomie**

**Ruprecht-Karls-Universität Heidelberg**

Diplomarbeit

im Studiengang Physik

vorgelegt von

**Sascha Lischer**

geboren in Speyer am Rhein

2011



**Entwicklung eines  
spannungsgesteuerten Oszillators (VCO)  
als Funktionsblock eines  
60-GHz-Ein-Chip-Transceivers  
zur Datenauslese in Teilchendetektoren**

Die Diplomarbeit wurde von Sascha Lischer

ausgeführt am

Physikalischen Institut Heidelberg

unter der Betreuung von

Herrn Prof. Dr. André Schöning



## **Entwicklung eines spannungsgesteuerten Oszillators (VCO) als Funktionsblock eines 60-GHz-Ein-Chip-Transceivers zur Datenauslese in Teilchendetektoren**

Bislang werden in Teilchendetektoren Sensordaten kabelgebunden ausgelesen. Die Kabel und die nötige Elektronik können allerdings zu unerwünschten Sekundärwechselwirkungen mit den Teilchen führen. Zusätzlich ergeben sich aus ihrer Größe, ihrem Gewicht, ihrem Leistungsverbrauch und der von ihnen produzierten Abwärme Einschränkungen bei Planung und Bau der Detektoren.

Basierend auf einer Idee Richard Brenners (Universität Uppsala) [1], soll ein Ein-Chip-Transceiver entwickelt werden, um die Sensordaten künftig kabellos auslesen zu können. Werden dafür mm-Wellen genutzt, sind Datenübertragungsraten möglich, die den Anforderungen nach der geplanten Luminositätssteigerung des Large Hadron Colliders (LHC) genügen werden. Das 60-GHz-Band ist lizenzfrei verfügbar und umfaßt eine Bandbreite von  $9\text{ GHz}$ . Es bietet sich daher für diese Anwendung an.

Ziel dieser Arbeit ist es, einen spannungsgesteuerten Oszillator (VCO) zu entwickeln, der einen Grundbaustein eines solchen Transceivers darstellt. Dieser VCO muß bei minimalem Phasenrauschen von  $57$  bis  $66\text{ GHz}$  abstimbar sein, sollte möglichst temperaturunabhängig arbeiten und einen geringen Leistungsverbrauch aufweisen.

## **Development of a Voltage Controlled Oscillator (VCO) as a functional block of a 60-GHz-System-on-a-Chip-Transceiver for the use as a data readout device in particle detectors**

So far, in particle detectors, sensor data are read out using wired links. However, the cables and the necessary electronics may cause unwanted secondary interactions with the particles. Furthermore, their size, mass, power consumption and waste heat set restrictions on engineering the detectors.

Based on an idea of Richard Brenner (University Uppsala) [1], a System-on-a-Chip-Transceiver should be developed allowing a wireless read out of the sensor data in future detectors. Using mm-waves, the achievable data transfer rates should be high enough for the planned luminosity upgrade of the Large Hadron Collider (LHC). The 60-GHz-Band is license-exempt and comprises a bandwidth of  $9\text{ GHz}$ . It is therefore most appropriate for this application.

The aim of this thesis is to develop a voltage controlled oscillator (VCO) as one of the basic modules of such a transceiver. This VCO has to be tunable from  $57$  to  $66\text{ GHz}$  at a low phase noise, should work almost temperature-independent and should exhibit low power consumption.



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Motivation .....</b>	<b>11</b>
<b>2</b>	<b>Grundlagen und Vorüberlegungen.....</b>	<b>13</b>
2.1	Superheterodyne-Transceiver.....	13
2.1.1	Transceiver.....	13
2.1.2	Geradeaus-/Überlagerungsprinzip .....	13
2.1.3	Funktionsprinzip eines Überlagerungs-Transceivers.....	14
2.1.4	Ein-Chip-Transceiver.....	18
2.2	Shannon-Hartley-Gesetz .....	19
2.3	Das 60-GHz-Band.....	19
2.3.1	Standards.....	19
2.3.2	Bezeichnungen.....	21
2.3.3	Dämpfung .....	21
2.3.4	Weitere Anwendungsmöglichkeiten.....	22
2.3.5	Ultrabreitband.....	23
2.4	Halbleitertechnologien .....	23
2.4.1	Halbleiter .....	24
2.4.2	CMOS, RF-CMOS, BiCMOS.....	28
2.4.3	IBM BiCMOS8HP.....	29
2.5	Benutzte Programmversionen .....	30
2.6	PVT-Variationen.....	30
<b>3</b>	<b>Spannungsgesteuerte Oszillatoren (VCOs) .....</b>	<b>31</b>
3.1	LC-Schwingkreis.....	31
3.2	Stabilitätskriterium von Barkhausen .....	32
3.3	Praktische Umsetzung .....	33
3.4	Differentielle Bauweise.....	34
3.5	Abstimmbarkeit.....	36
3.6	Phasenrauschen .....	37
3.7	Güte.....	40
3.8	Negativer Widerstand.....	44
<b>4</b>	<b>Die Komponenten des VCOs .....</b>	<b>45</b>
4.1	Spulen.....	45
4.2	Varaktoren.....	49
4.2.1	Kapazitätsdioden.....	50
4.2.2	MOS-Varaktoren.....	51

## Inhaltsverzeichnis

4.2.3	Optimale Dimensionierung von MOS-Varaktoren .....	53
4.2.4	Anordnungsvarianten mehrerer Varaktoren.....	56
4.2.5	Einfluß der Anschlußrichtung.....	57
4.2.6	Schwellenspannung.....	59
4.2.7	Parasitärer Reihenschwingkreis .....	60
4.2.8	p-Typ I-MOS-Varaktoren .....	61
4.3	Differentielle Implementation der Varaktoren .....	62
4.3.1	Wahl der Varaktortypen.....	63
4.3.2	Optimales Paarverhältnis .....	66
4.3.3	Temperaturabhängigkeit .....	70
4.4	Bias-Netzwerk.....	72
4.4.1	Koppelkondensatoren .....	74
4.4.2	Kapazitätsausgleich.....	76
4.4.3	Vorspannung.....	82
4.4.4	Temperaturabhängigkeit .....	84
4.4.5	Fazit .....	85
4.5	Verstärker .....	86
4.6	Konstantstromquelle.....	87
4.6.1	Auswirkungen eines inkonstanten Tail-Stroms .....	88
4.6.2	Kanallängenmodulation .....	89
4.6.3	„Drain Induced Barrier Lowering“ .....	90
4.6.4	Umgekehrter Kurzkanaleffekt.....	90
4.6.5	Rauschzahl .....	92
4.6.6	Temperaturabhängigkeit .....	93
4.7	Passiver LC-Filter.....	93
<b>5</b>	<b>Ergebnisse und Bewertungen .....</b>	<b>97</b>
5.1	Schaltplan des vollständigen VCOs .....	97
5.2	Simulationsergebnisse.....	97
5.2.1	Frequenzabstimmverhalten .....	97
5.2.2	Phasenrauschen.....	99
5.2.3	Ausgangsleistung .....	100
5.2.4	Leistungsverbrauch.....	101
5.2.5	VCO bei dessen Mittenfrequenz.....	102
5.2.6	Startbedingung und Einschwingvorgang .....	103
5.3	Bewertungsfaktor .....	104
5.4	Vergleich mit anderen VCOs .....	106
5.5	Nächste Schritte.....	107

<b>6</b>	<b>Zusammenfassung .....</b>	<b>109</b>
<b>A</b>	<b>Literaturverzeichnis .....</b>	<b>113</b>
<b>B</b>	<b>Abbildungsverzeichnis .....</b>	<b>117</b>
<b>C</b>	<b>Tabellenverzeichnis .....</b>	<b>123</b>



# 1 Motivation

Teilchendetektoren wie beispielsweise ATLAS oder CMS beinhalten mehrere Millionen Sensoren. Das Auslesen der durch diese produzierten enormen Datenmengen wird heutzutage in der Regel mit Hilfe von Glasfasertechniken durchgeführt. Diese bieten Datenübertragungsraten die dafür genügen. Da der große Hadronen-Speicherring LHC (engl.: Large Hadron Collider), an dem ATLAS und CMS aufgebaut sind, in den nächsten Jahren hin zu höheren Luminositäten ausgebaut werden soll, stellen sich den bisherigen Datenübertragungsverfahren neue Herausforderungen gegenüber, denn die Datenmengen werden sich vervielfachen. Obwohl Bemühungen im Gange sind die bisherigen Methoden zu optimieren und die Aussicht besteht, daß die erforderlichen Datenübertragungsraten erreicht werden können, gibt es Argumente die gegen den weiteren Einsatz kabelgebundener Methoden sprechen. Dies sind etwa rein mechanische Gründe wie das Gewicht der enormen Menge von Kabeln (siehe Abbildung 1.1) und der für sie nötigen Anschlüsse und der Platz der benötigt wird diese zu verlegen. Dazu kommen der zusätzliche Strombedarf solcher Verfahren und die erzeugte Abwärme. Ferner entstehen Einschränkungen bei der Konstruktion und beim Aufbau der Detektoren. Ein weiterer Grund ist, daß die Kabel den in den Experimenten erzeugten Teilchen totes Material in den Weg stellen und so unerwünschte Sekundärwechselwirkungen verursachen können. Gelänge es die Daten kabellos auszulesen, ließen sich diese Probleme vermeiden.

In den letzten Jahren hat das 60-GHz-Band zunehmend von sich reden gemacht. Dieser Frequenzbereich ist lizenzfrei nutzbar und beinhaltet eine Bandbreite, die Datenübertragungsraten von mehreren Gigabit pro Sekunde möglich macht. Basierend auf der Idee von R. Brenner und S. Cheng (Universität Uppsala) [1] soll ein Ein-Chip-Transceiver entwickelt werden, der in den Teilchendetektoren nach deren Umbau zum Einsatz kommen könnte. Ein solcher Transceiver würde nur wenig Platz benötigen und hätte im Vergleich zu den bisherigen, kabelgebundenen Übertragungsverfahren einen weit geringeren Leistungsverbrauch. Darüber hinaus würden sich neue Möglichkeiten der Datenverarbeitung ergeben. So wäre ein solcher Transceiver etwa in der Lage, die Daten gezielt zu unterschiedlichen, benachbarten Empfängern zu senden, wodurch eine Vorselektion erleichtert würde und sich die Datenmenge reduzieren ließe.



**Abbildung 1.1:** Elektromagnetischer Kalorimeter des ATLAS-Detektors[2].



## 2 Grundlagen und Vorüberlegungen

### 2.1 Superheterodyne-Transceiver

Quelle: [10].

#### 2.1.1 Transceiver

Werden ein Sender Tx<sup>\*</sup> (engl.: transmitter) und ein Empfänger Rx<sup>\*</sup> (engl.: receiver) im selben Gehäuse untergebracht, sind aber ansonsten voneinander getrennte Funktionen, wird dies als ein Transmitter-Receiver bezeichnet. Werden dagegen elementare Schaltkreise von beiden gemeinsam genutzt, spricht man von einem Transceiver TRx<sup>\*</sup>.

#### 2.1.2 Geradeaus-/Überlagerungsprinzip

Es gibt zwei grundlegende Arbeitsprinzipien nach denen Transceiver aufgebaut werden können:

##### Geradeaus-Transceiver

Bei Geradeaus-Transceivern werden sämtliche Primärschaltkreise mit der Frequenz des zu sendenden bzw. empfangenden Signals, also mit der Trägerfrequenz, betrieben. Die Frequenz gelangt sozusagen „geradeaus“ von der Antenne zum Demodulator bzw. vom Modulator zur Antenne. Der Vorteil dieser Methode ist der prinzipiell einfache Aufbau. Werden mehrere Frequenzfilter verwendet, ist es notwendig, daß alle dieselbe Mittenfrequenz haben. Soll die Frequenz des zu übertragenden/empfangenden Signals variabel sein, müssen sämtliche Filter gemeinsam verstimmt werden. Dies verkompliziert nicht nur den Aufbau, sondern ist auch nur mit begrenzter Genauigkeit möglich, was zu einer schlechten Trennschärfe führt. Das bedeutet, daß zwei Sender, die sich im selben Frequenzband nahe beieinander befinden, nur schlecht voneinander getrennt werden können. Dieses Problem nimmt mit steigender Frequenz zu, da die Güte (siehe Kapitel 3.7) der Schwingkreise, auf denen die Filter basieren, mit steigender Frequenz abnimmt und somit die Bandbreite der Filter steigt.

##### Überlagerungs-Transceiver

Bei Überlagerungs-Transceivern wird die Frequenz mindestens einmal geändert. Es wird dabei von einer Frequenzumsetzung gesprochen. Lediglich die Schaltkreise, die sich topologisch zwischen der Antenne und der letzten (im Falle eines Senders) bzw. ersten (im Falle eines Empfängers) Umsetzung

---

\* „x“ ist eine Abkürzung für die weiteren Buchstaben.

befinden, werden mit derselben Frequenz betrieben, die auch das zu sendende bzw. empfangende Signal hat. Und auch nur diese Schaltkreise (und der Lokaloszillator, s. u.) müssen abstimmbare sein, um die gewünschte Signalfrequenz wählen zu können. Die restlichen Schaltkreise arbeiten mit der umgesetzten Frequenz. Diese wird Zwischenfrequenz IF (engl.: intermediate frequency) genannt, da sie sich gewöhnlich zwischen der Trägerfrequenz und der Frequenz des Nutzsignals befindet. Beispiel UKW-Hörfunk: Signalfrequenz 87,5 bis 108 MHz; (etablierte) Zwischenfrequenz 10,7 MHz; Nutzfrequenz 16 Hz bis 19 kHz. Da die Zwischenfrequenz fest, also konstant, ist, können Festfrequenzfilter benutzt werden. Im Vergleich zu Geradeaus-Transceivern ermöglicht dies einen einfacheren Aufbau und eine höhere Trennschärfe, was eine verbesserte Sende-/Empfangsqualität bedeutet. Außerdem ist die Verarbeitung niederfrequenter Signale durch den Modulator bzw. den Demodulator einfacher zu bewerkstelligen als die hochfrequenter Signale.

Heutzutage werden beinahe überall wo es um drahtlose Datenübertragung geht (Satellitenkommunikation, Radio, TV, Mobilfunk etc.) Überlagerungs-Transceiver eingesetzt. Lediglich für Nischenanwendungen, wo keine Abstimbarkeit erforderlich ist, findet das Geradeausprinzip noch Verwendung. Am bekanntesten dabei ist der Zeitsignalsender DCF77.

## Superheterodyning

Das Umsetzen einer Frequenz durch Kombination mit einer anderen Frequenz wird Heterodyning (zusammengesetzt aus den griechischen Wörtern „hetero“ für anders/verschieden und „dyn“ für Macht/Kraft) genannt. Ursprünglich wurde versucht, sämtliche dafür nötigen Schritte in einer einzigen Stufe durchzuführen, was aber zu instabilen Verstärkungen führte. Werden die Schritte in getrennten Stufen abgearbeitet, wird dies als Superheterodyning bezeichnet.

### 2.1.3 Funktionsprinzip eines Überlagerungs-Transceivers

In Abbildung 2.1 ist ein vereinfachtes Blockschaltbild eines Überlagerungs-Transceivers zu sehen. Der obere Pfad stellt den schematischen Ablauf des Empfangsvorgangs dar, der Untere den des Sendevorgangs.

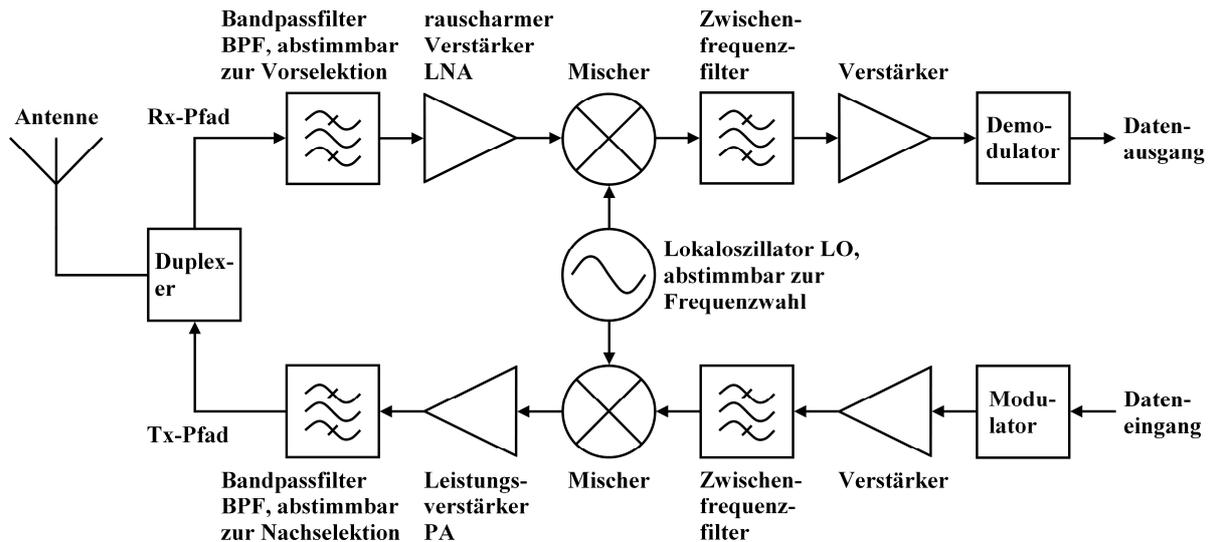


Abbildung 2.1: Vereinfachtes Blockschaltbild eines Überlagerungs-Transceivers

## Empfangsvorgang

Das Empfangen eines Funksignals beginnt an der Antenne. Damit diese sowohl zum Empfangen, als auch zum Senden genutzt werden kann, wird sie über einen Duplexer mit beiden Pfaden verbunden. Im einfachsten Fall, halbduplex, wird die Antenne zwischen beiden Pfaden hin und her geschaltet. Es kann also nicht gleichzeitig empfangen und gesendet werden.

Um Interferenzen zu unterdrücken und das Eingangsrauschen zu reduzieren, wird mit Hilfe eines Bandpassfilters BPF die Bandbreite des Spektrums des empfangenen und noch hochfrequenten RF-Signals (engl.: radio frequency) begrenzt. Der BPF kann so gestaltet sein, daß er das gesamte Band in dem der Transceiver arbeiten soll, passieren läßt. Das hat den Nachteil, daß neben der aktuell gewünschten Empfangsfrequenz, auch deren Spiegelfrequenz (engl.: image frequency; s. u.) durchgelassen wird. Diese muß dann in einem späteren Schritt herausgefiltert werden. Ist der BPF allerdings so konzipiert, daß die Bandbreite, die er passieren läßt, kleiner ist als das Doppelte der Zwischenfrequenz, wird die Spiegelfrequenz mit herausgefiltert. Der Nachteil hierbei ist, daß zur Wahl der Empfangsfrequenz nicht nur der Lokoszillator (s. u.), sondern auch der BPF abstimmbar sein muß. Allerdings muß bei der ersten Variante der spätere Image-Filter abstimmbar sein. Welche der beiden Möglichkeiten vorzuziehen ist, hängt von den Parametern der Filter und des nun folgenden Verstärkers ab.

Dieser verstärkt das oft sehr schwache Signal anschließend ein erstes Mal. Da das Signal-Rausch-Verhältnis, aufgrund der geringen Signalstärke, ohnehin schon niedrig ist, wird dafür ein besonders rauscharmer Verstärker LNA (engl.: low noise amplifier) benötigt. Der Signalpegel muß hier so weit angehoben werden, daß er über dem Rauschpegel der folgenden Stufen liegt.

Falls die erste BPF-Variante verwendet wurde, muß nun mit einem Image-Filter die Spiegelfrequenz entfernt werden.

## 2 Grundlagen und Vorüberlegungen

Im nächsten Schritt wird das gefilterte und verstärkte RF-Signal, mit einem, von einem Lokaloszillator LO (engl.: local oscillator) erzeugten, Hilfssignal gemischt. Der Mischer (engl.: mixer) hat dabei die Aufgabe als Analogmultiplizierer zu fungieren, der das Produkt seiner Eingänge ausgibt. Das Ergebnis dieses Vorgangs läßt sich anhand folgender mathematischer Betrachtung verstehen:

Sei  $s_{RF}(t)$  das RF-Signal mit Amplitude  $a(t)$  und  $s_{LO}(t)$  das Signal des Lokaloszillators, dessen Amplitude konstant ist und zur Vereinfachung gleich Eins gesetzt wird:

$$s_{RF}(t) = a(t) \cdot \sin(2\pi \cdot f_{RF} \cdot t), \quad (2.1)$$

$$s_{LO}(t) = \sin(2\pi \cdot f_{LO} \cdot t). \quad (2.2)$$

Deren Multiplikation ergibt:

$$s_{Mix}(t) = s_{RF}(t) \cdot s_{LO}(t) = a(t) \cdot \sin(2\pi \cdot f_{RF} \cdot t) \cdot \sin(2\pi \cdot f_{LO} \cdot t). \quad (2.3)$$

Unter Benutzung des Additionstheorems

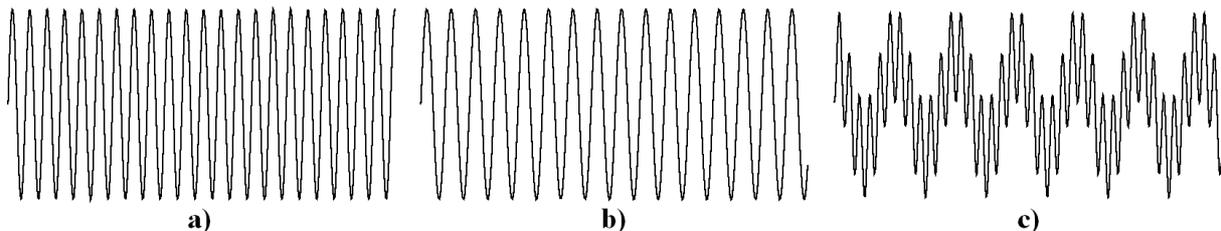
$$\sin(\alpha) \cdot \sin(\beta) = \frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta) - \frac{1}{2} \cos(\alpha + \beta) \quad (2.4)$$

kann dies umgeschrieben werden zu:

$$s_{Mix}(t) = \frac{1}{2} a(t) \cdot \cos[2\pi \cdot (f_{RF} - f_{LO}) \cdot t] - \frac{1}{2} a(t) \cdot \cos[2\pi \cdot (f_{RF} + f_{LO}) \cdot t] \quad (2.5)$$

$$= \frac{1}{2} a(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_{Dif} \cdot t) - \frac{1}{2} a(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_{Sum} \cdot t) \quad (2.6)$$

Aufgrund der Symmetrie des Kosinus können  $f_{RF}$  und  $f_{LO}$  vertauscht werden, ohne daß sich am Ergebnis der Überlagerung etwas ändert. Das Hilfssignal kann also entweder eine um  $f_{Dif}$  niedrigere oder eine um  $f_{Dif}$  höhere Frequenz haben als das RF-Signal (Näheres dazu bei der Beschreibung des Sendevorgangs). Abbildung 2.2 zeigt exemplarisch in a) und b) die beiden Signale am Eingang des Mixers, wobei b) eine um 30 % niedrigere Frequenz hat als a), und in c) das Ausgangssignal. Die beiden Frequenzkomponenten am Ausgang sind deutlich zu erkennen.



**Abbildung 2.2:** a) Hochfrequentes Signal. b) Signal mit etwas niedrigerer Frequenz. c) Ergebnis der Überlagerung.

Ein idealer Mischer erzeugt demnach ein Signal, in dem zwei Frequenzen überlagert sind. Da die Eingangssignale jedoch eine endliche Bandbreite besitzen, werden anstatt zweier diskreter Frequenzen, zwei Frequenzbänder erzeugt. Der erste Term entspricht dabei dem unteren Seitenband LSB (engl.: lower sideband) und der zweite Term dem oberen Seitenband USB (engl.: upper sideband). Das Ausgangssignal eines realen Mixers kann noch weitere Frequenzen bzw. Bänder beinhalten, wie etwa die der beiden Eingangssignale selbst und die diverser Oberwellen und deren Mischprodukte.

Ein weiterer Bandpassfilter sorgt dafür, daß lediglich das LSB, bzw. die Differenzfrequenz  $f_{Dif}$ , erhalten bleibt. Diese Differenzfrequenz ist die gewünschte Zwischenfrequenz  $f_{IF}$ . Das entstandene IF-Signal hat den gleichen Modulationsinhalt wie das ursprüngliche RF-Signal.

Bevor das Signal in der letzten, zum Empfänger gehörigen, Stufe demoduliert wird, wird es, um den Demodulationsprozeß zu vereinfachen, ein weiteres Mal verstärkt. Je nach verwendeter Modulationsart muß während der Demodulation eine weitere Frequenzumsetzung vorgenommen werden. Die Frequenz des dafür nötigen Hilfssignals ist klarerweise niedriger als bei der ersten Umsetzung, kann aber durch Benutzung eines Frequenzteilers aus demselben Lokaloszillator gewonnen werden. Am Ende des Empfangsprozesses wird das gewonnene Nutzsignal an die weiterverarbeitende Elektronik übergeben.

Die Aufgabe des Lokaloszillators ist es, ein Hilfssignal mit einer möglichst exakten und stabilen Referenzfrequenz zu generieren. Da die Zwischenfrequenz fest sein soll und der Differenz aus der Empfangsfrequenz und der Referenzfrequenz entspricht, muß zum Einstellen der gewünschten Empfangsfrequenz der Lokaloszillator abstimbar sein. Die von ihm generierte Frequenz muß also variiert werden können. Diese Variation wird meist spannungsgesteuert (engl.: voltage controlled) durchgeführt, weshalb von einem Voltage-Controlled-Oscillator VCO gesprochen wird.

## Sendevorgang

Der Sendevorgang entspricht weitgehend dem Empfangsvorgang in umgekehrter Reihenfolge.

An seinem Anfang steht ein Nutzsignal, das zunächst moduliert und dann verstärkt wird. Anschließend beschränkt ein Bandpassfilter das Signal auf die Zwischenfrequenz, auf die die Daten des Nutzsignals zuvor moduliert worden sind.

Nun folgt, durch Mischung mit dem Hilfssignal des Lokaloszillators, die Frequenzumsetzung. Wird die Zwischenfrequenz viel niedriger gewählt als die des Hilfssignals, ist aus einer ähnlichen Rechnung wie oben (Gleichungen (2.1) bis (2.6)) leicht ersichtlich, daß die beiden erzeugten Frequenzen eng beieinander liegen. Die Eine ist die gewünschte Sendefrequenz, die Andere ist die oben bereits erwähnte Spiegelfrequenz. Diese wird so genannt, da sie auf der Frequenzachse dort zu finden ist, wo die an der LO-Frequenz „gespiegelte“ Sendefrequenz zu finden wäre. Damit sie in einem späteren

Schritt, spätestens jedoch vom Empfänger, herausgefiltert werden kann, muß die Bandbreite des Filters kleiner sein als das doppelte der Zwischenfrequenz. Da schmalbandige Filter jedoch nicht leicht zu realisieren sind, sollte die benutzte Zwischenfrequenz nicht zu niedrig gewählt werden. Wird die Spiegelfrequenz nur ungenügend unterdrückt, wird der Sender zweimal empfangen. Das ist zwar nicht weiter störend, verringert aber die mögliche Bandbelegung, da dann ein einzelner Sender zwei Frequenzen blockiert.

Welche der beiden erzeugten Frequenzen als Sendefrequenz genutzt und welche herausgefiltert wird ist unwichtig, solange die Zwischenfrequenz viel niedriger als die des Hilfssignals gewählt ist. Ist dies jedoch nicht der Fall folgt daraus, daß das Band in dem gesendet werden soll merklich gegenüber dem Band über das der LO abstimbar sein muß verschoben ist und zwar um den Betrag der Zwischenfrequenz. Da das 60-GHz-Band durch Regularien eindeutig festgelegt ist (siehe Kapitel 2.3.1) bedeutet das, daß die Wahl (Untere oder obere vom Mischer erzeugte Frequenz nutzen?) die Lage des vom Lokaloszillator zu erzeugenden Bands bestimmt. Aus der Leeson-Formel (siehe Kapitel 3.6) läßt sich ablesen, daß eine niedrigere Lage des Bands ein geringeres Phasenrauschen zur Folge hat. Allerdings bedeutet eine niedrigere Lage bei gleichbleibender Bandbreite auch ein Anstieg der benötigten relativen Abstimmbandbreite. Diese Entscheidung und auch die Höhe der Zwischenfrequenz müssen daher sorgfältig durchdacht werden. Die Zwischenfrequenz beim Empfang von UKW FM-Radio, das in Deutschland im Band von 87,5 bis 108 MHz gesendet wird, liegt beispielsweise bei 10,7 MHz. Diese ist zwar nicht normiert, hat sich aber etabliert und ist weltweit verbreitet.

Um eine hohe Sendeleistung zu erreichen, wird nach dem Mischvorgang der Pegel des erzeugten RF-Signals von einem Leistungsverstärker PA (engl.: power amplifier) angehoben. Anschließend filtert ein BPF die Spiegelfrequenz heraus und reduziert dabei auch das Rauschen des Signals. Wie schon der Bandpassfilter im Empfangspfad, muß dieser abstimbar sein um die gewünschte Signalfrequenz zu wählen. Nun wird das RF-Signal über den Duplexer an die Antenne weitergereicht und gesendet.

### **2.1.4 Ein-Chip-Transceiver**

Für einen Einsatz in einem Teilchendetektor sollte ein Transceiver klein, leicht und stromsparend sein und den Elementarteilchen so wenig totes Material wie möglich in den Weg stellen. Im Vergleich zu einer Platine auf der die einzelnen Bauteile aufgelötet sind, können mit einem Ein-Chip-System SoC (engl.: system-on-a-chip), also der Integration aller Funktionen eines Systems in einem einzigen integrierten Schaltkreis, diese Anforderungen weitaus besser erfüllt werden. Ferner kann durch die Nutzung eines SoCs eine Kosteneinsparung erreicht werden.

Ein Höchstmaß an Integration wird erreicht, wenn der Transceiver und die Ausleseelektronik des jeweiligen Sensors zu einem allumfassenden Ein-Chip-System zusammengefaßt werden bzw. wenn sogar der Sensor selbst mit integriert wird.

Der Halbleiterprozeß, der in dieser Arbeit verwendet wird (siehe Kapitel 2.4.3), wurde von [3] auf seine Tauglichkeit zur Herstellung solcher Ausleseelektronik und deren Einsatz im ausgebauten ATLAS-Detektor untersucht und für geeignet befunden.

## 2.2 Shannon-Hartley-Gesetz

Die theoretisch maximal erreichbare (fehlerfreie) Datenübertragungsrate  $C$  (engl.: channel capacity; in *bit/s*) eines Kanals mit Bandbreite  $B$  (engl.: bandwidth; in *Hz*), der von einem additiven weißen gaußschen Rauschen überlagert ist und für den infolgedessen ein Signal-Rausch-Verhältnis  $SNR$  (engl.: signal-to-noise ratio; dimensionslos) angegeben werden kann, kann mit dem Shannon-Hartley-Gesetz abgeschätzt werden [6]:

$$C = B \cdot \log_2(1 + SNR). \quad (2.7)$$

Bei dieser Abschätzung wird von einer hypothetischen optimalen Kodierung der Daten ausgegangen. Die real erreichbare Übertragungsrate ist demnach niedriger und hängt von der Wahl des Kodierungsverfahrens ab.

Ein „additives weißes gaußsches Rauschen“ ist ein Modell für ein Rauschsignal mit gaußverteilter Amplitude und mit konstanter spektraler Leistungsdichte („weißes Rauschen“), das dem Nutzsignal dazuaddiert („additiv“) wird.

## 2.3 Das 60-GHz-Band

### 2.3.1 Standards

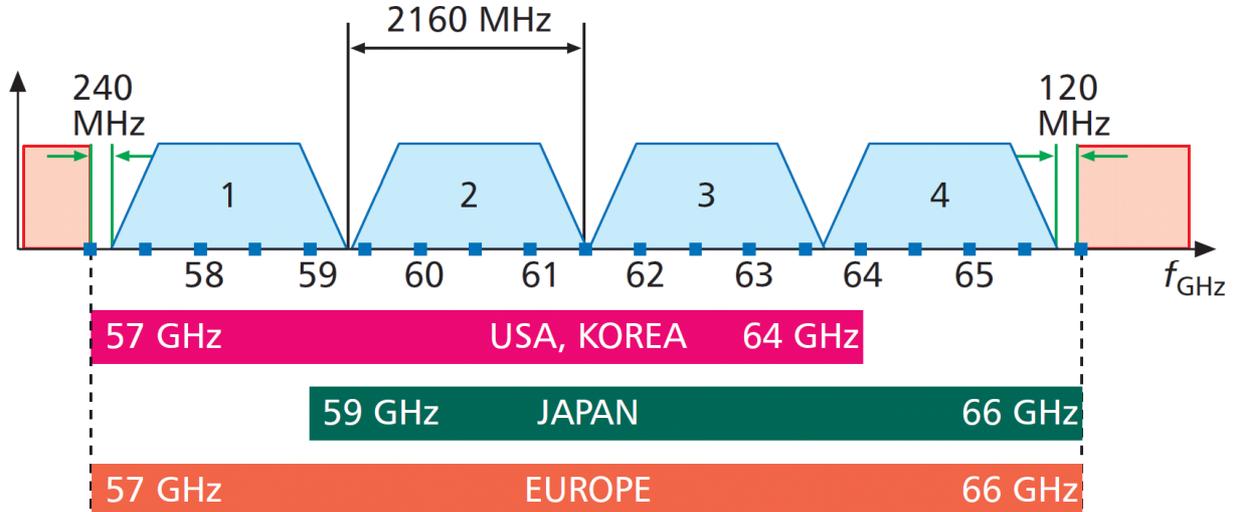
Die in den USA für die Vergabe von Funklizenzen zuständige Regulierungsbehörde ist die FCC (engl.: Federal Communications Commission; [www.fcc.gov](http://www.fcc.gov)). Sie gab im Dezember 1995 das Frequenzspektrum von 59 bis 64 GHz frei zur lizenzfreien Nutzung und erweiterte es im Jahr 2001 auf 57 bis 64 GHz. Dieser, kurz als 60-GHz-Band bezeichnete, Frequenzbereich umfaßt somit eine Bandbreite die groß genug ist, um nach dem Shannon-Hartley-Gesetz selbst mit einfachen Kodierungsverfahren Datenübertragungsraten von einigen Gigabit pro Sekunde zu ermöglichen.

Für Europa gibt es derzeit keine mit der FCC vergleichbare Einrichtung, lediglich nationale Regulierungsbehörden. Das Europäische Institut für Telekommunikationsnormen ETSI (engl.: European Te-

Telecommunications Standards Institute; [www.etsi.org](http://www.etsi.org)) ist eine von der EU anerkannte Organisation mit dem Ziel, europaweit einheitliche Standards im Bereich der Telekommunikation zu schaffen und somit diese Lücke zu füllen. Im, vom ETSI veröffentlichten, harmonisierten europäischen Standard EN 302 567 erstreckt sich das 60-GHz-Band von 57 bis 66 GHz und umfaßt somit eine Bandbreite von 9 GHz.

Das IEEE (engl.: Institute of Electrical and Electronics Engineers; [www.ieee.org](http://www.ieee.org)) Konsortium veröffentlichte am 11. September 2009 den Standard 802.15.3c und versucht damit eine weltweit einheitliche Regelung für mm-Wellen WPANs (engl.: wireless personal area network) zu schaffen [4]. Dieser Standard teilt das 60-GHz-Band in vier, je 2160 MHz breite, Kanäle (siehe Abbildung 2.3) ein und beinhaltet, zur Minimierung von Interferenzen mit benachbarten Bändern, am unteren und am oberen Ende des Bandes je ein Sicherheitsband. Selbst mit dieser Aufteilung sind nach Einschätzung des IEEE Übertragungsraten von mehreren Gigabit pro Sekunde pro Kanal möglich.

Die Aufteilung wurde so gewählt, daß die derzeit geltenden regionalen Regularien mit jeweils einem Teil der Kanäle vereinbar sind und am Rand immer ein Sicherheitsband bleibt. Wie in Abbildung 2.3 zu sehen, sind die Kanäle 2 und 3 in beinahe allen aktuellen und offiziell geltenden Standards verfügbar. Dies gilt auch für die nicht eingezeichneten Gebiete Kanada (57 bis 64 GHz) und China (59 bis 64 GHz) [4]. Lediglich Australien (59,4 bis 62,9 GHz) bildet eine Ausnahme.



**Abbildung 2.3:** Einteilung des 60-GHz-Bandes nach dem IEEE Standard 802.15.3c in 4 Kanäle [4].

Die Lizenzfreiheit und die große nutzbare Bandbreite sind Argumente, die für die Nutzung des 60-GHz-Bandes für die in Kapitel 1 vorgeschlagene Anwendung sprechen. Dazu kommt, daß die für die Herstellung eines 60-GHz-SoC-Transceivers in Frage kommenden Halbleiterprozesse immer kostengünstiger verfügbar sind.

## 2.3.2 Bezeichnungen

Es ist üblich, den Teil des elektromagnetischen Spektrums, der zur technischen Kommunikation genutzt wird, in Frequenzbänder aufzuteilen. Sinnvoll sind Aufteilungen nach Frequenz, Wellenlänge oder Nutzung. Die Internationale Fernmeldeunion ITU (engl.: International Telecommunication Union; [www.itu.int](http://www.itu.int)) teilt das Spektrum dekadisch nach Frequenzen auf. Das Band, das sich über Wellenlängen von  $1$  bis  $10\text{ mm}$  erstreckt, bezeichnet die ITU als EHF-Band (engl.: extremely high frequency). Die Wellen dieses Bandes werden auch Millimeterwellen genannt und entsprechen Frequenzen von  $30$  bis  $300\text{ GHz}$ . Das IEEE benutzt eine historische Aufteilung. Der Bereich von  $50$  bis  $75\text{ GHz}$  wird darin als V-Band bezeichnet. In der von der EU und der NATO benutzten Aufteilung heißt der Bereich von  $40$  bis  $60\text{ GHz}$  L-Band und der von  $60$  bis  $100\text{ GHz}$  M-Band.

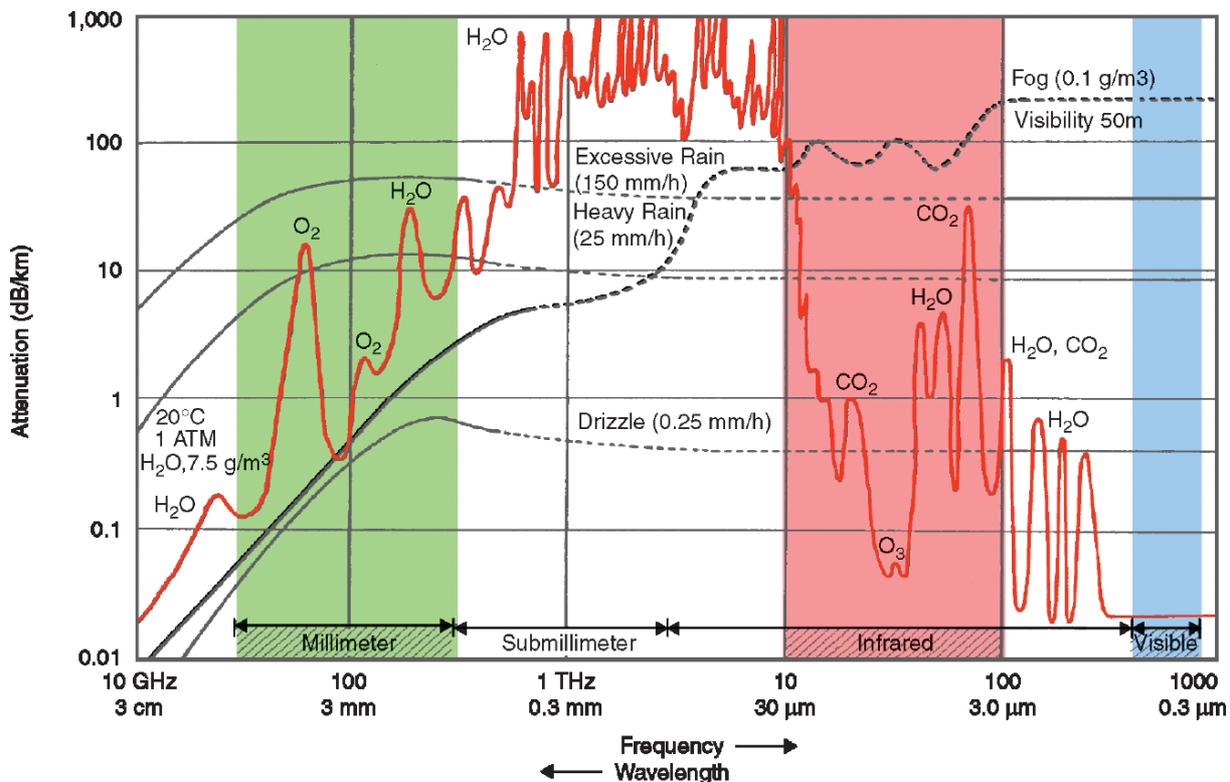
## 2.3.3 Dämpfung

Elektromagnetische Wellen werden in der Erdatmosphäre abhängig von ihrer Frequenz und den vorherrschenden Wetterbedingungen unterschiedlich stark gedämpft. In Abbildung 2.4 ist für elektromagnetische Wellen im Frequenzbereich von  $10\text{ GHz}$  bis  $1\text{ PHz}$  die Dämpfung in Dezibel pro Kilometer Strahlenweg bei Normalwetter (rot), Nieselregen (engl.: drizzle), starkem und sehr starkem Regen (engl.: heavy rain, excessive rain) und bei Nebel (engl.: fog) aufgetragen [20]. Das Sauerstoffmolekül  $\text{O}_2$  hat bei etwa  $60\text{ GHz}$  seine erste Resonanzfrequenz. Die dadurch verursachte Absorption von em-Wellen ist die Ursache des Dämpfungsmaximums bei dieser Frequenz (bei Normalwetter). Aufgrund dieser starken Dämpfung sind Datenübertragungen in diesem Frequenzbereich nur über kurze Entfernungen (etwa  $10\text{ m}$ ) möglich. Was sich zunächst nach einer enormen Einschränkung anhört, bietet bei genauer Betrachtung den Vorteil einer räumlich abgeschirmten Kommunikation. Dadurch kann beispielsweise ein Kanal von mehreren, sich in benachbarten Räumen befindlichen, Geräten gleichzeitig verwendet werden, ohne daß aufwendige Kodierungsverfahren genutzt werden müssen. Ein weiterer Grund ist, daß diese Abschirmung ein gewisses Maß an Abhörsicherheit mit sich bringt. Werden die Signale mit speziellen Antennen stark gerichtet übertragen (eine sogenannte Punkt-zu-Punkt-Übertragung), sind zum einen größere Entfernungen möglich und zum anderen, kann mit dieser Methode ein Kanal von mehreren benachbarten Geräten parallel genutzt werden.

Verglichen mit sichtbarem Licht werden mm-Wellen bei Nebel um viele Größenordnungen weniger stark gedämpft. Dieser Umstand macht sie interessant für etliche weitere, über die reine Datenübertragung hinausgehende, Anwendungen (siehe Kapitel 2.3.4).

Da sich die Kaverne, in der der ATLAS-Detektor aufgebaut ist,  $80\text{ m}$  unter der Erde befindet, können die dort erzeugten  $60\text{-GHz}$ -Signale nicht an die Erdoberfläche gelangen. Es kann daher in Betracht

gezogen werden, die Vorgaben der oben erwähnten Standards den Bedürfnissen dieser Anwendung anzupassen.



**Abbildung 2.4:** Dämpfung elektromagnetischer Wellen in der Erdatmosphäre bei unterschiedlichen Wetterbedingungen [20].

### 2.3.4 Weitere Anwendungsmöglichkeiten

Quellen:[4], [6], [20].

Die offensichtlichste Anwendung für Millimeterwellen ist die kabellose Kurzstreckendatenübertragung. Darüber hinaus bieten sie aber noch viele weitere Anwendungsmöglichkeiten, wie etwa die kabellose Kommunikation sämtlicher Peripheriegeräte eines Heimrechners, die kabellose Übertragung von unkomprimierten Heimkinoinhalten oder die Bündelung der Übertragungsleistungen von sich in der Nähe befindlichen Mobiltelefonen an. Radaranwendungen oder Nachtsichtgeräte die durch Wände „sehen“ können oder der Bau nichttödlicher Waffen machen sie außerdem interessant für militärische Anwendungen. Im Sicherheitsbereich werden mm-Wellen in Bewegungsmeldern eingesetzt und zum Bau von Ganzkörperscannern (auch bekannt als Nacktscanner) verwendet. Automobilzulieferer entwickeln derzeit Radarsysteme zur Unterstützung des Fahrers, die je nach Anforderungen das 60-GHz-Band oder andere mm-Wellenbänder verwenden. Vor allem der 90-GHz-Bereich ist dafür prädestiniert, da dort ein Dämpfungsminimum vorliegt (siehe Abbildung 2.4). Auch in der Wissenschaft werden mm-Wellen genutzt, z. B. in der Radioastronomie. In der Medizin werden sie u. a. bei

der Krebstherapie eingesetzt. Im Weltraum ist die mögliche Reichweite für Datenübertragungen mit Millimeterwellen offensichtlich um Größenordnungen höher, weshalb mit ihnen eine Satellit-zu-Satellit-Kommunikation möglich ist.

### 2.3.5 Ultrabreitband

Für die Ultrabreitband-Technologie UWB (engl.: ultra wide band) gab die FCC den Frequenzbereich von 3,1 bis 10,6 GHz zur lizenzfreien Nutzung frei. Dies bedeutet demnach eine ähnlich hohe Bandbreite wie beim 60-GHz-Band. Da diese Frequenzen aber bereits von anderen Anwendungen genutzt werden, erlaubt sie, zur Vermeidung von Störungen, nur eine sehr geringe Sendeleistung (-41,3 dBm/MHz). Eine Folge davon ist, daß UWB-Transmitter einen geringen Energieverbrauch haben. Trotz der geringeren Dämpfung der Signale, ist die mögliche Reichweite, aufgrund der geringen Sendeleistung, etwa von derselben Größenordnung wie die, die mit 60 GHz möglich ist. Für den in Kapitel 1 vorgeschlagenen Einsatz sind mm-Wellen dennoch vorzuziehen. Zum einen, weil eine EU-Richtlinie die UWB-Technologie auf 6 bis 8,5 GHz beschränkt und zum anderen, weil UWB-Antennen aufgrund der kleineren Frequenz entsprechend größer sein müssen und deshalb nicht auf dem Chip integriert werden können.

## 2.4 Halbleitertechnologien

Am Beginn einer jeden Chip-Entwicklung steht die Entscheidung, welche Halbleitertechnologie und welcher konkrete Prozeß verwendet werden soll. Dabei sind, für die Entwicklung eines 60-GHz-Ein-Chip-Transceivers, folgende Punkte zu betrachten:

- Verfügbarkeit (gewisse Prozesse werden von den Herstellern nur speziellen Kunden zur Verfügung gestellt),
- Kosten der Herstellung und Entwicklung,
- Transitfrequenz der zur Verfügung stehenden Bauteile,
- Rauschen der zur Verfügung stehenden Bauteile,
- Strahlenhärte (für den Einsatz in einem Teilchendetektor wichtig),
- Güte (siehe Kapitel 3.7) der passiven Bauelemente,
- Qualität der Simulationsmodelle,
- Leistungsverbrauch des Chips,
- Integrierbarkeit von analogen und digitalen Schaltungen auf einem Chip,
- Strukturgröße und Packungsdichte (bestimmen mit wie groß der Chip werden wird),
- Leckströme (mitverantwortlich für die Wärmeentwicklung und damit den Kühlaufwand).

## 2.4.1 Halbleiter

In diesem Unterkapitel soll ein Überblick gegeben werden über die Eigenschaften, sowie die Vor- und Nachteile der für die Herstellung von Mikrochips gebräuchlichsten Halbleiter [5], [6], [7].

Auf Halbleiter, die allenfalls für Spezialanwendungen verwendet werden, wird hier nicht eingegangen (z. B. wird SiC genutzt, falls der Chip hohen Temperaturen oder sehr hohen Dosen an ionisierender Strahlung ausgesetzt werden soll), da diese, aufgrund der geringen Produktionskapazitäten, mit hohen Kosten verbunden sind.

Tabelle 2.1 stellt die wichtigsten Materialeigenschaften der undotierten Halbleiter Silizium (Si), Germanium (Ge), Galliumarsenid (GaAs) und Indiumphosphid (InP) unter Normalbedingungen gegenüber. Die Eigenschaften des IV-IV-Verbindungshalbleiters Siliziumgermanium (SiGe) können nicht eindeutig angegeben werden, da sie vom Stoffmengenverhältnis Si:Ge abhängen. Dieses kann beliebig gewählt werden, um etwa eine bestimmte Bandlücke zu erreichen. Grob vereinfacht kann gesagt werden, daß die Werte zwischen denen von Si und Ge liegen [8]. Das Stoffmengenverhältnis der III-V-Verbindungshalbleiter GaAs und InP beträgt fest 1:1.

Eigenschaften	Silizium	Germanium	Galliumarsenid	Indiumphosphid
Elektronenmobilität in $cm^2/(V \cdot s)$	$\leq 1400$	$\leq 3900$	$\leq 8500$	$\leq 5400$
Löchermobilität in $cm^2/(V \cdot s)$	$\leq 450$	$\leq 1900$	$\leq 400$	$\leq 200$
Wärmeleitfähigkeit in $W/(cm \cdot K)$	$\approx 1,3$	$\approx 0,58$	$\approx 0,55$	$\approx 0,68$
Dielektrizitätskonstante, statisch (bei hohen Frequenzen)	11,7	16,2	12,9 (10,89)	12,5 (9,61)
Intrinsischer spez. Widerstand in $\Omega \cdot cm$	$\approx 3,2 \cdot 10^5$	$\approx 4,6 \cdot 10^4$	$\approx 3,3 \cdot 10^8$	$\approx 8,6 \cdot 10^7$
Durchschlagfeldstärke in $V/cm$	$\approx 3 \cdot 10^5$	$\approx 1 \cdot 10^5$	$\approx 4 \cdot 10^5$	$\approx 5 \cdot 10^5$
Eckfrequenz des 1/f-Rauschens in Hz		N/A		
BJT/HBT	$10^1 - 10^3$		$10^4 - 10^6$	$10^3 - 10^4$
MOSFET/MESFET	$10^3 - 10^5$		$10^6 - 10^8$	$10^4 - 10^5$
Bandlücke in eV	$\approx 1,12$	$\approx 0,661$	$\approx 1,424$	$\approx 1,344$

**Tabelle 2.1:** Vergleich der Materialeigenschaften von undotiertem Si, Ge und der III-V Halbleiter GaAs und InP unter Normalbedingungen[8].

Im folgenden sollen weitere Eigenschaften genannt werden, wobei reines Germanium aufgrund seiner Brüchigkeit nicht zur Herstellung von Mikrochips geeignet ist und daher nicht weiter betrachtet wird.

## GaAs

Sowohl Gallium als auch Arsen sind im Vergleich zu Silizium wesentlich teurere Grundmaterialien. Da die Herstellung von GaAs-Einkristallen darüber hinaus eine aufwendigere Technik benötigt als bei Si und bei der Verarbeitung besondere Vorsichtsmaßnahmen getroffen werden müssen (Arsen ist giftig und krebserregend), sind diese Technologien mit höheren Kosten verbunden als die auf Silizium basierenden Alternativen.

Die hohe Elektronenmobilität ermöglicht, auf Elektronenleitung basierende, Transistoren mit sehr hohen Transitfrequenzen. Da die Löchermobilität dagegen wesentlich geringer ist, weisen auf Löcherleitung basierende Transistoren eine erheblich niedrigere Transitfrequenz auf. Aus diesem Grund profitieren CMOS-Schaltungen kaum von einer Verwendung von GaAs. Werden digitale Schaltungen allerdings mittels NMOS-Logik realisiert, sind weit höhere Frequenzen möglich als bei Silizium-Prozessen. Allerdings weist diese Methode einen hohen Leistungsverbrauch auf.

Die höhere Durchschlagfeldstärke im Vergleich zu Silizium ermöglicht den Betrieb der Schaltungen bei höheren Spannungen, was sich positiv auf die Transitfrequenz auswirkt und bessere Leistungsstufen ermöglicht. Außerdem machen diese Eigenschaft und auch die größere Bandlücke die Chips unempfindlicher gegen Strahlungsschäden.

Die höheren Spannungen verursachen eine größere Wärmeentwicklung. Zusammen mit der geringen Wärmeleitfähigkeit von GaAs erhöht dies den nötigen Kühlaufwand.

Aus dem hohen intrinsischen spezifischen Widerstand folgt eine natürliche Isolation zwischen den Bauteilen.

Die hohe Störstellendichte in GaAs-Kristallen erschwert die Reduzierung der Strukturgrößen. Dies ist einer der Gründe wegen denen Si-Prozesse in Sachen Geschwindigkeit auf GaAs immer weiter aufholen und teilweise auch schon überholt haben (Abbildung 2.5).

GaAs-Bauteile generieren bei hohen Frequenzen weniger Rauschen als Si-Bauteile.

## InP

Von den hier genannten Elementen ist Indium das seltenste. Ferner ist es potentiell krebserregend, weshalb besondere Vorsichtsmaßnahmen eingehalten werden müssen. Dies sind zwei der Gründe wegen denen InP-Prozesse mit höheren Kosten verbunden sind, als Si-Prozesse.

Eine Betrachtung von Tabelle 2.1 ergibt, daß die bei GaAs aus den Werten geschlossenen Folgerungen und Vor-/Nachteile gegenüber Si auch für InP gelten, jedoch nicht in gleichem Maße.

### Si

Silizium ist praktisch unbegrenzt verfügbar. Da darüber hinaus Si-Einkristalle mechanisch sehr stabil sind und eine hohe Schmelztemperatur aufweisen, was beides die Herstellung und Verarbeitung vereinfacht, ist leicht verständlich, weshalb Silizium die preisgünstigste der hier genannten Alternativen ist.

Die Störstellendichte in Si-Einkristallen ist typischerweise sehr gering, das Gitter also nahezu perfekt. Dies ermöglicht die Herstellung sehr kleiner Strukturen (32 nm Prozessoren sind seit Anfang 2010 auf dem Markt, 11 nm ist für 2015 angekündigt).

Die hohe Wärmeleitfähigkeit macht hohe Packungsdichten auf einem Chip möglich und erleichtert die Kühlung.

Durch thermische Oxidation kann ein sehr guter Isolator erzeugt werden: Siliziumdioxid.  $\text{SiO}_2$  hat eine Durchschlagfeldstärke von 4 bis 10 MV/cm. Dies ist einer der größten Vorteile gegenüber GaAs und InP, die nichts Vergleichbares bieten.

Da der relative Unterschied zwischen der Elektronenmobilität und der Löchermobilität in Silizium am geringsten ist und einfache geometrische Anpassungen genügen um die Verstärkungsfaktoren von n-MOS- und p-MOS-Transistoren anzugleichen, ist in Silizium CMOS-Logik besser realisierbar als in GaAs oder InP. Daß darüber hinaus Silizium leicht zu einem n-Typ oder zu einem p-Typ Halbleiter dotiert werden kann, unterstützt diese Eigenschaft. Dadurch wird die Integration von digitalen und analogen Schaltungen auf einem einzigen Chip möglich.

Der geringe intrinsische spezifische Widerstand stellt ein Problem bei hohen Frequenzen dar, denn er bedeutet eine schlechte Isolierung der Bauteile und damit eine gegenseitige Beeinflussung, was das produzierte Rauschen erhöht. Ferner folgen aus ihm nach Masse abfließende Verluste, die die Güte der passiven Bauelemente vermindern. Allerdings reduziert der geringe Widerstand das Problem eines auftretenden Latch-Ups (siehe [9]) und ermöglicht eine niederohmige Kontaktierung mit Metall.

Der größte Teil der für den Massenmarkt produzierten Mikrochips beruht auf Silizium-Technologien. Die daher vorhandenen hohen Produktionskapazitäten und die deswegen großen Forschungsbemühungen machen diese Technologien kostengünstig verfügbar und sorgen für rasche Weiterentwicklungen.

## SiGe

Germanium ist ein vielfaches teurer als Silizium. Da diese Technologien aber auf konventionellen Siliziumwafern basieren und SiGe nur in einzelnen Schichten\* verwendet wird und der Stoffmengenanteil dort typischerweise lediglich zwischen 5 % und 30 % beträgt, fällt dies kaum ins Gewicht. Dennoch sind SiGe-Technologien aufgrund der aufwendigeren Herstellung teurer als Si-Technologien, obwohl sich durch ihre Verwandtschaft viele Verfahren übertragen lassen und viele der Maschinen für beide verwendet werden können.

Der Isolator  $\text{SiO}_2$  ist mit all seinen Vorteilen auch hier verfügbar.

Durch Beimischung von Germanium lassen sich die Mobilitäten weiter angleichen und erhöhen, weshalb SiGe für CMOS-Logik am besten geeignet ist. Die Möglichkeit CMOS und HBTs zu kombinieren macht SiGe ideal für die Integration von digitalen und analogen Schaltungen auf einem einzigen Chip.

Da der Kollektorstrom in Bipolartransistoren proportional zum Basisstrom und damit (im Falle eines npn-Transistors) zur Löchermobilität ist, führt die Benutzung von SiGe zu höheren Stromverstärkungsfaktoren  $\beta$ .

## Fazit

Bis vor wenigen Jahren waren III-V-Verbindungshalbleiter, allen voran GaAs, vorherrschend auf dem Gebiet der analogen Hochfrequenzschaltungen. Die zunehmende Verkleinerung der Strukturgrößen ermöglicht immer höhere Transitfrequenzen, wobei diese Entwicklung bei den verschiedenen Halbleitern mit unterschiedlichen Geschwindigkeiten verläuft. Abbildung 2. zeigt die von der „International Technology Roadmap for Semiconductors“ ITRS im Jahr 2010 aufgestellte Prognose der Entwicklung der Transitfrequenzen verschiedener Halbleiterbauelemente (<http://www.itrs.net/>). Laut dieser wird CMOS<sup>†</sup> in Zukunft die höchsten Transitfrequenzen aufweisen. Da die aktuellsten Prozesse jedoch gewöhnlich sehr teuer sind und von den Herstellern oft nur speziellen Kunden zur Verfügung gestellt werden, ist für das Thema dieser Arbeit die Verwendung eines SiGe-Prozesses die sinnvollste Alternative. Eine Betrachtung der Veröffentlichungen der letzten Jahre zum Thema Millimeterwellen ergibt, daß auf diesem Gebiet fast ausschließlich Si- oder SiGe-Technologien verwendet werden, was diese Entscheidung bekräftigt.

---

\* Vor allem zur Bildung der Basen von Bipolartransistoren mit Heteroübergang HBT (engl.: Heterojunction Bipolar Transistor).

† Gemeint ist hier der Si-Prozeß und nicht die Logik-Familie.

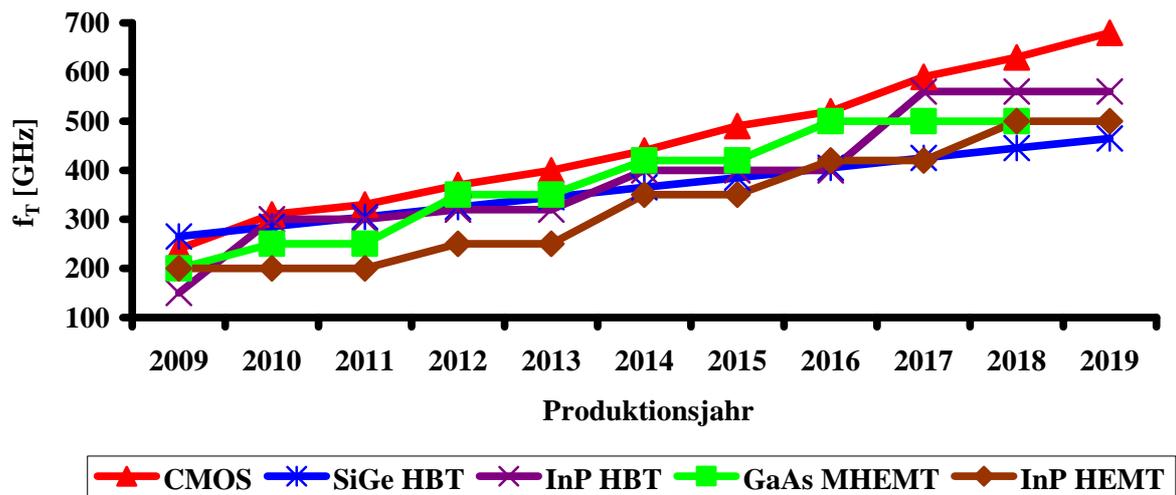


Abbildung 2.5: Prognose der Entwicklung der Transitfrequenzen  $f_T$  verschiedener Halbleiterbauelemente [18]

## 2.4.2 CMOS, RF-CMOS, BiCMOS

Halbleiterprozesse unterscheiden sich, neben dem zugrundeliegenden Material, noch im Umfang der von ihnen bereitgestellten Bauelemente [5], [6], [7].

### CMOS

Gewöhnliche CMOS-Prozesse beinhalten Standard-MOS-FETs, eine Option für extra dicke Gate-Oxidschichten, Widerstände und MOS-Kondensatoren.

### RF-CMOS

RF-CMOS-Prozesse beinhalten gewöhnlich, neben den CMOS-Komponenten, noch MIM-Kondensatoren (siehe Kapitel 4.4.1), MOS-Varaktoren (siehe Kapitel 4.2.2) und Spulen mit hoher Güte, die aus den obersten (und extra dick gestalteten) Metallagen gebildet werden können (siehe Kapitel 4.1). Ferner bieten sie eine Option, MOS-FETs in Tripel-Wannen [9] unterzubringen und so besser gegeneinander zu isolieren und den Body-Effekt (siehe Kapitel 4.2.6) zu eliminieren.

RF-CMOS-Prozesse sind oft modifizierte Standard-Digital-Prozesse. Die Dotierung des Substrats wird dahingehend geändert, daß es einen höheren Widerstand aufweist und somit Verluste der passiven Bauelemente sowie das Übersprechen reduziert. Dies erhöht zwar das Risiko eines auftretenden Latch-Ups, was aber aufgrund der geringen Dichte von Logik-Elementen kein Problem darstellt.

Ein weiterer Unterschied ist, daß die beinhaltenen Simulationsmodelle darauf ausgelegt sind, bei hohen Frequenzen noch sehr genau zu sein. Daher rührt auch der Name RF-CMOS.

Der höhere Produktionsaufwand gegenüber CMOS führt zu höheren Kosten.

## BiCMOS

Zusätzlich zu den Komponenten der RF-CMOS-Prozesse beinhalten BiCMOS-Prozesse noch Bipolartransistoren, bzw. im Falle von SiGe als Basismaterial HBTs, und Kapazitätsdioden (siehe Kapitel 4.2.1).

Der nochmals höhere Produktionsaufwand führt zu einer weiteren Erhöhung der Kosten.

## Fazit

BiCMOS kombiniert die Vorteile von digitalen CMOS-Prozessen und ihrem geringen Leistungsverbrauch und von HBTs mit ihren Hochleistungseigenschaften. Für das Thema dieser Arbeit bedeutet das, daß die Entscheidung für einen SiGe-BiCMOS-Prozess die beste Wahl darstellt. Wird zusätzlich bedacht, daß ein Design, das in einer bestimmten BiCMOS-Generation entwickelt wurde, leicht auf eine neuere Generation umgesetzt werden kann, macht dies die Entscheidung darüber hinaus zukunftsicher.

### 2.4.3 IBM BiCMOS8HP

IBM bietet mit der BiCMOS8HP-Technologie einen *130 nm* SiGe-BiCMOS-Prozeß der fünften Generation an, der speziell für RADAR- und Millimeterwellenanwendungen zugeschnitten ist. Die beinhalteten Simulationsmodelle sind dementsprechend vertrauenswürdig. Seine Kernmerkmale und wichtigsten Bestandteile sind:

- „High Performance“ npn-HBTs mit einer Transitfrequenz von *200 GHz* und einer Durchbruchspannung von *1,77 V*;
- „High Breakdown“ npn-HBTs mit einer Transitfrequenz von *57 GHz* und einer Durchbruchspannung von *3,55 V*;
- Minimale Emitterfläche: *120 nm · 520 nm*;
- Extra tiefe Grabenisolation DTI (engl.: deep trench isolation);
- Bis zu sieben Metallagen;
- MIM-Kondensatoren mit einer Flächenladungsdichte von *1,0 fF/μm<sup>2</sup>*;
- MOS-FETs mit dünnen und dicken Oxidschichten;
- Triple-Wannen;
- I-MOS-Varaktoren (siehe Kapitel 4.2.2);
- Hyperabrupte Kapazitätsdioden (siehe Kapitel 4.2.1);
- Poly-Widerstände mit hohem Flächenwiderstand;

- n+-Subkolektorwiderstände;
- TaN-BEOL-Widerstände;
- Elektronisch programmierbare Sicherungen;
- BEOL-Metall: Aluminium;
- Spiralspulen (siehe Kapitel 4.1);
- Spezielle Bauelemente für Millimeterwellenanwendungen (T-Verzweigungen, Abbiegungen, Stichleitungen etc.).

Eine Eigenschaft sei hier ausdrücklich erwähnt, da sie einer oben gemachten Folgerung widerspricht: Das p-Substrat wird in diesem Prozeß lediglich leicht dotiert, so daß das Substrat nur einen spezifischen Widerstand von weniger als  $20 \Omega\cdot cm$  aufweist. Auf diese Weise kann die parasitäre Kapazität zwischen dem (im Substrat untergebrachten) Subkolektor der HBTs und dem Substrat klein gehalten werden\*, was die Transitfrequenz erhöht. Das Problem des Übersprechens und der Verluste aufgrund des niedrigen Substratwiderstands wird durch die extra tiefe Grabenisolation gelindert.

## 2.5 Benutzte Programmversionen

Zur Durchführung der Simulationen wurde für diese Arbeit der „Cadence (R) Virtuoso (R) Spectre (R) Circuit Simulator“ in der „Version 7.0.1.303.isr22 -- 12 Jun 2009“ verwendet, der unter der Oberfläche von „Virtuoso(R) Front to Back Design Environment“ in der „Version IC6.1.3.500.15“ gelaufen ist. Die darin eingebettete BiCMOS8HP-Bibliothek lag in der „Version: V1.1.2.0HP“ vor. Die Simulationsparameter wurden [22] entnommen.

## 2.6 PVT-Variationen

Mit „PVT-Variationen“ werden drei Effekte zusammengefaßt:

1. Prozeßvariationen: Beim Herstellungsprozeß eines Mikrochips kommt es bei den Strukturen unwillkürlich zu Abweichungen gegenüber der idealen Form aufgrund verschiedener Ursachen wie etwa Diffusion.
2. Spannungsvariationen: Spannungsquellen können nie eine exakt vorgegebene Spannung liefern. Es kommt immer zu Abweichungen und Schwankungen.
3. Temperaturvariationen: Temperaturänderungen verursachen verschiedenartige Effekte in Schaltkreisen und Mikrochips.

---

\* Dies kann verstanden werden nach lesen des Kapitels 4.2.1.

## 3 Spannungsgesteuerte Oszillatoren (VCOs)

Das Thema dieser Arbeit ist die Entwicklung eines Oszillators zur Erzeugung von Sinussignalen. Dieser Oszillator soll, durch variieren einer angelegten Spannung, von 57 bis 66 GHz abstimbar und dabei möglichst Phasenrauscharm sein. Darüber hinaus soll er weitgehend temperaturunabhängig arbeiten und einen geringen Leistungsverbrauch aufweisen.

In diesem Kapitel sollen die Grundlagen solcher VCOs vermittelt werden sowieso die wichtigsten Gleichungen zu deren Berechnung.

### 3.1 LC-Schwingkreis

Die einfachste Möglichkeit in integrierten Schaltungen Sinussignale zu erzeugen ist die Nutzung eines LC-Parallelschwingkreises. Die Resonanzfrequenz  $\omega_0$  einer solchen Parallelschaltung aus einer Spule mit der Induktivität  $L$  und einem Kondensator mit der Kapazität  $C$  kann berechnet werden mit der Gleichung:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}. \quad (3.1)$$

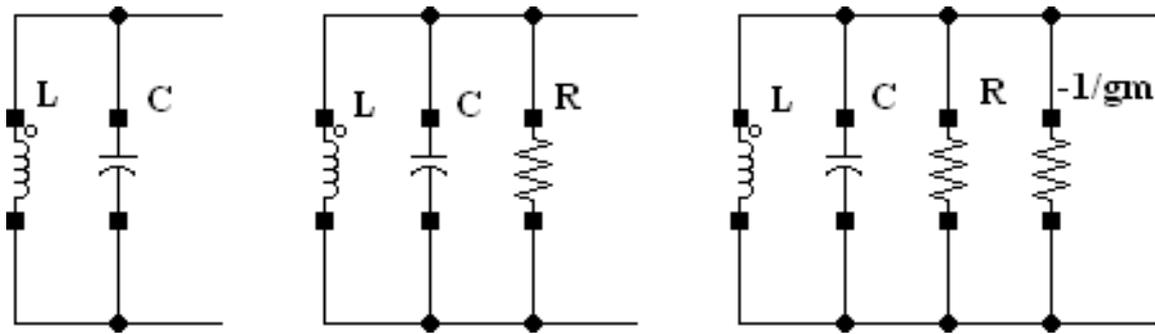
In einem idealen LC-Schwingkreis oszilliert die in ihm gespeicherte Energie verlustfrei zwischen der Spule und dem Kondensator hin und her (Abbildung 3. links). Da allerdings kein reales Bauteil ideal ist entstehen Verluste, die durch einen zusätzlich parallelgeschalteten Widerstand  $R_{peq}$  repräsentiert werden können (Abbildung 3. Mitte) [10]. In Kapitel 3.7 wird eine Methode zur Berechnung dieses Widerstands hergeleitet.

Um eine stabile Oszillation zu erhalten ist es notwendig diese Verluste auszugleichen, also kontinuierlich Energie zuzuführen. Dies kann durch einen Verstärker geschehen, der als ein „negativer Widerstand“ betrachtet werden kann und so dimensioniert sein muß, daß er sich zusammen mit  $R_{peq}$  zu Null addiert (Abbildung 3. rechts). Bei Verstärkern entspricht der negative Widerstand deren Transkonduktanz. Dieser Kleinsignalparameter gibt das Verhältnis des Ausgangsstroms zur Eingangsspannung an [9]:

$$g_m = \frac{i_{out}}{u_{in}}. \quad (3.2)$$

Dementsprechend muß gelten:

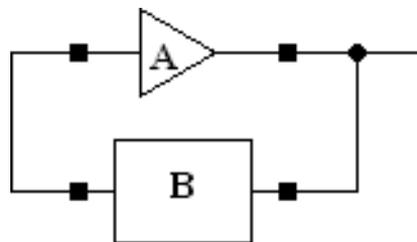
$$R_{peq} = -\frac{1}{g_m}. \quad (3.3)$$



**Abbildung 3.1:** a) Idealer  $LC$ -Parallelschwingkreis. b) Verlustbehafteter  $LC$ -Parallelschwingkreis. c) Verlustbehafteter  $LC$ -Parallelschwingkreis mit einem als „negativer Widerstand“ wirkenden Verstärker.

## 3.2 Stabilitätskriterium von Barkhausen

Das in Kapitel 3.1 beschriebene System kann verstanden werden als ein rückgekoppelter Verstärker, in dessen Rückkopplungspfad sich ein  $LC$ -Parallelschwingkreis befindet (siehe Abbildung 3.2) [10]. Der Verstärker verstärkt das Signal an dessen Eingang um den Faktor  $A$  und gibt es mit einer Phasenverschiebung  $\alpha$  an dessen Ausgang aus. Der Schwingkreis dämpft das Signal an dessen Eingang, der mit dem Ausgang des Verstärkers verbunden ist, auf den Faktor  $B$  und gibt es mit einer Phasenverschiebung  $\beta$  an dessen Ausgang, der mit dem Eingang des Verstärkers verbunden ist, aus.



**Abbildung 3.2:** Rückgekoppeltes, schwingendes System.

Das Stabilitätskriterium von Barkhausen beinhaltet zwei Bedingungen die erfüllt sein müssen, damit ein solches System stabil schwingt:

$$|A \cdot B| = 1, \quad (3.4)$$

$$\alpha + \beta = 2\pi \cdot n \quad (3.5)$$

mit

$$n \in \mathbb{N}. \quad (3.6)$$

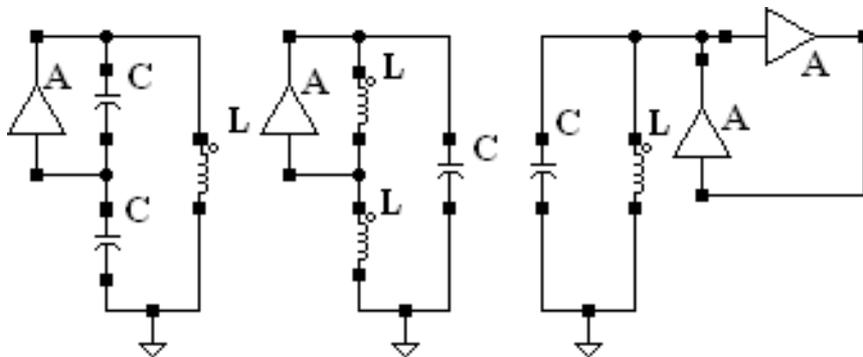
Die Gesamtverstärkung muß also  $1$  sein. Wäre sie kleiner, würde die Schwingung ausklingen. Wäre sie größer, würde ihre Amplitude kontinuierlich zunehmen. Ferner muß die Summe der beiden Pha-

senverschiebungen ein ganzzahliges Vielfaches von  $2\pi$  ergeben. Ergibt sie das nicht, kann der Verstärker nicht seine volle Wirkung erzielen oder bei einer zu großen Abweichung sogar dämpfend wirken. Kleine Abweichungen können ausgeglichen werden, indem die Gesamtverstärkung größer als 1 ist gewählt wird.

Es ist zu beachten, daß in realen Schaltungen sowohl die Verstärkungen als auch die Phasenverschiebungen keine konstanten Werte sind, sondern von Faktoren abhängen wie der Frequenz, der Temperatur, der Versorgungsspannung etc. Aus diesem Grund sollte, um unter allen Umständen ein Abklingen zu vermeiden, eine Gesamtverstärkung implementiert werden die größer als 1 ist. Wie oben bereits angemerkt folgt in den meisten Fällen daraus, daß die Amplitude zunimmt. In realen Schaltungen wird diese Zunahme allerdings begrenzt durch einen limitierten Stromfluß, die Spannungsversorgung oder durch Nichtlinearitäten in den Bauteilen, so daß sich dennoch eine stabile Amplitude einstellt.

### 3.3 Praktische Umsetzung

Abbildung 3.3 zeigt schematisch die drei gebräuchlichsten Möglichkeiten einen LC-Parallelschwingkreis als Rückkopplungspfad so mit einem Verstärker zu verbinden, daß dieser wie ein negativer Widerstand wirkt [10].



**Abbildung 3.3:** a) Colpitts-Oszillator. b) Hartley-Oszillator. c)  $-g_m$ -Oszillator.

Möglichkeit a) ist bekannt als Colpitts-Oszillator. Darin werden, anstatt eines einzelnen, zwei in Reihe geschaltete Kondensatoren verwendet und dem einen der Verstärker parallelgeschaltet.

b) zeigt einen sogenannten Hartley-Oszillator, in dem zwei Spulen in Reihe und der einen der Verstärker parallelgeschaltet ist. Diese Methode wird in integrierten Schaltungen nur selten verwendet. Der Grund dafür wird in Kapitel 4.1 und aus Gleichung (3.35) ersichtlich werden. Ein weiterer Grund ist, daß integrierte Spulen meist eine geringere Güte (siehe Kapitel 3.7) aufweisen als Kondensatoren (siehe Kapitel 4.1 und 4.2).

Die in c) gezeigte Möglichkeit wird schlicht  $-g_m$ -Oszillator genannt. Darin werden zwei Verstärker verwendet die eine positive Rückkopplung bilden. Dies bedeutet, daß der eine Verstärker das Aus-

### 3 Spannungsgesteuerte Oszillatoren (VCOs)

gangssignal des anderen Verstärkers verstärkt an dessen Eingang zurückgibt. Da aktive Bauteile wie Verstärker Rauschquellen darstellen ist es vorzuziehen, diese möglichst einfach zu halten. Abbildung 3.4 zeigt eine Topologie, in der zwei Transistoren als Verstärker dienen. Diese bilden einen sogenannten Source-Folger [9].

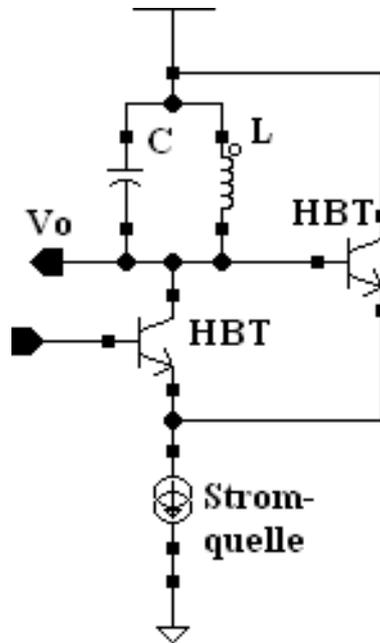


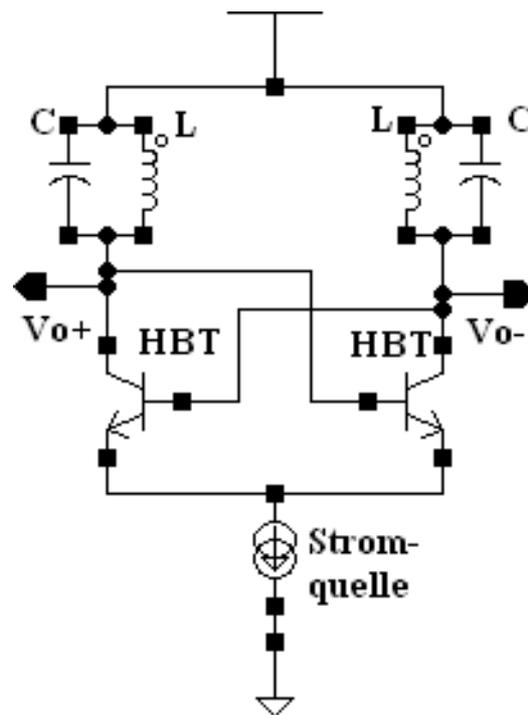
Abbildung 3.4:  $-g_m$ -Oszillator mit einer Source-Folger-Schaltung als negativer Widerstand.

## 3.4 Differentielle Bauweise

Bei einem Oszillator wie in Abbildung 3.4 bezieht sich das Ausgangssignal  $V_o$  (engl.: output signal) auf ein festes Referenzpotential, gewöhnlich auf das Massepotential. Ist bei einer solchen Schaltung beispielsweise die Versorgungsspannung nicht konstant, wirkt sich das auf das Ausgangssignal in der Art aus, daß dessen DC-Spannung parallel dazu ebenfalls nicht konstant ist.

Bei einer differentiellen Bauweise wie in Abbildung 3.5 entspricht das Ausgangssignal der Potentialdifferenz zweier Ausgänge ( $V_{diff} = V_{o+} - V_{o-}$ ). Bei einer (leichten) Änderung der Versorgungsspannung ändern sich zwar die DC-Potentiale der beiden Ausgänge, da diese sich im Idealfall allerdings parallel ändern, bleibt deren Differenz konstant [9]. Dies wird Gleichtaktunterdrückung genannt.

Im Layout einer differentiellen Schaltung sollten die sich entsprechenden Bauteile der beiden Zweige nahe beieinander und in derselben Orientierung untergebracht werden. Auf diese Weise wirken sich Prozeßvariationen und auch Temperaturunterschiede (siehe Kapitel 2.6) auf beide Zweige näherungsweise gleich aus. Diese bewirken dann lediglich Gleichtaktaussteuerungen die bei dieser Bauweise, wie oben erwähnt, unterdrückt werden.



**Abbildung 3.5:** Einfacher kreuzgekoppelter Oszillator.

Die in Abbildung 3.5 gezeigte Topologie kann verstanden werden als zwei  $-g_m$ -Oszillatoren, die quasi Rücken an Rücken angeordnet sind, aber eine gemeinsame Stromquelle besitzen. Die Ausgänge dieser kreuzgekoppelte-LC-Schwingkreis-Topologie (kurz: kreuzgekoppelter Oszillator) genannten Anordnung oszillieren gegenphasig. Daraus folgt, daß sich die beiden Oszillationen der Emitterpotentiale im Idealfall zu einem konstanten Potential addieren. In realen Schaltungen bleibt jedoch eine Oszillation zurück, die aufgrund der Addition mit einer kleinen Amplitude und einer Frequenz schwingt, die der doppelten Frequenz der Ausgangssignale entspricht.

Der Strom der Stromquelle fließt abwechselnd mal durch den linken, mal durch den rechten Zweig. Dabei muß die Stromstärke konstant sein. Wäre sie das nicht, würden über die einzelnen Elemente der Zweige unterschiedlich große Spannungen abfallen und die DC-Potentiale würden sich nicht parallel verschieben. Die Konstantstromquelle ist daher verantwortlich für die Gleichtaktunterdrückung. Ferner wären die Verstärkungen der Transistoren dann nicht mehr identisch, so daß sich für die beiden Ausgänge unterschiedliche Amplituden ergeben würden. Auf weitere Folgen einer inkonstanten Stromstärke wird in Kapitel 4.6.1 eingegangen. Da die Konstantstromquelle, bildlich gesprochen, wie ein „Schwanz“ (engl.: tail) an der Schaltung hängt, wird das an ihr anliegende Potential gewöhnlich  $V_{tail}$  genannt.

Colpitts-Oszillatoren können ebenfalls in einer differentiellen Bauweise realisiert werden. Diese Topologie ist sehr gebräuchlich, da sie wenig Phasenrauschen erzeugt. Jedoch weist diese einen Leistungsverbrauch auf der ein vielfaches höher ist als der der kreuzgekoppelten Topologie. Der in Kapitel 5.4

gegebene Vergleich macht dies deutlich. Aus diesem Grund ist diese Topologie für den in Kapitel 1 geplanten Einsatz ungeeignet, da dafür viele Tausend Transceiver benötigt werden.

## 3.5 Abstimmbarkeit

Um die Oszillationsfrequenz eines VCOs im nachhinein ändern zu können, werden laut Gleichung (3.1) regelbare Induktivitäten (sogenannte Variometer) oder Kapazitäten benötigt. In den Anfangszeiten der Elektrotechnik wurden für diesen Zweck Drehkondensatoren verwendet. In vereinfachten Schaltbildern ist es heute noch gebräuchlich deren Schaltzeichen zu verwenden, obwohl es mittlerweile mehrere Methoden gibt regelbare Kapazitäten zu realisieren und jede davon ihr eigenes Schaltzeichen besitzt.

Variometer sind in integrierten Schaltungen nicht möglich. Kondensatoren, deren Kapazität sich durch variieren einer angelegten Spannung regeln läßt, werden Varaktoren genannt (siehe Kapitel 4.2). Abbildung 3.6 zeigt einen kreuzgekoppelten Oszillator mit solchen Varaktoren anstelle der bisherigen Kondensatoren. Aus Gleichung (3.1) folgt, daß die Kapazität dieser Varaktoren, gegenüber der minimalen Kapazität, um 34 % steigerbar sein muß, um die Frequenz von 57 bis 66 GHz abstimmen zu können.

Es ist dabei zu beachten, daß neben den Varaktoren noch parasitäre Kapazitäten zum Schwingkreis beitragen, vor allem die der Transistoren. Aus diesem Grund ist eine Regelbarkeit von mehr als 34 % erforderlich.

Die relative Frequenzabstimmbreite *FTR* (engl.: frequency tuning range) wird berechnet nach folgender Gleichung:

$$FTR = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{2 \cdot (f_{\max} + f_{\min})} . \quad (3.7)$$

Sie beträgt demnach für den VCO der in dieser Arbeit entwickelt werden soll etwa 14,6 %.

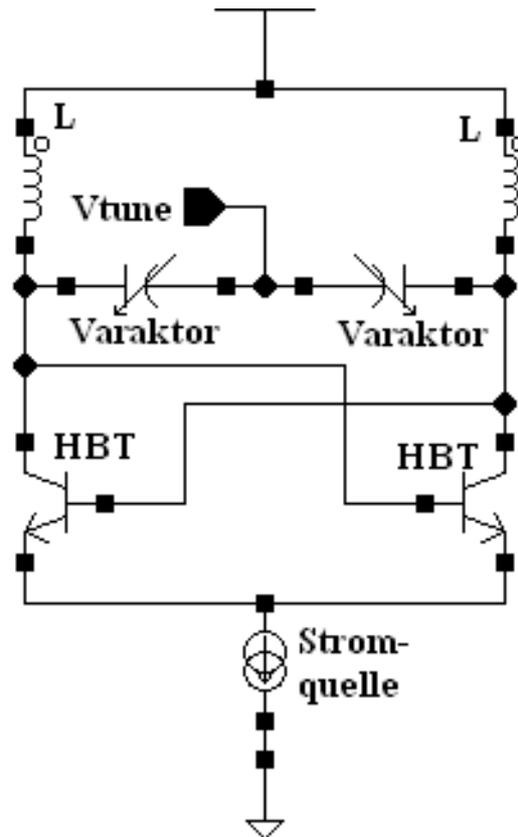
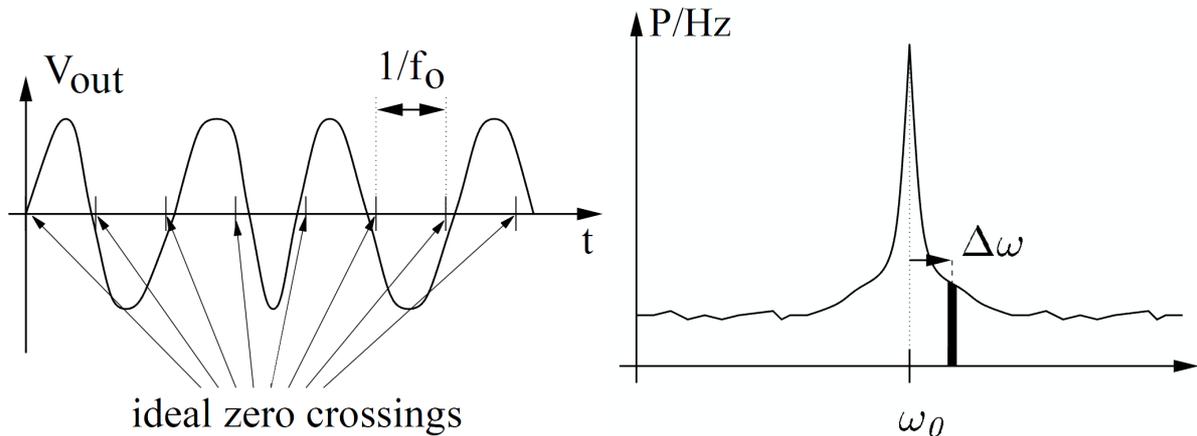


Abbildung 3.6: Abstimmbarer kreuzgekoppelter Oszillator.

## 3.6 Phasenrauschen

Das Rauschverhalten eines Mischers ist stark abhängig vom Rauschen des an ihm anliegenden Lokaloszillators. Aus diesem Grund sollte dieser so wenig Rauschen wie möglich produzieren. Rauschen kann unterteilt werden in Amplitudenrauschen und Phasenrauschen. Während ersteres eine zufällige Fluktuation der Amplitude darstellt, ist letzteres eine zufällige Fluktuation der Phase. Zur Verdeutlichung zeigt Abbildung 3.7 auf der linken Seite ein gegen die Zeit aufgetragenes oszillierendes Signal, dessen Phasenrauschen sich dadurch äußert, daß die Abstände zwischen den Nulldurchgängen nicht konstant sind. Dieses Phänomen wird „Jitter“ genannt.

Das Ausgangsspektrum eines idealen Oszillators besteht aus einer einzigen Frequenz. Das Ausgangsspektrum eines realen Oszillators dagegen, hat eine Form wie in Abbildung 3.7 auf der rechten Seite gezeigt. Die spektrale Leistungsdichte hat bei  $\omega_0$  ihr Maximum und fällt daneben rasch ab, bis sie einen näherungsweise konstanten Wert erreicht. Die Ursache für Jitter ist also, daß die Frequenz des Ausgangssignals nicht absolut konstant ist. Phasenrauschen in einer Frequenzdarstellung entspricht demnach Jitter in einer Zeitdarstellung.



**Abbildung 3.7:** Jitter in einer Zeitdarstellung (links) entspricht Phasenrauschen in einer Frequenzdarstellung (rechts) [15].

Zur quantitativen Angabe des Phasenrauschens eines Oszillators ist folgende Definition gebräuchlich (siehe dazu auch Abbildung 3.7 rechts) [15]:

$$L(\Delta\omega) = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{\text{Phasenrauschleistung in einer Bandbreite von 1 Hz bei } \omega_0 + \Delta\omega}{\text{Gesamtleistung des Ausgangssignals}} \right). \quad (3.8)$$

$L(\Delta\omega)$  gibt also die Phasenrauschleistung, bezogen auf die Gesamtleistung des Ausgangssignals (auch Trägersignal (engl.: carrier signal) genannt), in einer Bandbreite von  $1 \text{ Hz}$  bei einem Frequenzversatz von  $\Delta\omega$  über der Trägerfrequenz  $\omega_0$  an. Die Einheit ist  $dBc/Hz$ .

Abbildung 3.8 zeigt schematisch einen typischen Verlauf des Phasenrauschens als Funktion des Frequenzversatzes neben der Trägerfrequenz. Mit Hilfe der Leeson-Formel läßt sich dieser Verlauf beschreiben:

$$L(\Delta\omega) = 10 \cdot \log_{10} \left\{ \frac{2 \cdot F \cdot k_B \cdot T}{P_{out, single}} \cdot \left[ 1 + \left( \frac{\omega_0}{2 \cdot Q_{tot} \cdot \Delta\omega} \right)^2 \right] \cdot \left( 1 + \frac{\Delta\omega_{1/f^3}}{|\Delta\omega|} \right) \right\}. \quad (3.9)$$

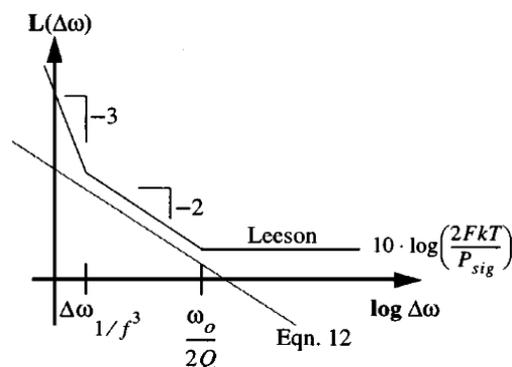
Eine detaillierte Erläuterung dieser Formel ist beispielsweise in [19] zu finden. Auf die entscheidenden Bestandteile soll hier dennoch kurz eingegangen werden.

Bei großen  $\Delta\omega$  ist das Leistungsdichtespektrum konstant, d. h. dort überwiegt das weiße, thermische Hintergrundrauschen. Dies wird in der Leeson-Formel beschrieben durch den ersten Bruch im Argument des Logarithmus.  $F$  ist darin ein empirisch zu bestimmender Faktor,  $k_B$  die Boltzmann-Konstante,  $T$  die absolute Temperatur und  $P_{out, single}$  die Ausgangsleistung eines einzelnen (engl.: single) Ausgangs.

Bei kleineren  $\Delta\omega$  wird der Filtereffekt deutlich den  $LC$ -Parallelschwingkreise besitzen (siehe dazu auch Kapitel 4.7) und der bewirkt, daß die Amplituden von Oszillationen, deren Frequenz  $f$  größer ist

als die Resonanzfrequenz, proportional zu  $1/f$  abnehmen. Da die Leistung einer Oszillation proportional zum Quadrat der Amplitude ist, erklärt dies die zum Quadrat von  $\Delta\omega$  proportionale Abnahme des Phasenrauschens. Laut Gleichung (4.30) folgt aus einer höheren Güte  $Q$  des Schwingkreises eine raschere Abnahme der Amplitude bei steigender Frequenz. In der Leeson-Formel wird dies durch den Term in der eckigen Klammer berücksichtigt.

Bei noch kleineren  $\Delta\omega$  beginnt das  $1/f$ -Rauschen (siehe dazu [10]) der aktiven Bauelemente deutlich beizutragen, wodurch sich, zusammen mit dem eben beschriebenen Effekt, ein  $1/f^3$ -Abfall des Phasenrauschens ergibt. Die letzte Klammer im Argument des Logarithmus trägt dem Rechnung. Das darin enthaltene  $\Delta\omega_{1/f^3}$  ein empirisch zu bestimmender Faktor, der die Grenze zwischen diesem und dem Bereich des  $1/f^2$ -Abfalls bestimmt. Um das Phasenrauschen zu minimieren, sollten also so wenig aktive Bauelemente wie möglich verwendet werden.



**Abbildung 3.8:** Schema eines typischen Verlaufs des Phasenrauschens als Funktion des Frequenzversatzes neben der Trägerfrequenz [15], [19].

Um das Phasenrauschen zu minimieren läßt sich aus Gleichung (3.9) also folgern, daß die Güte des Schwingkreises und auch die Ausgangsleistung des Oszillators möglichst hoch sein sollten. Ferner sollten nicht mehr aktive Bauelemente benutzt werden als unbedingt notwendig, und diese sollten noch dazu dahingehend optimiert werden, daß sie möglichst wenig  $1/f$ -Rauschen erzeugen.

Sind  $F$  und  $\Delta\omega_{1/f^3}$  bekannt, kann Gleichung (3.9) das Phasenrauschen eines Oszillators korrekt beschreiben. Dies ist während der Entwicklungsphase jedoch meist nicht der Fall, da in  $F$ , aufgrund einer fehlenden Berechnungsmethode, nichtlineare Frequenzumsetzungseffekte (wie z. B. die in Kapitel 4.3 und 4.6.1 beschriebenen) nicht berücksichtigt werden können, und auch weil Messungen ergaben, daß  $\Delta\omega_{1/f^3}$  nicht exakt der Eckfrequenz\* der aktiven Bauelemente entspricht [19]. In [19] wird eine Methode vorgestellt, diesen Mangel zu beheben.

\* Grenzfrequenz, bei der das  $1/f$ -Rauschen eines aktiven Bauelements in weißes Rauschen übergeht.

## 3.7 Güte

Quelle: [15].

Der Gütefaktor, kurz Güte  $Q$  (engl.: quality), ist ein Maß für die Dämpfung eines schwingfähigen Systems:

$$Q(t) = 2\pi \cdot \frac{\text{Gesamtenergie}_{\text{ der } \text{Schwingung}_{\text{ zur } \text{Zeit } \text{t}}}{\text{Energieverlust}_{\text{ pro } \text{Periode}_{\text{ zur } \text{Zeit } \text{t}}} = 2\pi \cdot \frac{E(t)}{\left| \left( \frac{dE}{dt} \right)_t \cdot T \right|}. \quad (3.10)$$

Er gibt also im Verhältnis zur verlorenen Energie an, in welchem Maß in einem solchen System Energie gespeichert werden kann. Der Kehrwert der Güte ist der Verlustfaktor  $d$  (engl.: dissipation factor). Bei schwach gedämpften Systemen wird daher von Systemen hoher Güte gesprochen. Ein Sonderfall hierbei ist der aperiodische Grenzfall, der einer Güte von 0,5 entspricht. Unterhalb dieses Wertes tritt keine Schwingung auf.

In der Elektrotechnik kann die Güte als Quotient aus pendelnder Blindleistung  $P_{\text{Blind}}^*$  und Wirkleistung  $P_{\text{Wirk}}^*$  berechnet werden:

$$Q = \frac{|P_{\text{Blind}}|}{|P_{\text{Wirk}}|}. \quad (3.11)$$

Für einen Parallelschwingkreis, bestehend aus einer Spule, einem Kondensator und einem Widerstand (der zusätzlich auftretende Verluste repräsentiert), siehe Abbildung 3.9, ergibt sich somit aus

$$|P_{\text{Blind}}| = \frac{U^2}{\omega \cdot L} = \omega \cdot C \cdot U^2 \quad (3.12)$$

und

$$P_{\text{Wirk}} = \frac{U^2}{R} \quad (3.13)$$

eine Güte von

$$Q = \frac{R}{\omega \cdot L} = R \cdot \omega \cdot C = R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{R}{Z_0}. \quad (3.14)$$

---

\* Da im Englischen das Formelzeichen für die Blindleistung (engl.: reactive power) ebenfalls  $Q$  ist, und das für die Wirkleistung (engl.: real power) lediglich  $P$ , werden um Verwechslungen zu vermeiden an dieser Stelle ausnahmsweise deutsche Indizes verwendet.

$\underline{U}$  steht darin für die anliegende komplexe Wechselfspannung.  $Z_0$  ist die charakteristische Impedanz einer verlustfreien Übertragungsleitung, deren Ersatzschaltbild aus einer mit einem Kondensator parallelgeschalteten Spule besteht:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (3.15)$$

Diese Beziehung kann mit Hilfe der Telegraphengleichung hergeleitet werden. Ihre Verwendung ist hier gerechtfertigt, da der Parallelschwingkreis als eine Parallelschaltung aus einer solchen Übertragungsleitung mit einem zusätzlichen Widerstand aufgefaßt werden kann.

Äquivalent zu Gleichung (3.11) kann die Güte aus der komplexen Impedanz,

$$Z = R + iX, \quad (3.16)$$

eines Systems berechnet werden:

$$Q = \frac{|X|}{|R|} = \frac{|\operatorname{Im}(Z)|}{|\operatorname{Re}(Z)|}. \quad (3.17)$$

$R$  ist dabei der Wirkwiderstand (oder einfach gesagt der ohmsche Widerstand) und  $X$  der Blindwiderstand (auch Reaktanz genannt) des Systems.

Wie alle realen Bauteile weisen auch reale Spulen und Kondensatoren Verluste auf. Diese entstehen aufgrund verschiedener Effekte wie etwa Wärmeentwicklung in Ohmschen Widerständen, Rückwirkungen des Magnetischen Felds (siehe Kapitel 4.1), Leckströme etc. Für Modellbetrachtungen können diese durch einen dem idealen Bauteil in Reihe (engl.: in series) geschalteten Ersatzwiderstand repräsentiert werden (siehe Abbildung 3.9). Damit folgt für die Impedanz einer Spule bzw. eines Kondensators:

$$Z_L = R_{SL} + i\omega \cdot L, \quad (3.18)$$

$$Z_C = R_{SC} + \frac{1}{i\omega \cdot C}. \quad (3.19)$$

Und daraus folgt wiederum für deren Güte:

$$Q_L = \frac{\omega \cdot L}{R_{SL}}, \quad (3.20)$$

$$Q_C = \frac{1}{\omega \cdot C \cdot R_{SC}}. \quad (3.21)$$

### 3 Spannungsgesteuerte Oszillatoren (VCOs)

Die Gleichung für  $Q_L$ , wie sie hier gegeben ist, besagt, daß die Güte einer Spule für höhere Induktivitäten ebenfalls höher ist und daß sie mit der Frequenz ansteigt. Vorausgreifend auf Kapitel 4.1 sei bereits hier erwähnt, daß aufgrund verschiedener Effekte dies jedoch nur eingeschränkt gilt.

Mit diesen Vorüberlegungen ist es möglich, einen realen Parallelschwingkreis in ein Ersatzschaltbild zu transformieren, welches nur parallelgeschaltete Bauteile enthält (siehe Abbildung 3.9). Dazu wird zunächst eine Gleichung für die Gesamtimpedanz  $Z_{tot}$  aufgestellt:

$$\frac{1}{Z_{tot}} = \frac{1}{Z_R} + \frac{1}{Z_L} + \frac{1}{Z_C} = \frac{1}{R} + \frac{1}{R_{SL} + i\omega \cdot L} + \frac{1}{R_{SC} + \frac{1}{i\omega C}}. \quad (3.22)$$

Durch Erweitern der letzten beiden Brüche mit dem komplex Konjugierten ihres Nenners wird dies zu:

$$\frac{1}{Z_{tot}} = \frac{1}{R} + \frac{R_{SL} - i\omega \cdot L}{R_{SL}^2 + \omega^2 \cdot L^2} + \frac{R_{SC} - \frac{1}{i\omega C}}{R_{SC}^2 + \frac{1}{\omega^2 \cdot C^2}} \quad (3.23)$$

$$= \frac{1}{R} + \frac{R_{SL}}{R_{SL}^2 + \omega^2 \cdot L^2} + \frac{-i\omega \cdot L}{R_{SL}^2 + \omega^2 \cdot L^2} + \frac{R_{SC}}{R_{SC}^2 + \frac{1}{\omega^2 \cdot C^2}} + \frac{-\frac{1}{i\omega C}}{R_{SC}^2 + \frac{1}{\omega^2 \cdot C^2}} \quad (3.24)$$

$$= \frac{1}{R} + \frac{1}{R_{SL} \cdot \left(1 + \frac{\omega^2 \cdot L^2}{R_{SL}^2}\right)} + \frac{1}{i\omega \cdot L \cdot \left(\frac{R_{SL}^2}{\omega^2 \cdot L^2} + 1\right)} + \frac{1}{R_{SC} \cdot \left(1 + \frac{1}{\omega^2 \cdot C^2 \cdot R_{SC}^2}\right)} + \frac{i\omega \cdot C}{\omega^2 \cdot C^2 \cdot R_{SC}^2 + 1} \quad (3.25)$$

$$= \frac{1}{R} + \frac{1}{R_{SL} \cdot (1 + Q_L^2)} + \frac{1}{i\omega \cdot L \cdot \left(\frac{1}{Q_L^2} + 1\right)} + \frac{1}{R_{SC} \cdot (1 + Q_C^2)} + \frac{1}{\frac{1}{i\omega C} \cdot \left(\frac{1}{Q_C^2} + 1\right)}. \quad (3.26)$$

Die fünf Terme repräsentieren fünf parallelgeschaltete Bauteile. Aus dem zweiten und dem vierten Term lassen sich neue Ersatzwiderstände ablesen:

$$R_{PL} = R_{SL} \cdot (1 + Q_L^2), \quad (3.27)$$

$$R_{PC} = R_{SC} \cdot (1 + Q_C^2). \quad (3.28)$$

Ferner lassen sich eine effektive Induktivität, die größer als die Ursprüngliche ist, und eine effektive Kapazität, die kleiner als die Ursprüngliche ist, ablesen:

$$L_{eff} = L \cdot \left(\frac{1}{Q_L^2} + 1\right), \quad (3.29)$$

$$C_{eff} = \frac{C}{\frac{1}{Q_C^2} + 1}. \quad (3.30)$$

Damit erhält Gleichung (3.26) die Form:

$$\frac{1}{Z_{\text{tot}}} = \frac{1}{R} + \frac{1}{R_{\text{PL}}} + \frac{1}{i\omega \cdot L_{\text{eff}}} + \frac{1}{R_{\text{PC}}} + \frac{1}{\frac{1}{i\omega C_{\text{eff}}}}. \quad (3.31)$$

Mit den Gleichungen (3.29) und (3.30) wird Gleichung (3.1) zu:

$$\omega = \omega_0 \cdot \sqrt{\frac{\frac{1}{Q_C^2} + 1}{\frac{1}{Q_L^2} + 1}}. \quad (3.32)$$

Sind  $Q_L$  und  $Q_C$  hinreichend groß (oder von ähnlicher Größe) kann diese Abweichung der Oszillationsfrequenz von  $\omega_0$  jedoch vernachlässigt werden.

Die Parallelschaltung aus den Ersatzwiderständen und dem ursprünglichen Widerstand läßt sich zusammenfassen und durch einen äquivalenten (engl.: equivalent) Widerstand ausdrücken:

$$R_{\text{Peq}} = \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{R_{\text{PL}}} + \frac{1}{R_{\text{PC}}}}. \quad (3.33)$$

Gleichung (3.14) wird damit zu:

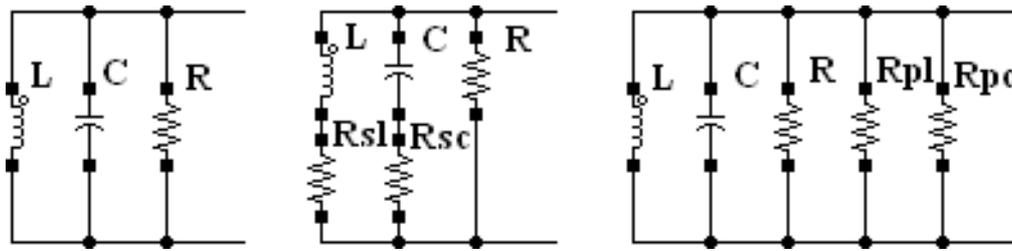
$$Q_{\text{tot}} = \frac{R_{\text{Peq}}}{Z_0}. \quad (3.34)$$

Wird nun darin Gleichung (3.33) und dort wiederum die Gleichungen (3.27) und (3.28) eingesetzt, folgt nach wenigen Umformungen:

$$\frac{1}{Q_{\text{tot}}} = \frac{Z_0}{R} + \frac{1}{\frac{1}{Q_L} + Q_L} + \frac{1}{\frac{1}{Q_C} + Q_C} \approx \frac{Z_0}{R} + \frac{1}{Q_L} + \frac{1}{Q_C}. \quad (3.35)$$

Im letzten Schritt wurde angenommen, daß  $Q_L$  und  $Q_C$  hinreichend groß sind. Aus dieser Gleichung wird deutlich, daß die Gesamtgüte des Schwingkreises hauptsächlich von der Komponente mit der niedrigsten Güte bestimmt wird.

Um  $Q_{\text{tot}}$  zu maximieren sollten also die Spule und auch der Kondensators bzw. der Varaktor so gestaltet werden, daß ihre Güte maximal ist. Dabei ist jedoch zu beachten, daß aufgrund des  $Z_0$ s in Gleichung (3.35) kleine Induktivitäten und große Kapazitäten vorzuziehen sind.



**Abbildung 3.9:** Idealer LCR-Schwingkreis (links), LCR-Schwingkreis mit Ersatzserienwiderständen (Mitte), äquivalenter LCR-Schwingkreis mit Ersatzparallelwiderständen.

## 3.8 Negativer Widerstand

Ein Parallelschwingkreis wie er im letzten Unterkapitel beschrieben wurde, wäre aufgrund der durch  $R_{peq}$  verursachten Verluste gedämpft und würde Abklingen. Um die Verluste auszugleichen und die Oszillation aufrecht zu erhalten muß kontinuierlich Energie zugeführt werden. Diese Aufgabe kann, wie in Kapitel 3.1 beschrieben, ein Verstärker übernehmen, der dem Schwingkreis parallel geschaltet wird. Da dieser quasi den Widerstand  $R_{peq}$  kompensiert, wird anschaulich von einem „negativen Widerstand“ oder einer negativen Transkonduktanz gesprochen. Der minimal nötige Wert beträgt somit:

$$g_{m,\min} = \operatorname{Re} \left[ \frac{1}{Z_{\text{tot}}} \right] = \frac{1}{R_{\text{peq}}} = \frac{1}{Q_{\text{tot}} \cdot Z_0}. \quad (3.36)$$

Um sicherzustellen, daß unter allen Bedingungen eine Oszillation angeregt wird, sollte allerdings ein höherer Wert gewählt werden:

$$g_m = -\alpha \cdot g_{m,\min}. \quad (3.37)$$

Typisch sind dabei Werte für  $\alpha$  in Höhe von 1,5 bis 3.

## 4 Die Komponenten des VCOs

### 4.1 Spulen

Spulen für integrierte Schaltkreise werden gewöhnlich als Spiralen aufgebaut. In modernen BiCMOS-Technologien haben diese meist eine oktagonale Form (siehe Abbildung 4. links) und werden aus dem Metall der obersten Metallagen gebildet, da diese Lagen in der Regel besonders dick sind und aus einem leitfähigeren Material bestehen als tiefere Lagen. Dies sorgt für einen geringeren Widerstand und somit für eine höhere Güte.

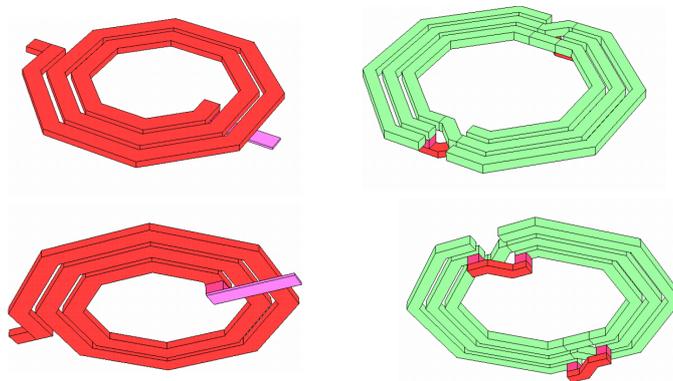


Abbildung 4.1: Einfache Spiralspule (links) und symmetrische Spiralspule (rechts) [28].

### Berechnung der Induktivität

Zur Berechnung der Induktivität solcher Spulen gibt es unterschiedliche Ansätze. Eine verbreitete Methode benutzt folgende Gleichungen [13]:

$$L = \frac{\mu_0 \cdot n^2 \cdot d_{\text{avg}} \cdot c_1}{2} \cdot \left( \ln \left( \frac{c_2}{\rho} \right) + c_3 \cdot \rho + c_4 \cdot \rho^2 \right), \quad (4.1)$$

$$\rho = \frac{d_{\text{out}} - d_{\text{in}}}{d_{\text{out}} + d_{\text{in}}}, \quad (4.2)$$

$$d_{\text{avg}} = \frac{d_{\text{out}} + d_{\text{in}}}{2}. \quad (4.3)$$

Darin ist  $\mu_0$  die Vakuumpermeabilität,  $n$  die Windungszahl,  $d_{\text{out}}$  der äußere Durchmesser der Spirale,  $d_{\text{in}}$  der innere Durchmesser,  $d_{\text{avg}}$  der mittlere Durchmesser und  $\rho$  der Füllgrad.  $c_1$  bis  $c_4$  sind Layoutabhängige Koeffizienten.

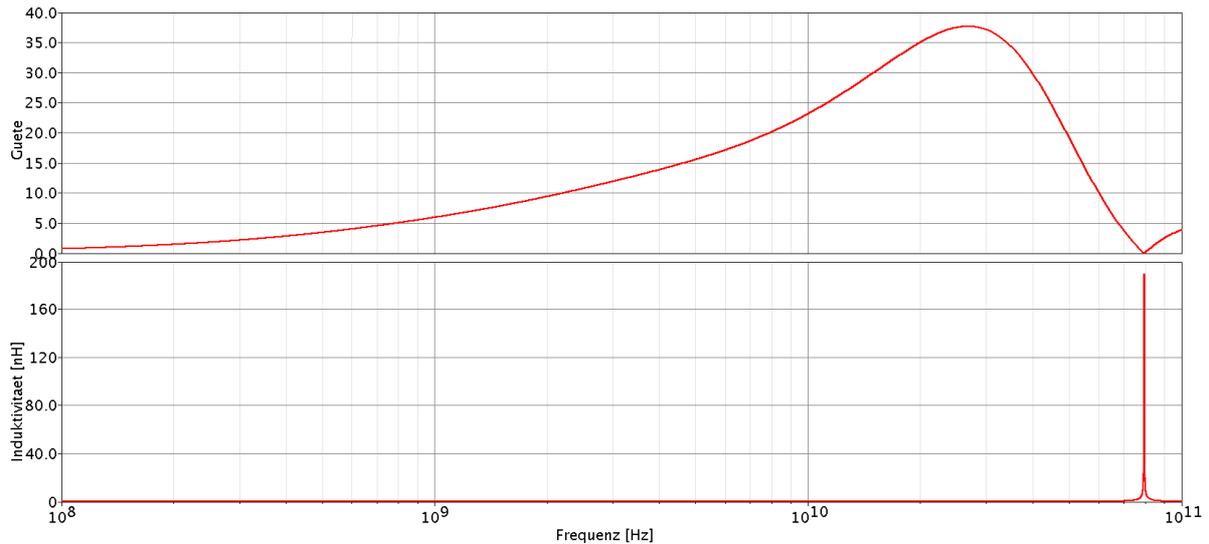
## Verlusteffekte

Aus Gleichung (3.35) wurde in Kapitel 3.7 gefolgert, daß eine kleinere Induktivität zu einer höheren Schwingkreisgüte führt, wobei dies jedoch nicht, oder nur in eingeschränktem Maße, zulasten der Spulengüte gehen sollte. Abbildung 4.2 zeigt die Güte und die Induktivität einer Spiralspule die so dimensioniert ist, daß ihre Induktivität minimal ist. Es ist zu sehen, daß die Güte zunächst mit der Frequenz ansteigt, wie es nach Gleichung (3.20) zu erwarten ist.

Bei steigender Frequenz beginnen jedoch Effekte zu wirken, die die Güte reduzieren [29]. Der bekannte Skin-Effekt ist einer davon. Er bewirkt, daß der Widerstand eines Leiters mit der Frequenz steigt und die Induktivität sinkt. Ein weiterer Effekt bewirkt, daß aufgrund des magnetischen Feldes in der Mitte der Spirale der Stromfluß in den Windungen nicht gleichmäßig ist. In den inneren Windungen fließt der Strom tendenziell eher näher an den inneren Kanten, während er in den äußeren Windungen eher an den äußeren Kanten fließt. Da das magnetische Feld mit der Frequenz steigt, steigt auch dieser Effekt mit der Frequenz und verursacht einen Anstieg des effektiven Widerstands. Darüber hinaus sinkt die Induktivität, da der effektive Radius sinkt. In Abbildung 4.3 ist dies zu erkennen. Diese Effekte können in Gleichung (3.20) durch ein frequenzabhängiges  $R_{SL}$  berücksichtigt werden.

Die Güte hat demzufolge ein Maximum, das sich zu kleineren Frequenzen verschiebt und zudem erniedrigt wenn die Induktivität erhöht wird. Da dieser Hochpunkt, wie in Abbildung 4.2 zu sehen, bereits bei der kleinstmöglichen Induktivität der zur Verfügung stehenden Spulen unterhalb des Frequenzbandes liegt in dem die Spule betrieben werden soll, folgt hieraus ein zweites Argument dafür, die kleinstmögliche Induktivität zu verwenden.

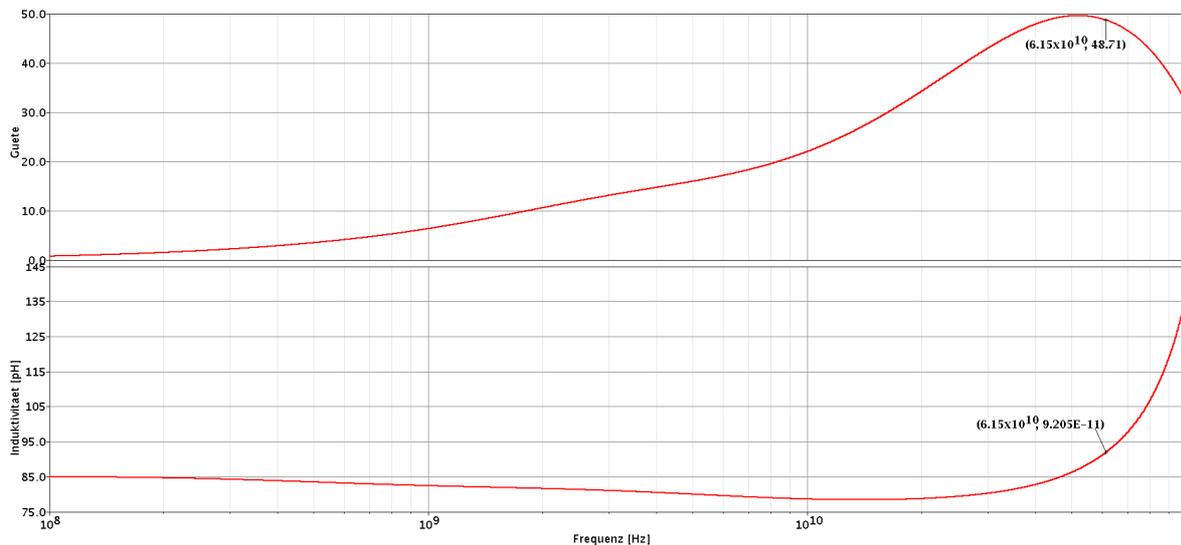
Die in Abbildung 4.2 zu sehende Spitze der Induktivität folgt aus der Eigenresonanz der Spule bei dieser Frequenz (siehe hierzu Gleichung (3.29)). Bei Annäherung an die Resonanz trägt diese ebenfalls zum sinken der Güte bei. Siehe dazu auch Kapitel 4.2.7.



**Abbildung 4.2:** Güte (oben) und Induktivität (unten) einer Spiralspule minimaler Induktivität.

## Symmetrische Spiralspulen

In Abbildung 4. rechts ist eine abgewandelte Spiralform zu sehen. Diese kann mittels eines dritten Anschlusses unterteilt werden, so daß sich zwei symmetrische Spiralen ergeben. Abbildung 4.3 zeigt die Güte und die Induktivität einer dieser beiden Spiralen. Gedacht ist diese Form für differentielle Schaltungen, da sich Prozeßvariationen (siehe Kapitel 2.6) auf die Hälften näherungsweise gleich auswirken.



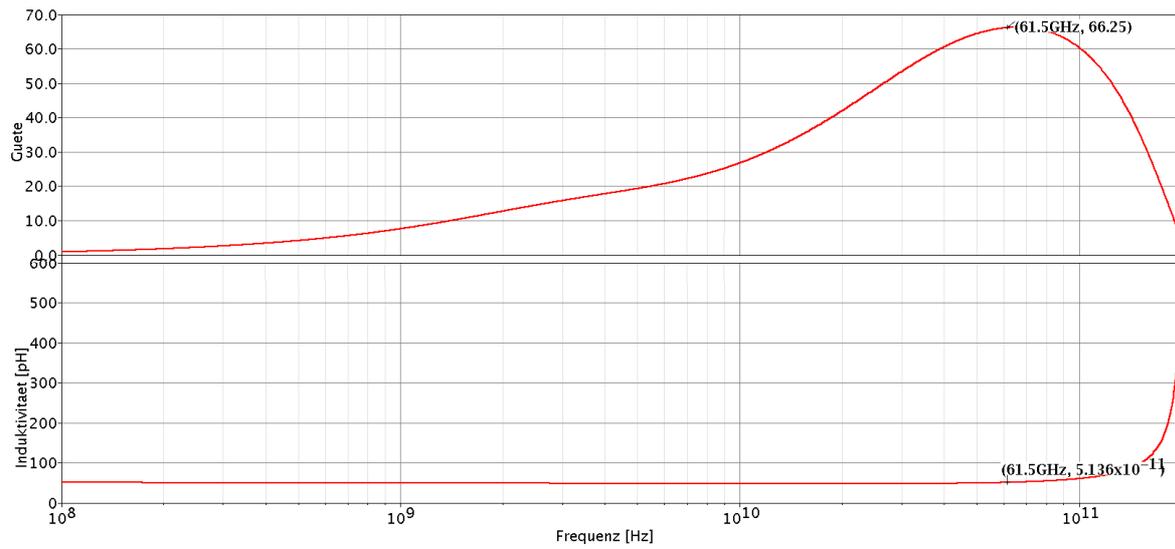
**Abbildung 4.3:** Güte (oben) und Induktivität (unten) einer Hälfte einer symmetrischen Spiralspule minimaler Induktivität.

Durch Verbinden der beiden ursprünglichen Anschlüsse lassen sich die Hälften parallel schalten, wodurch sich die Gesamtinduktivität erniedrigt. Die Güte und die Induktivität dieser Konfiguration ist in

## 4 Die Komponenten des VCOs

Abbildung 4.4 zeigt. Es ist zu erkennen, daß bei  $61,5\text{ GHz}$  die Güte um 36 % höher liegt als bei der differentiellen Anwendung. Darüber hinaus ist die Induktivität um circa 80 % niedriger. Aus diesen Gründen ist diese Anschlußweise für den VCO dieser Arbeit besser geeignet.

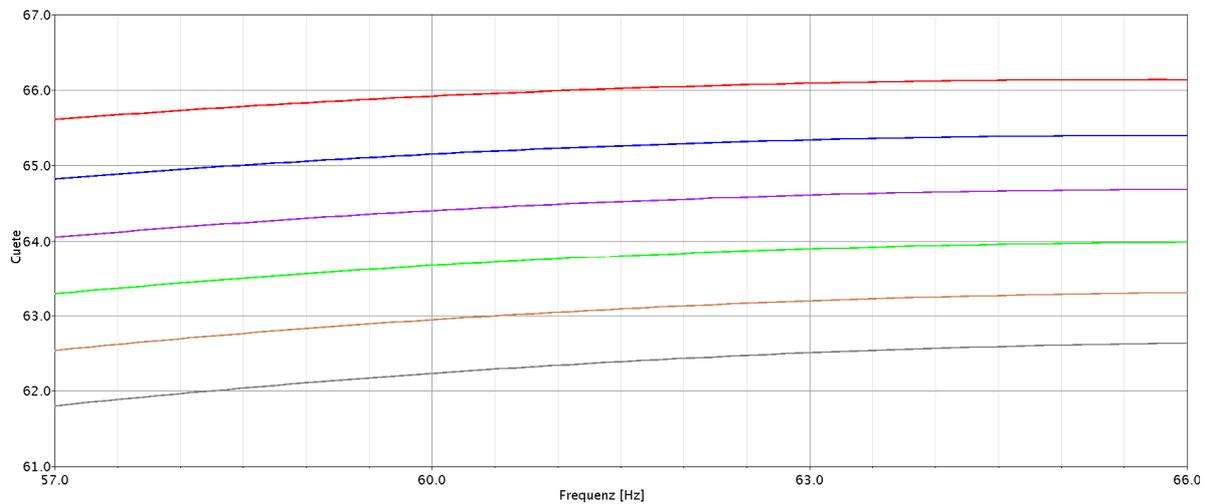
Allerdings dies den Nachteil, daß der Vorteil der Unempfindlichkeit gegen Prozeßvariationen verloren geht. Dieser Punkte sollte in einem späteren Entwicklungsschritt mittels Monte-Carlo-Simulationen genauer untersucht werden.



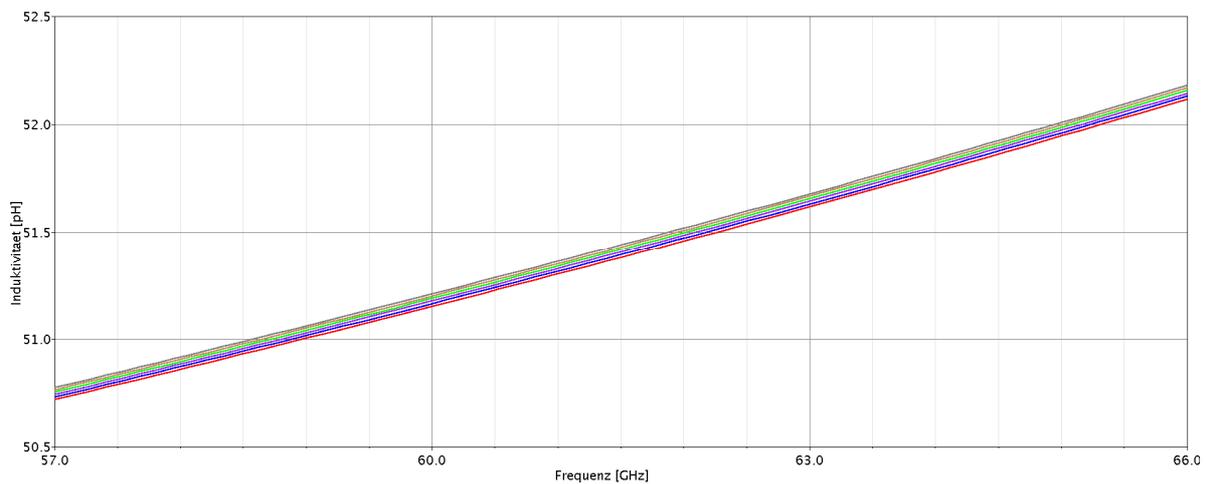
**Abbildung 4.4:** Güte (oben) und Induktivität (unten) einer symmetrischen Spiralspule minimaler Induktivität bei der beide Enden verbunden wurden.

## Temperaturabhängigkeit

Abbildung 4.5 zeigt die Abnahme der Güte bei steigender Temperatur einer auf die eben beschriebene Weise angeschlossenen symmetrischen Spule. Diese ist hauptsächlich auf die abnehmende Leitfähigkeit des Metalls zurückzuführen. Die Induktivität bleibt bei einem Temperaturanstieg nahezu unverändert (siehe Abbildung 4.6).



**Abbildung 4.5:** Güte der verwendeten Spule im Frequenzbereich von 57 bis 66 GHz für verschiedene Temperaturen (rot: 30° C; blau: 40° C; lila: 50° C; grün: 60° C; braun: 70° C; grau: 80° C).



**Abbildung 4.6:** Induktivität der verwendeten Spule im Frequenzbereich von 57 bis 66 GHz für verschiedene Temperaturen (rot: 30° C; blau: 40° C; lila: 50° C; grün: 60° C; braun: 70° C; grau: 80° C).

## 4.2 Varaktoren\*

Varaktoren sind Halbleiter-Bauelemente, deren Kapazität sich durch Ändern einer angelegten Spannung  $V_{tune}$  abstimmen (engl.: to tune) läßt. Strenggenommen werden lediglich Kapazitätsdioden als Varaktoren bezeichnet. Es hat sich aber eingebürgert auch andere Arten spannungsgesteuerter Kapazitäten unter diesem Begriff zusammenzufassen, so auch die MOS-Varaktoren. Die wichtigsten Kenn-

---

\* Sofern nicht ausdrücklich anders angegeben, ist in diesem Kapitel bei MOS-FETs und dergleichen immer der n-Typ gemeint. Simulationen wurden, sofern nicht ausdrücklich anders angegeben, bei einer Frequenz von 61,5 GHz durchgeführt. Die DC-Werte der angelegten Spannungen betragen 1,5 V. Der Bulk-Anschluß lag auf Massepotential, außer in Kapitel 4.2.8. Dort lag er auf 1,5 V.

größen von Varaktoren sind die Breite ihres Abstimmereichs (angegeben als Verhältnis der maximalen zur minimalen Kapazität,  $C_{max} / C_{min}$ ), ihre Güte und ihre Linearität.

### 4.2.1 Kapazitätsdioden

Eine Kapazitätsdiode ist ein in Sperrichtung betriebener pn-Übergang, dessen Kapazität vom Dotierungsprofil und von der Größe der Raumladungszone (auch Verarmungszone oder Sperrschicht genannt) und diese wiederum von der Höhe der angelegten Sperrspannung abhängen. Der genaue Zusammenhang zwischen der Größe der Raumladungszone und der Sperrspannung hängt abermals vom Dotierungsprofil ab. Die Kapazität sinkt mit steigender Sperrspannung. Dies wird aus folgender Gleichung ersichtlich ist [30]:

$$C(V) = W \cdot L \cdot \frac{C_0}{(1 - V_{tune}/V_D)^\gamma} \quad (4.4)$$

$W$  steht für die Breite (engl.: width) und  $L$  für die Länge (engl.: length) der Querschnittsfläche der Diode.  $C_0$  ist die Kapazität pro Fläche bei einer angelegten Spannung von  $0 V$ ,  $V_D$  die von der Dotierung abhängige Diffusionsspannung und  $\gamma$  ein Koeffizient, der das Dotierungsprofil beschreibt.  $V_{tune}$  ist die angelegte Spannung. Gelegentlich ist mit  $V$  an dieser Stelle die Sperrspannung gemeint, wobei in diesem Fall im Nenner ein Plus anstatt des Minus stehen muß. Randeffekte wurden in dieser Gleichung vernachlässigt.

Es kann zwischen drei Arten von Dotierungsprofilen unterschieden werden:

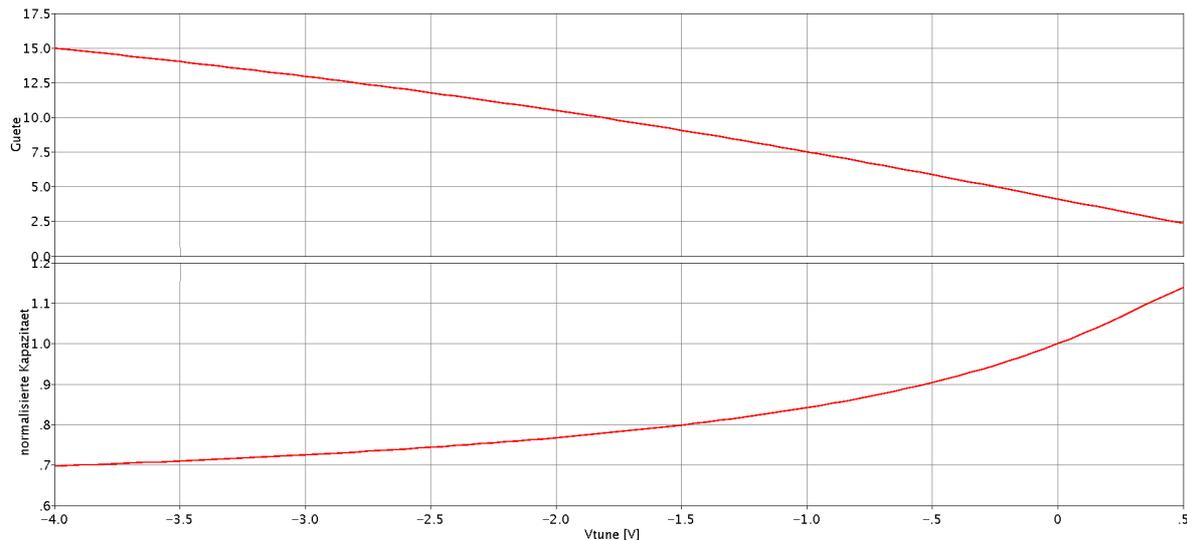
- Abrupt ( $\gamma = 1/2$ ): Sowohl in der p-, also auch in der n-Schicht ist die Dotierung konstant. Das Dotierungsprofil hat demnach am Übergang die Form einer Stufe (Schottky).
- Linear ( $\gamma = 1/3$ ): Die Dotierung hat einen linearen Verlauf und ist am Übergang Null (idealer pn-Übergang).
- Hyperabrupt (z. B.  $\gamma = 2$ ): Ausgehend von den Elektroden steigt die jeweilige Dotierung in Richtung des Übergangs an und hat demzufolge dort einen großen Sprung (asymmetrische Dotierung).

Hyperabrupte Varaktoren bieten den größten Kapazitätsabstimmereich und die beste Linearität. Sie sind daher für den geplanten Einsatz am besten geeignet. Da die Abstimmspannung aber bei allen Kapazitätsdioden auf Werte kleiner der Diffusionsspannung beschränkt ist (Sperrbetrieb), ergeben sich Einschränkungen in ihrer Anwendung.

Die Bibliothek der BiCMOS8HP-Technologie von IBM beinhaltet hyperabrupte Kapazitätsdioden als optionale Bauelemente. Ihre Verwendung erfordert allerdings zusätzliche Produktionsschritte (2 zusätzliche Masken) und führt daher zu zusätzlichen Kosten.

Abbildung 4.7 zeigt die simulierte und gegen die angelegte Spannung  $V$  aufgetragene Güte (oben) und die, auf den Wert bei  $V_{tune} = 0\text{ V}$  (also auf  $C_0$ ) normalisierte Kapazität (unten) einer Kapazitätsdiode minimaler Größe. Verglichen mit den in Kapitel 4.2.2 beschriebenen Varaktortypen, haben Kapazitätsdioden die niedrigste Güte. Dies kann zum Teil damit erklärt werden, daß selbst durch eine gesperrte Diode ein Leckstrom fließt, der einen Verlust darstellt, der die Güte dieser Bauteile reduziert.

Aus diesen Gründen wird in dieser Arbeit auf die Verwendung von Kapazitätsdioden verzichtet.



**Abbildung 4.7:** Gegen die angelegte Spannung  $V_{tune}$  aufgetragene Güte (oben) und die auf den Wert bei  $V_{tune} = 0\text{ V}$  (also auf  $C_0$ ) normalisierte Kapazität (unten) einer Kapazitätsdiode minimaler Größe.

## 4.2.2 MOS-Varaktoren

MOS-Varaktoren sind im Grunde MOS-FETs, bei denen Abfluß D (engl.: drain) und Quelle S (engl.: source) verbunden sind und zusammen die eine Elektrode bilden, und die Steuerelektrode G (engl.: gate) die Andere. Die Abstimmspannung ist die Spannung zwischen dem Gate und den verbundenen Drain und Source, also das  $V_{G-DS}$ . Bei steigendem  $V_{G-DS}$  werden Elektronen unter das Gate gezogen, bilden dort eine Inversionsschicht (der sogenannte Kanal (engl.: channel)) und die Kapazität steigt. Dieser Typ wird daher „inversion mode“-MOS-FET, kurz I-MOS genannt (siehe Abbildung 4.8 links). Eine Abwandlung davon ist der „accumulation mode“-MOS-FET, kurz A-MOS (siehe Abbildung 4.8 rechts). Im Prinzip sind das n-MOS-FETs die sich, anstatt in einem p-Substrat, in einer n-Wanne befinden. Auch hier werden bei steigendem  $V_{G-DS}$  Elektronen unter das Gate gezogen, bilden dort eine Anreicherungsschicht (engl.: accumulation layer) und die Kapazität steigt. A-MOSes haben im Vergleich zu I-MOSes weniger parasitäre Übergänge und Kapazitäten, weshalb sie eine höhere Güte aufweisen. Abbildung 4.9 zeigt die simulierte und gegen  $V_{G-DS}$  aufgetragene Güte (oben) und die, auf den Wert bei  $V_{G-DS} = 0\text{ V}$  normalisierte Kapazität (unten) eines I-MOSes (rot) minimaler Größe und eines

#### 4 Die Komponenten des VCOs

A-MOSes (blau) minimaler Größe. Entsprechend Gleichung (3.21) fällt die Güte des A-MOSes mit steigender Kapazität. Daß die Güte des I-MOSes tendenziell steigt, liegt an der Zunahme des Leitwerts bei steigendem  $V_{G-DS}$  (siehe unten). Im Bereich der Schwellenspannung  $V_T$  (zwischen etwa 500 und 750 mV) des I-MOSes steigt seine Kapazität, während sich der Kanal bildet, rasch an und seine Güte fällt gemäß Gleichung (3.21) ab. Für diese Simulation wurde die Abstimmspannung jeweils an Drain/Source gelegt und das oszillierende Potential an das Gate. Weshalb die umgekehrte Konfiguration zu anderen Ergebnissen führt, wird in Kapitel 4.2.5 erläutert.

Wird an einen A-MOS eine negative Abstimmspannung gelegt, werden unter dem Gate Elektronen weggedrängt. Unterschreitet  $V_{G-DS}$  einen bestimmten Wert, entsteht eine Inversionsschicht aus positiven Ladungsträgern, sogenannten Löchern. Die Zeit, bis sich ein Gleichgewicht in dieser Inversionsschicht eingestellt hat, kann in der Größenordnung von einigen Minuten liegen. Während dieser Zeit ist die Kapazität instabil, weshalb A-MOSes in oszillierenden Schaltungen nicht unterhalb dieser Grenze betrieben werden sollten. Dieser Effekt ist nur schwer berechenbar und wird von den Simulationsmodellen nicht berücksichtigt. Er ist daher in den folgenden Abbildungen nicht zu sehen, muß aber unbedingt berücksichtigt werden und schränkt die Verwendbarkeit der A-MOSes erheblich ein.

Die Extremwerte der Kapazität von I-MOSen betragen unter Vernachlässigung von Randeffekten [30]:

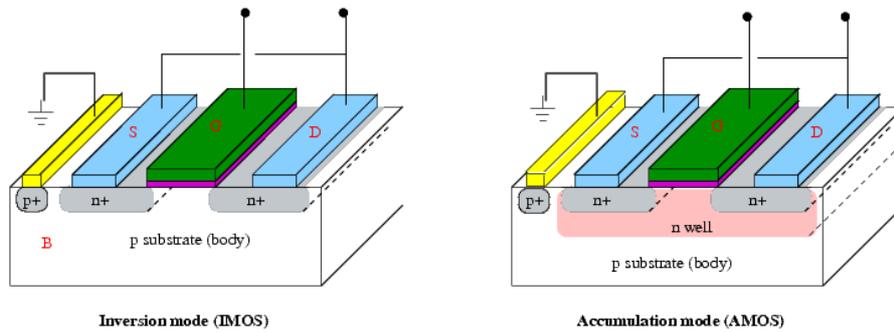
$$C_{\max} = W \cdot L \cdot C_{\text{OX}}, \quad (4.5)$$

$$C_{\min} = W \cdot L \cdot \frac{C_{\text{OX}} \cdot C_{\text{dep}}}{C_{\text{OX}} + C_{\text{dep}}} \quad (4.6)$$

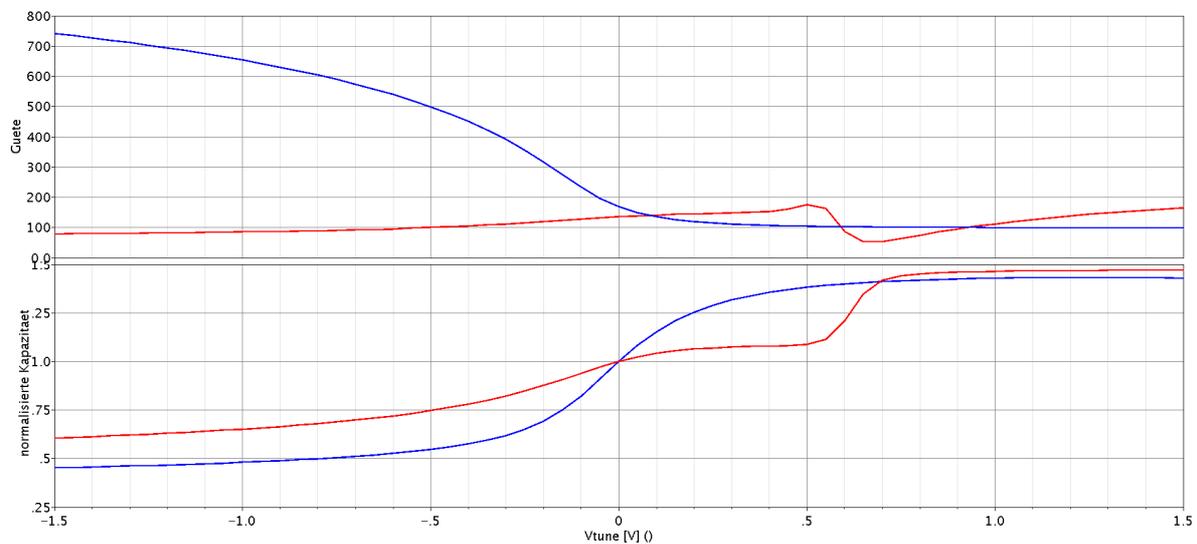
mit

$$C_{\text{OX}} = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_{\text{OX}}}{t_{\text{OX}}}. \quad (4.7)$$

Dabei ist  $W$  die Breite des Kanals (bzw. des Gates) und  $L$  seine Länge,  $C_{\text{OX}}$  die Oxidkapazität pro Fläche,  $\epsilon_0$  die absolute Dielektrizitätszahl von Vakuum,  $\epsilon_{\text{OX}}$  die relative Dielektrizitätszahl von Siliziumdioxid und  $t_{\text{OX}}$  die Dicke (engl.: thickness) der Oxidschicht.  $C_{\text{dep}}$  ist die Verarmungskapazität pro Fläche, die in einer Modellbetrachtung als mit  $C_{\text{OX}}$  in Reihe geschaltet betrachtet werden kann.



**Abbildung 4.8:** Schematische Darstellung eines „inversion mode“-MOS-FETs (links) und eines „accumulation mode“-MOS-FETs (rechts) [bmf.ece.queensu.ca/mediawiki/index.php].



**Abbildung 4.9:** Gegen  $V_{G-DS}$  aufgetragene Güte (oben) und auf den Wert bei  $V_{G-DS} = 0$  V normalisierte Kapazität (unten) eines I-MOSes (rot) und eines A-MOSes (blau). Jeweils in deren minimaler Größe. Die Abstimmspannung ist in beiden Fällen am Drain/Source-Anschluß und das oszillierende Potential am Gate angelegt.

### 4.2.3 Optimale Dimensionierung von MOS-Varaktoren

Um den Einfluß der Parameter der MOS-Varaktoren auf ihre Güte zu verstehen und eine Strategie für eine optimale Dimensionierung zu erhalten, soll im folgenden der Kanal- und der Gate-Widerstand, und der Widerstand der Source- bzw. Drain-Anschlüsse und der dazugehörigen Zuleitungen betrachtet werden. Die Minimierung dieser Widerstände führt zu einer Maximierung der Güte.

Bei I-MOSen ist für  $V_{G-DS} > V_T$ , also im Zustand der Inversion, der Kanalleitwert  $G_{ch}$  (Kehrwert des Kanalwiderstands) gegeben durch [21]:

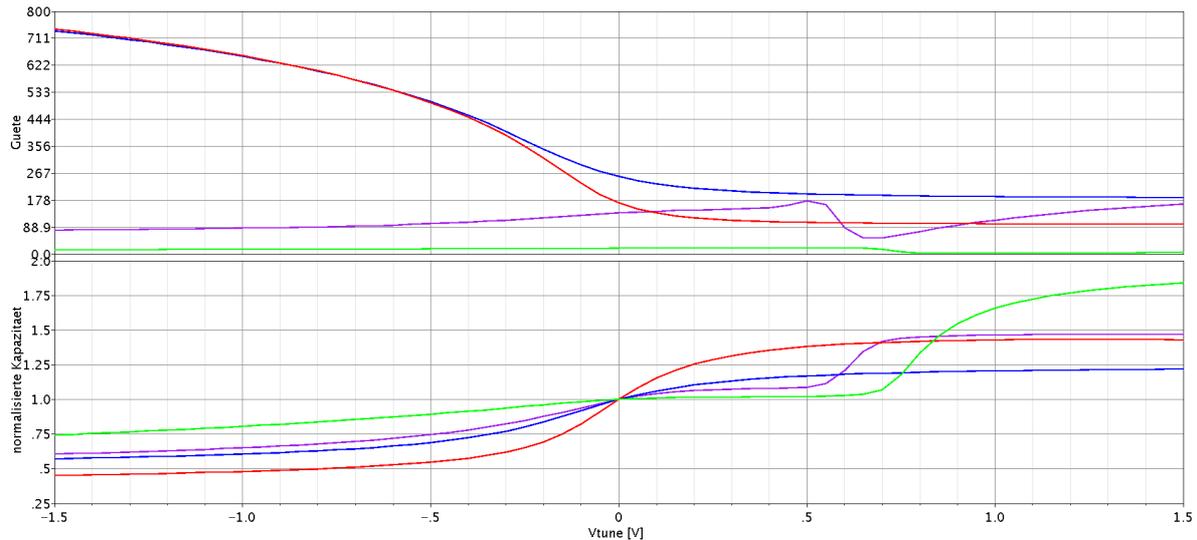
$$G_{\text{ch}} \propto \frac{W}{L} \cdot \mu \cdot C_{\text{OX}} \cdot (V_{G\text{-DS}} - V_T). \quad (4.8)$$

Dabei steht  $\mu$  für die Ladungsträgermobilität und  $V_T$  für die Schwellenspannung (engl.: threshold voltage). Damit ergibt sich bei Betrachtung nur dieses Widerstands und  $C_{\text{max}}$  (da  $V_{G\text{-DS}} > V_T$  vorausgesetzt wurde kann die Kapazität als näherungsweise  $C_{\text{max}}$  angenommen werden):

$$Q = \frac{G_{\text{ch}}}{\omega \cdot C_{\text{max}}} \propto \frac{\mu \cdot (V_{G\text{-DS}} - V_T)}{L^2}. \quad (4.9)$$

Dies bedeutet zum einen, daß die Güte unabhängig von der Kanalbreite ist und zum anderen, daß der Kanal möglichst kurz sein sollte. Ferner ist eine hohe Ladungsträgermobilität von Vorteil, weshalb bevorzugt n-MOS-Varaktoren verwendet werden sollten (siehe Tabelle 2.1).

Die Güte ist bei dieser Überlegung unabhängig von  $C_{\text{OX}}$ . Werden allerdings Randeffekte (wie etwa Überlappkapazitäten), die Funktionen von  $W$ ,  $L$  und  $N_f$  (siehe unten) sind, in die Überlegung mit einbezogen, ergibt sich eine  $C_{\text{OX}}$ -Abhängigkeit die zur Folge hat, daß die Güte bei dickeren Oxidschichten höher ist [9]. Für  $V_{G\text{-DS}} \leq V_T$  ist die Güte ebenfalls von  $C_{\text{OX}}$  abhängig, mit derselben Folge. Weiterhin ist zu beachten, daß eine dickere Oxidschicht auch ein höher liegendes  $V_T$  mit sich bringt (siehe Kapitel 4.2.6), was, wie in Kapitel 4.3.1 erläutert werden wird, von Vorteil ist. Abbildung 4.10 vergleicht, simuliert und gegen  $V_{G\text{-DS}}$  aufgetragen, A-MOSE mit dünner (rot) und mit dicker (blau) Oxidschicht, mit I-MOSen mit dünner (lila) und mit dicker (grün) Oxidschicht. Wie im oberen Teil zu sehen, weisen wie zu erwarten A-MOSE mit dicker Oxidschicht eine höhere Güte auf als die mit dünner Oxidschicht. Ferner steigt ihre Kapazität (Abbildung 4.10 unten) mit  $V_{G\text{-DS}}$  weniger stark an als die der Anderen. Sie sind also nur über einen kleineren Bereich abstimmbare. Die geringe Güte der I-MOSE mit dicker Oxidschicht rührt von dem Umstand her, daß ihre minimale Größe ( $W \cdot L$ ) im BiCMOS8HP Prozeß herstellungsbedingt 4,5mal so groß ist, wie die der Version mit dünner Oxidschicht. Auch hier ist der Anstieg der Kapazität mit der Abstimmspannung flacher als bei den Anderen. Zu erkennen ist außerdem ihre höher liegende Schwellenspannung im Vergleich zu den I-MOSen mit dünner Oxidschicht.



**Abbildung 4.10:** Gegen  $V_{G-DS}$  aufgetragene Güte (oben) und auf den Wert bei  $V_{G-DS} = 0$  V normalisierte Kapazität (unten) eines A-MOSes (rot), eines A-MOSes mit dicker Oxidschicht (blau), eines I-MOSes (lila) und eines I-MOSes mit dicker Oxidschicht (grün). Jeweils in deren minimaler Größe. Die Abstimmspannung ist in allen Fällen am Drain/Source-Anschluß und das oszillierende Potential am Gate angelegt.

In MOS-FET-Modellen ist dem Kanalwiderstand ein Wellenwiderstand  $R_{well}$  (engl.: well resistance) parallelgeschaltet, der den Widerstand der Wanne bzw. des Substrats beschreibt. Dieser existiert auch bei nicht vorhandenem Kanal (also auch für  $V_{G-DS} \leq V_T$ ) und kann für Multi-Finger-MOS-FETs bzw. -Varaktoren abgeschätzt werden mit Hilfe der Gleichung [21]:

$$R_{well} = \frac{R_{wellsq}}{12} \cdot \frac{L}{W_f \cdot N_f} \quad (4.10)$$

wobei

$$W_f \cdot N_f = W. \quad (4.11)$$

$R_{wellsq}$  steht darin für den Flächenwiderstand des Wellen- bzw. Substratmaterials,  $W_f$  für die Breite eines Fingers und  $N_f$  für die Anzahl paralleler Gate-Finger. Die Spannungsabhängigkeit des Widerstands wurde hier vernachlässigt. Dies stellt keine Einschränkung der Folgerungen dar, da sie keinen Einfluß auf die Abhängigkeit des Widerstands von der hier diskutierten Dimensionierung hat. Um den Anstieg der Güte von I-MOSen mit steigendem  $V_{G-DS}$  zu verstehen, ist es jedoch wichtig zu wissen, daß der Flächenwiderstand mit steigendem  $V_{G-DS}$  abnimmt. Dies liegt an der sich ändernden Konzentration von positiven bzw. negativen Ladungsträgern zwischen Source und Drain und ihrer unterschiedlichen Mobilität.

Sind die Gate-Finger an beiden Enden kontaktiert, läßt sich der Gesamt-Gate-Widerstand mit folgender Gleichung abschätzen [21]:

$$R_G = \frac{\frac{R_{cont}}{N_{cont}} + \frac{R_{Gsq}}{L} \left( W_{ext} + \frac{W_f}{6} \right)}{2N_f}. \quad (4.12)$$

$R_{cont}$  ist dabei der Kontaktwiderstand (engl.: contact resistance) und  $N_{cont}$  die Anzahl von Kontakten pro Finger.  $R_{Gsq}$  steht für den Widerstand des Gate-Polysiliziums pro Fläche und  $W_{ext}$  für die Gate-Finger-Ausdehnung über den aktiven Bereich hinaus. Bei nur einseitiger Kontaktierung fällt die 2 im Nenner weg und die 6 im Zähler wird zu einer 3. Kontakte an beiden Enden sind folglich vorzuziehen. Um  $R_G$  zu reduzieren sollte ein kleines  $W_f$  und eine hohe Anzahl von Fingern verwendet werden. Das Produkt aus  $W_f$  und  $N_f$  ergibt die totale Breite  $W$ , welche (korreliert mit  $L$ ) von der zu erzielenden Gesamtkapazität bestimmt wird. Diese Optimierung hat demnach keinen Einfluß auf den Wannenzwischenwiderstand. Eine Verlängerung des Kanals verringert zwar  $R_G$ , erhöht aber gleichzeitig den Kanal- und den Wannenzwischenwiderstand. Beim Betrieb unterhalb der Schwellenspannung, wo kein Kanal vorhanden ist, führt dies dennoch zu einer leichten Zunahme der Güte. Dieser leichte Vorteil wird allerdings von dem Einfluß der Kanallänge auf die Schwellenspannung (siehe unten) wettgemacht und ein kleines  $L$  ist weiterhin vorzuziehen.

Die Widerstände der Drain/Source-Anschlüsse und die der dazugehörigen Zuleitungen werden ebenfalls durch Erhöhung der Zahl der Finger reduziert. Eine weitere Reduzierung wird erreicht durch Benutzung möglichst vieler Kontakte und Vias\*. Ferner sollten für die Zuleitungen, falls möglich, mehrere Metallagen verwendet werden.

## 4.2.4 Anordnungsvarianten mehrerer Varaktoren

Multi-Finger-Varaktoren können interpretiert werden als mehrere ( $N_f$  Stück), in Reihe geschaltete Varaktoren mit jeweils nur einem Gate. Die Varaktoren können aber auch parallel angeordnet sein, wobei ein Finger dann über mehrere (über  $N_{rep}$ ) aktive Regionen verläuft. Durch Kombination beider Varianten kann eine Anordnung wie in Abbildung 4.11 gebildet werden. In den obigen Gleichungen ist dann  $N_f$  durch  $N_f N_{rep}$  zu ersetzen, wobei die Folgerungen aus den Gleichungen unverändert bleiben. Verlaufen die Zuleitungen zu den Gates und zu den Drain/Source-Anschlüssen in derselben Metallage, können diese nur einseitig verbunden werden (siehe Abbildung 4.11). Daraus folgen höhere Widerstände bei höheren  $N_f$  und damit eine niedrigere Güte der Varaktoren. Abbildung 4.12 stellt verschiedene Anordnungen von A-MOSen bei konstanter Gesamtzahl gegenüber. Wie in der Mitte zu sehen, bleibt der Imaginärteil der Impedanz in etwa konstant, was bedeutet, daß die Kapazität unverändert bleibt. Unten ist der Realteil der Impedanz gezeigt, der als eine Art Gesamtwiderstand interpretiert

---

\* Verbindungen zwischen den verschiedenen Metallagen des Halbleiterprozesses.

werden kann. Es ist zu erkennen, daß dieser bei einem kleiner werdenden  $N_{rep}/N_f$ -Verhältnis zunimmt, woraus eine Abnahme der Güte (oben) folgt. Höhere  $N_{rep}$  und dafür niedrigere  $N_f$  sind demnach vorzuziehen. Diese Folgerung ist unabhängig vom Typ der MOS-Varaktoren. Wird eine hohe Gesamtzahl benötigt, kann diese Optimierungsmöglichkeit jedoch, aufgrund von Platzierungsschwierigkeiten im Layout, eingeschränkt sein.

Von  $N_f$  und  $N_{rep}$  ist die Multiplizität  $m$  zu unterscheiden. Diese bedeutet, daß ein Bauteil mehrfach und mit den selben Parametern implementiert und auf die gleiche Weise angeschlossen ist, ohne daß irgend etwas geteilt oder gemeinsam genutzt wird.

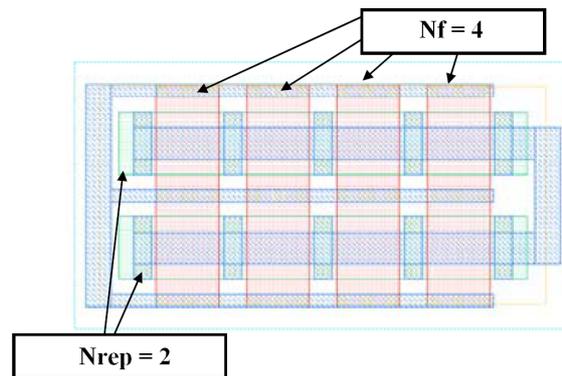


Abbildung 4.11: Anordnungsvariante mit  $N_f = 4$  und  $N_{rep} = 2$  [31].

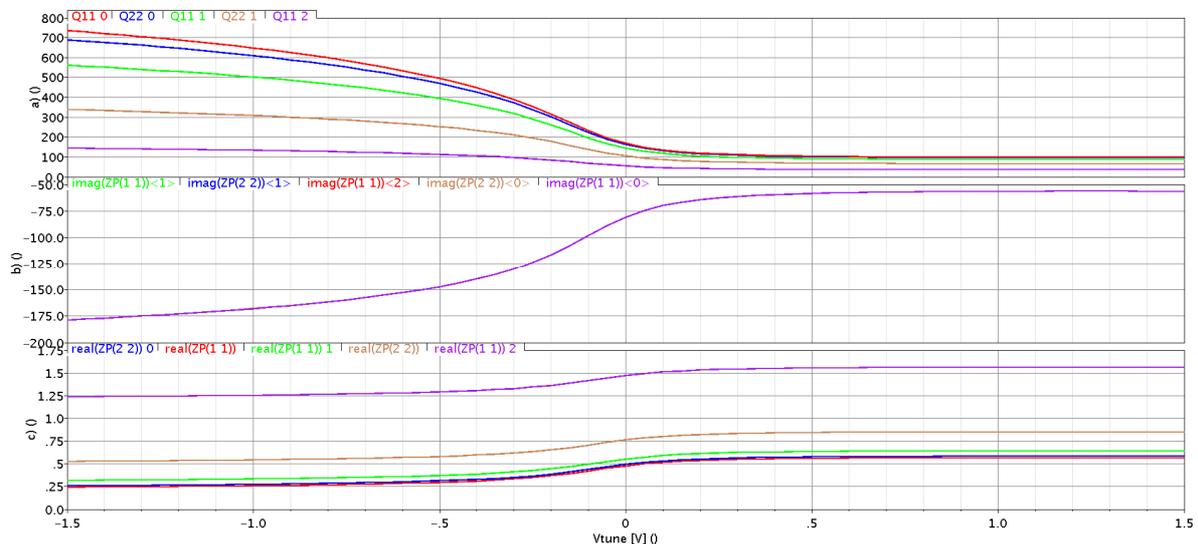


Abbildung 4.12: Güte (oben), Imaginär- (Mitte) und Realteil (unten) der Impedanz von 16 A-MOSen minimaler Größe, angeordnet nach  $(N_{rep}/N_f)$ : 16/1 (rot), 8/2 (blau), 4/4 (grün), 2/8 (braun), 1/16 (lila).

## 4.2.5 Einfluß der Anschlußrichtung

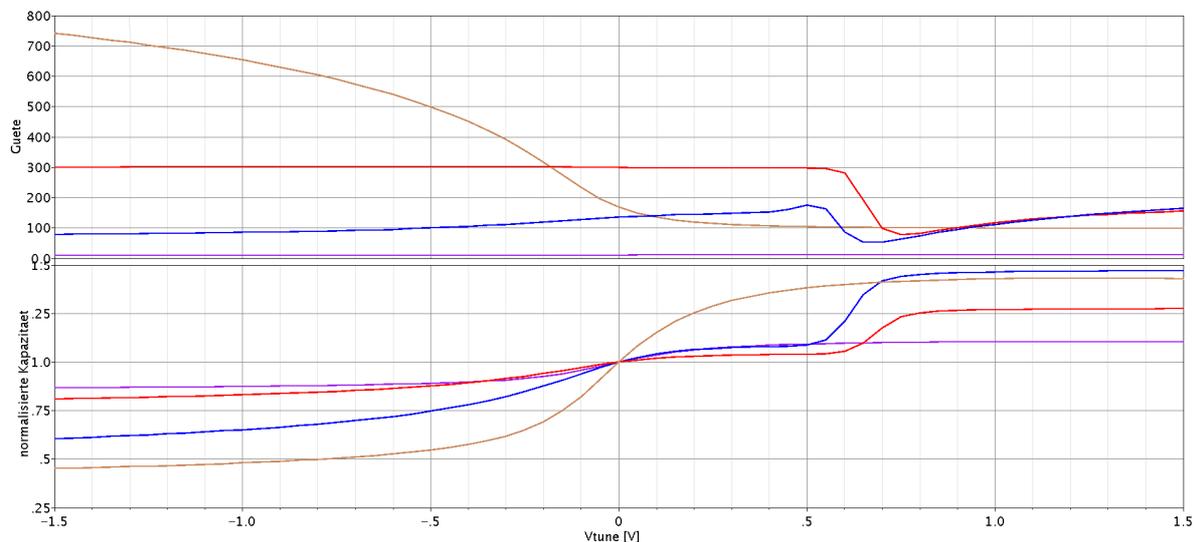
Bei A-MOSen befindet sich am Übergang der n-Wanne zum p-Substrat eine parasitäre pn-Diode die wie eine Kapazitätsdiode wirken kann. Dasselbe gilt bei Kapazitätsdioden für den Übergang des

## 4 Die Komponenten des VCOs

n-Subkollektors zum p-Substrat. Wird die (feste) Abstimmspannung  $V_{tune}$  an das Gate und das oszillierende Netz des VCOs (also  $V_{o+}$  bzw.  $V_{o-}$ ) an Drain/Source angeschlossen, wird diese pn-Diode angeregt und ihre Kapazität beginnt parallel zum eigentlichen Varaktor zu oszillieren. Dies reduziert zum einen den Abstimmbereich der Gesamtkapazität (siehe Abbildung 4.13 unten) und zum anderen geht ein erheblicher Teil der Energie im Substrat verloren, was ein Einbruch der Güte zur Folge hat (siehe Abbildung 4.13 oben). Die n-Region sollte daher mit einem AC-Massepotential (engl.: AC-ground) und das Gate mit der oszillierenden Spannung verbunden sein. Wegen dieses Effekts sind DS-angeregte A-MOSe für oszillierende Schaltungen unbrauchbar.

An dieser Stelle muß unterschieden werden zwischen der Abstimmspannung des VCOs ( $V_{tune}$ ) und der Abstimmspannung eines Varaktors ( $V_{G-DS}$ ).  $V_{G-DS}$  bezieht sich auf die Anschlüsse des Varaktors selbst und nicht auf die Netze, mit denen sie verbunden sind.  $V_{tune}$  dagegen bezieht sich auf diese Netze. Während die Kapazität mit steigendem  $V_{G-DS}$  immer ansteigt, wird bei einem umgekehrten Anschluß aus einem Anstieg der Kapazität mit steigendem  $V_{tune}$ , eine Abnahme (bzw. aus einer Abnahme ein Anstieg, je nach Definition).

In Abbildung 4.13 ist auch der Einfluß der Anschlußrichtung auf I-MOSe zu sehen. Werden sie an DS angeregt, haben sie unterhalb ihrer Schwellenspannung eine nahezu konstante und über der von G-angeregten I-MOSen liegende Güte. Allerdings steigt ihre relative Kapazität mit  $V_{G-DS}$  weniger stark an. Sie sind demnach nur über einen kleineren Bereich abstimmbare. Ferner ist zu erkennen, daß ihre Schwellenspannung höher liegt.



**Abbildung 4.13:** Gegen  $V_{G-DS}$  aufgetragene Güte (oben) und auf den Wert bei  $V_{G-DS} = 0$  V normalisierte Kapazität (unten) eines SD-angeregten (rot) und eines G-angeregten (blau) I-MOSes, und eines SD-angeregten (lila) und eines G-angeregten A-MOSes (braun). Jeweils in deren minimaler Größe.

## 4.2.6 Schwellenspannung

In Kapitel 4.3.1 wird erklärt werden, daß eine hohe Schwellenspannung  $V_T$  von Vorteil ist. Vorausgreifend auf Kapitel 4.6.4 sei daher bereits hier erwähnt, daß die Schwellenspannung von MOS-FETs mit großen Kanallängen erheblich unter der von MOS-FETs mit kurzen Kanälen liegt. Zusätzlich zu den Überlegungen oben, ist dies ein weiteres und entscheidendes Argument für kleine  $L$ . Ferner sei hier bereits erwähnt, daß größere Kanalbreiten zu höheren  $V_T$  führen (siehe Abbildung 4.14 unten). Dieser Vorteil steht, wie oben erklärt, einem Verlust an Güte (zu sehen in Abbildung 4.14 oben) gegenüber. Da der  $V_T$ -Gewinn, bei Erhöhung der Kanalbreite, bei SD-angeregten I-MOSen größer ist und sie außerdem eine höhere Güte aufweisen als G-angeregte I-MOSen – sich ein Verlust an Güte also weniger auswirken würde – ist bei ihnen diese Optimierung sinnvoller als bei Letzteren. Allerdings haben sie schon von vorneherein eine höhere Schwellenspannung als die G-angeregte Variante, weshalb in Kapitel 4.3.1 folgen wird, daß die maximale Abstimmspannung bereits von einem anderen Bauteil beschränkt ist. Dieser Effekt kann daher allenfalls zur Feinoptimierung dienen.

Der sogenannte Body-Effekt [9] tritt auf, wenn sich der Source-Anschluß (bzw. in diesem Fall der Drain/Source-Anschluß) nicht auf demselben Potential befindet wie das Substrat bzw. der Masseanschluß B (engl.: bulk connection). Er hat zur Folge, daß die Schwellenspannung nach oben verschoben wird, und zwar um so mehr, je größer die Source-Bulk-Spannung  $V_{SB}$  ist:

$$V_T = V_{T0} + \gamma \left( \sqrt{|2\phi_F| + V_{SB}} - \sqrt{|2\phi_F|} \right). \quad (4.13)$$

In dieser Gleichung ist  $V_{T0}$  die Schwellenspannung bei  $V_{SB} = 0$  V,  $\gamma$  ein Parameter, der den Body-Effekt beschreibt, und  $\phi_F$  ist das elektrostatische Potential des Substrats. Für  $\gamma$  gilt die Beziehung:

$$\gamma = \frac{t_{\text{OX}}}{\epsilon_{\text{OX}}} \cdot \sqrt{2 \cdot q \cdot \epsilon_{\text{Si}} \cdot N_A}. \quad (4.14)$$

$\epsilon_{\text{Si}}$  ist darin die relative Dielektrizitätszahl von Silizium und  $N_A$  die (Akzeptor-) Dotierungsstärke des Substrats. Aus diesem Zusammenhang folgt, daß der Body-Effekt bei dickeren Oxidschichten stärker ist. Dies ist eine Erklärung für die, in Abbildung 4.10 zu erkennende, höher liegende Schwellenspannung eines I-MOSes mit dicker Oxidschicht gegenüber der eines I-MOSes mit dünner Oxidschicht.

In Kapitel 4.6.4 wird ein Effekt erklärt werden, der begründet, daß der Body-Effekt in kurzkanaligen MOS-FETs stärker ist. Dies ist ein weiteres Argument dafür, für Varaktoren kleine  $L$  zu benutzen.

Zu beachten ist, daß, falls das oszillierende Potential an das Drain/Source der MOS-Varaktoren angelegt ist, aufgrund des Body-Effekts die Schwellenspannung ebenfalls oszilliert.

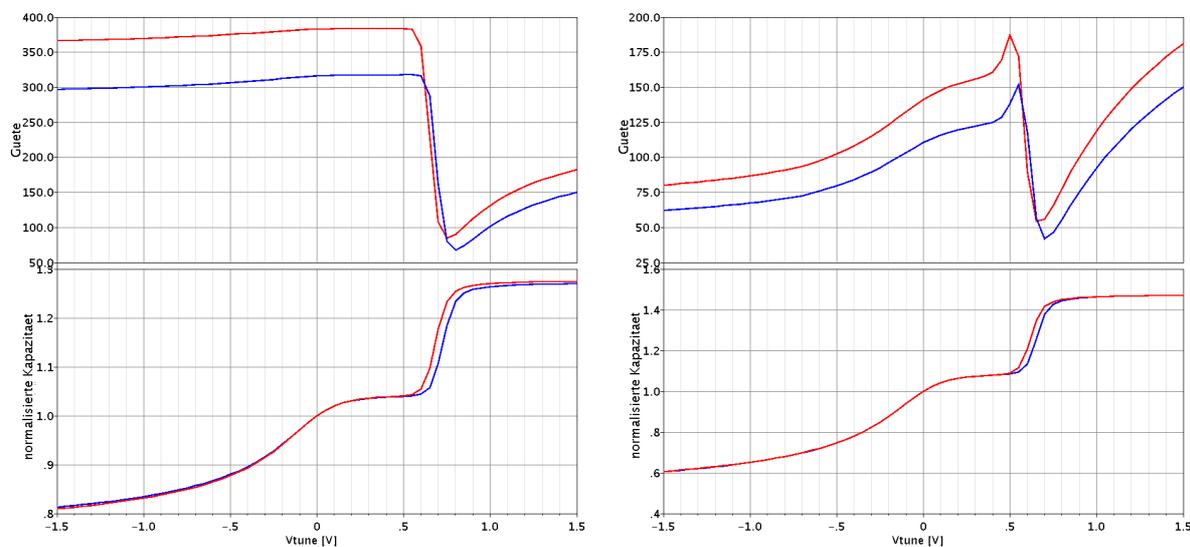
Das  $V_{T0}$  hängt u. a. vom Potential des Substratmaterials  $\phi_F$  ab:

$$V_{T0} = \text{const} - 2 \cdot \varphi_F \quad (4.15)$$

Die Gleichung zur Berechnung von  $\varphi_F$  lautet:

$$\varphi_F = -\frac{k_B \cdot T}{q} \cdot \ln \frac{N_A}{n_i} \quad (4.16)$$

Darin ist  $n_i$  die intrinsische ladungsträgerdichte von Silizium bei 300 K. Aus diesen beiden Gleichungen folgt, daß die Schwellenspannung bei steigender Temperatur sinkt. Nach Gleichung (4.13) wird dies durch einen auftretenden Body-Effekt zusätzlich verstärkt.



**Abbildung 4.14:** Gegen  $V_{G-DS}$  aufgetragene Güte (oben) und auf den Wert bei  $V_{G-DS} = 0$  V normalisierte Kapazität (unten) eines SD-angeregten (links) und eines G-angeregten (rechts) I-MOSes mit minimaler Kanalbreite (rot) bzw. um 25 % erhöhten Kanalbreite (blau). Jeweils mit minimaler Kanallänge.

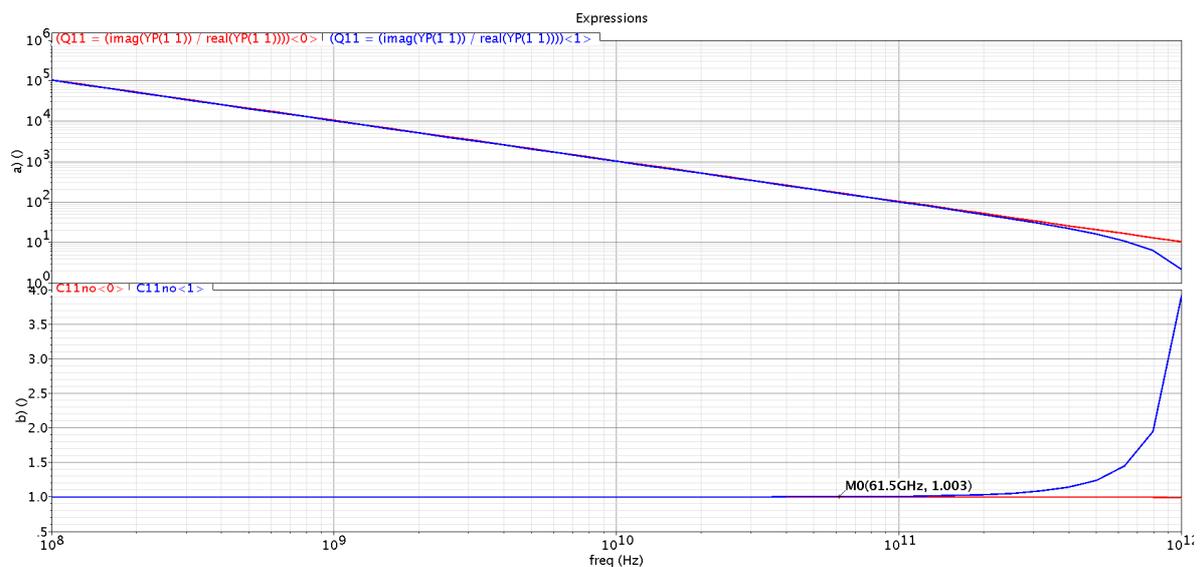
## 4.2.7 Parasitärer Reihenschwingkreis

Zusammen mit den parasitären Induktivitäten und Widerständen der Zuleitungen bilden Varaktoren einen Reihenschwingkreis. Bei Annäherung an dessen Resonanzfrequenz verringert sich seine Impedanz\*, was laut Gleichung (3.30) einen Anstieg der effektiven Kapazität der Varaktoren zur Folge hat (siehe Abbildung 4.15 unten).

Zusätzlich zu der Abnahme der Güte bei steigender Frequenz (siehe Gleichung (3.21)), folgt, aufgrund dieses Effekts, eine weitere Verschlechterung der Güte (siehe Abbildung 4.15 oben). Mit anderen Worten: Ein LC-Reihenschwingkreis stellt einen Bandpassfilter dar, der ein Band um seine Resonanz-

\* Ein idealer LC-Reihenschwingkreis hätte bei seiner Resonanzfrequenz eine Impedanz von Null.

frequenz herum passieren läßt. Bei der Resonanzfrequenz wird keine Energie gespeichert, was laut Definition bedeutet, daß die Güte Null ist. Da die Leitungen, die in den für diese Arbeit erstellten Schaltbildern verwendet werden, ideal sind, muß zur Simulation dieses Effekts den Varaktoren ein Widerstand und eine Induktivität in Reihe geschaltet werden. In Anlehnung an die in Quelle [29] verwendeten Werte, wurde zur Erstellung von Abbildung 4.15 ein Widerstand von  $150\text{ m}\Omega$  und eine Induktivität von  $10\text{ pH}$  gewählt. Die tatsächlichen Werte lassen sich erst nach erstellen eines Layouts durch Extraktion der Parasitäten abschätzen. Es kann jedoch davon ausgegangen werden, daß die Induktivität der Zuleitungen kleiner ist als die für den VCO verwendete Induktivität. Die Resonanzfrequenz des durch diesen Effekt entstehenden Reihenschwingkreises liegt daher oberhalb des 60-GHz-Bandes. Es ist demnach zu erwarten, daß der Einfluß dieses Effekts klein ist (laut Abbildung 4.15 hat sich die effektive Kapazität bei  $61,5\text{ GHz}$  lediglich um  $3\%$  erhöht). Dennoch sollte bei der Erstellung des Layouts darauf geachtet werden, die Zuleitungen so zu gestalten, daß sie möglichst wenig Parasitäten mit sich bringen. Ferner ist dieser Effekt ein Argument dafür, nicht die kleinstmögliche Induktivität für die Schwingkreise zu verwenden. Zur Erstellung von Abbildung 4.15 wurden A-MOSes simuliert. Der Effekt tritt aber selbstverständlich auch bei I-MOSen auf.



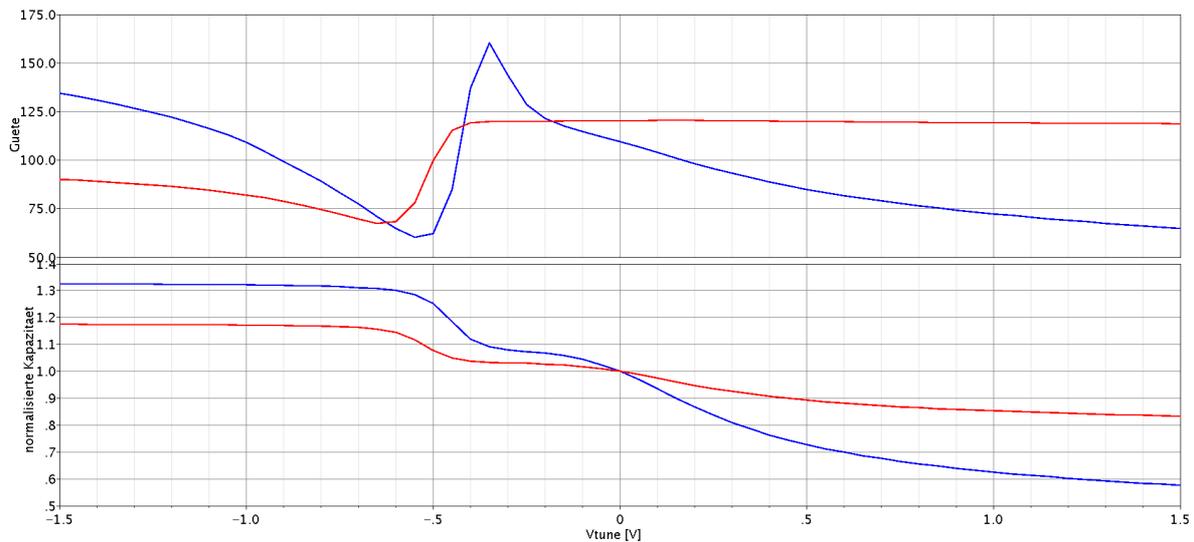
**Abbildung 4.15:** Gegen die Frequenz aufgetragene Güte (oben) und auf den Wert bei  $100\text{ MHz}$  normalisierte effektive Kapazität (unten) eines A-MOSes minimaler Größe (rot) und eines A-MOSes minimaler Größe mit, durch die Zuleitungen verursachter/m, parasitärer/m Induktivität und Widerstand (rot).

## 4.2.8 p-Typ I-MOS-Varaktoren

Wie oben erwähnt, hat die Höhe der Ladungsträgermobilität Einfluß auf die Güte der Varaktoren. Aus diesem Grund weisen n-Typ MOS-Varaktoren prinzipiell eine höhere Güte auf als p-Typ-Varaktoren. Abbildung 4.16 stellt SD-angeregte (rot) und G-angeregte (blau) p-Typ I-MOSes gegenüber. Vergli-

## 4 Die Komponenten des VCOs

chen mit Abbildung 4.13 ist die geringere Güte zu erkennen. Das, gegenüber dem n-Typ, umgekehrte Verhalten bei steigendem  $V_{G-DS}$  ist, aufgrund des anderen Typus, selbsterklärend. Wie schon beim n-Typ, haben auch hier die Versionen mit dicker Oxidschicht, wegen ihrer höheren minimalen Größe, eine erheblich geringere Güte. Weiterhin ist die niedriger liegende (relative) Schwellenspannung des p-Typs gegenüber dem n-Typ zu beachten. p-Typ A-MOSes sind in der BiCMOS8HP-Bibliothek nicht enthalten.



**Abbildung 4.16:** Gegen  $V_{G-DS}$  aufgetragene Güte (oben) und auf den Wert bei  $V_{G-DS} = 0$  V normalisierte Kapazität (unten) eines SD-angeregten (rot) und eines G-angeregten (blau) p-Typ I-MOSes. Jeweils in deren minimaler Größe.

## 4.3 Differentielle Implementation der Varaktoren

Die Aufgabe eines LC-Schwingkreises ist es, eine sinusförmige Oszillation zu erzeugen. Eine ideale Sinusform kann allerdings nur mit idealen Bauteilen erreicht werden. Reale Bauteile führen aufgrund verschiedener Effekte zu mehr oder minder verzerrten Sinussignalen. Ist etwa die Induktivität und/oder die Kapazität nicht stabil, führt dies laut Gleichung (3.1) zu einer Instabilität der Resonanzfrequenz und somit zu einer Verzerrung der Sinusform. Wie in Kapitel 3.6 erläutert, bedeutet dies eine Erhöhung des Phasenrauschens.

Eine Implementierung der Varaktoren wie in Abbildung 3.6, bei der an der einen Elektrode die konstante Abstimmspannung  $V_{tune}$  und an der anderen Elektrode das oszillierende Potential  $V_{o+}$  bzw.  $V_{o-}$  anliegt, bei der also  $V_{G-DS}$  oszilliert, führt zu einer oszillierenden und somit instabilen Kapazität und stellt somit eine Phasenrauschquelle dar. Wird zusätzlich zu dem ersten Paar, ein zweites Paar Varaktoren eingeführt, dessen Kapazitäts-Spannungs-Abhängigkeit sich gegensätzlich zu dem des ersten Paares verhält, kann dieser Effekt (zumindest teilweise) ausgeglichen werden [6], [21]. Da dies aller-

dings bedeuten würde, daß die Gesamtkapazität auch bei einer Änderung der Abstimmspannung konstant bleibt, muß eine zweite Abstimmspannung eingeführt werden die gegensätzlich zur Ersten zu variieren ist. Abbildung 4.17 verdeutlicht dieses Prinzip der differentiellen Abstimmung. Die beiden Abstimmspannungen  $V_{tune+}$  bzw.  $V_{tune-}$  seien so definiert, daß zu einem  $V_{G-DS}$  von  $0\text{ V}$  das bisherige  $V_{tune}$  addiert bzw. davon subtrahiert wird.

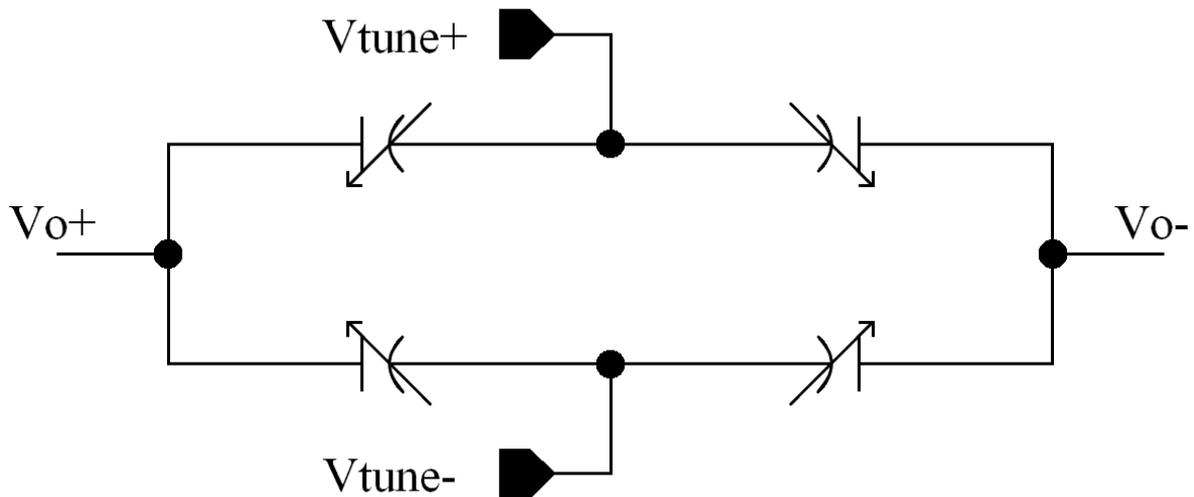


Abbildung 4.17: Prinzip der differentiellen Abstimmung.

### 4.3.1 Wahl der Varaktortypen

Bei der Entscheidung, welcher Varaktortyp für die beiden Paare am besten geeignet ist, muß zunächst überlegt werden, welche Anforderungen zu erfüllen sind und welchen Einschränkungen die verschiedenen Typen unterliegen.

Die Spannung zwischen irgendwelchen Anschlüssen eines MOS-FETs mit dünner Oxidschicht sollte, laut IBM Vorgaben,  $1,6\text{ V}$  nicht überschreiten\*. Dies gilt auch im Falle einer Verwendung als I-MOS. Für A-MOSe macht IBM dieselbe Vorgabe. Um Problemen aufgrund von PVT-Variationen (siehe Kapitel 2.6) vorzubeugen ist es ratsam, diese Vorgabe auf  $1,5\text{ V}$  zu verschärfen. Soll das differentielle Ausgangssignal des VCOs mit einer Amplitude von  $1\text{ V}$  oszillieren folgt daraus, daß die beiden Ausgänge  $V_{o+}$  und  $V_{o-}$  eine Amplitude von  $0,5\text{ V}$  aufweisen müssen und daß diese Amplitude an der einen Elektrode der Varaktoren anliegt. Die Versorgungsspannung des VCOs beträgt  $1,5\text{ V}$ . Aufgrund der Widerstände der Leitungen und der Spule, liegt der DC-Wert von  $V_{o+}$  bzw.  $V_{o-}$  leicht unter diesen  $1,5\text{ V}$ . Aus diesen Überlegungen folgt, daß die beiden  $V_{tune}$  auf Werte zwischen etwa  $0,5$  und  $2,5\text{ V}$  beschränkt sind. Weiterhin folgt daraus, daß bei A-MOSen das  $V_{G-DS}$  lediglich zwischen  $0$  und  $1\text{ V}$

\* Diese Vorgabe sollte eingehalten werden um eine hohe Übereinstimmung der Simulationsergebnisse mit den späteren Meßergebnissen zu erzielen. Diese  $1,6\text{ V}$  entsprechen nicht der Durchbruchspannung! Diese liegt weit höher.

#### 4 Die Komponenten des VCOs

variiert werden darf. Bei niedrigeren Werten besteht die Gefahr, daß sich, wie in Kapitel 4.2.2 beschrieben, eine Inversionsschicht bildet und zu einer instabilen Kapazität führt. Mit dieser Einschränkung folgt aus Abbildung 4.10 für A-MOSe mit dünner Oxidschicht eine mögliche Kapazitätsvariation von circa 43 % und für A-MOSe mit dicker Oxidschicht circa 21 %.

Um die Empfindlichkeit gegenüber unerwünschten Spannungsschwankungen gering zu halten, sollte der Anstieg der Kapazität mit der Abstimmspannung möglichst klein sein. Das bedeutet,  $V_{tune}$  sollte über einen möglichst großen Bereich variiert werden müssen um die Kapazität zwischen ihrem Minimum und ihrem Maximum abzustimmen. Aus diesem Grund ist bei I-MOSEN der Bereich in dem ihre Schwellenspannung liegt, als Bereich für  $V_{tune}$  ungeeignet, denn dort ist der Anstieg sehr steil. Ein weiterer Grund ist, daß aufgrund von Prozeßvariationen (siehe Kapitel 2.6) die genaue Lage dieses Bereichs nur ungenau vorhersagbar und zudem Temperaturabhängig (siehe Kapitel 4.2.6) ist. Das Abstimmen zweier in diesem Bereich betriebenen Paare aufeinander wäre daher schwierig. Werden I-MOSe verwendet ist  $V_{G-DS}$  demnach auf Werte zwischen  $-1 V$  und  $V_T - 0,5 V$  beschränkt. Aus diesem Grund ist eine hohe Lage der Schwellenspannung von Vorteil. Wird  $V_T$  nur nahe der Extremstellen der Oszillation, also nur kurzzeitig überschritten, ist der negative Effekt, wie in Kapitel 5.2 gezeigt werden wird, jedoch klein. Es ist daher nicht nötig diesen Bereich gänzlich zu meiden. Wie üblich, muß allerdings auch hier berücksichtigt werden, daß aufgrund von PVT-Variationen (siehe Kapitel 2.6) die Schwellenspannung von ihrem simulierten Wert abweichen kann. Mit diesen Überlegungen folgt aus Abbildung 4.13 für SD-angeregte I-MOSe eine mögliche Kapazitätsvariation von circa 24 % und für die G-angeregten von circa 63 %. Die obere Grenze wurde dabei auf  $0,2 V$  gesetzt. Für p-Typ I-MOSe ergibt sich aus Abbildung 4.16: Circa 17 % falls SD-angeregte und circa 60 % falls G-angeregte. Dabei wurde, aufgrund der niedriger liegenden Schwellenspannung, die Grenze auf  $0 V$  gesetzt. Die Versionen mit dicker Oxidschicht kommen bei beiden Typen aufgrund ihrer geringen Güte nicht in Frage.

Aus diesen Vorüberlegungen ergeben sich für die Varaktorpaare folgende Kombinationsmöglichkeiten (mit der jeweiligen möglichen Kapazitätsvariation):

- |  |              |
|--|--------------|
| 1) A-MOSe mit dünner Oxidschicht und SD-angeregte n-Typ I-MOSe | (43 %, 24 %) |
| 2) A-MOSe mit dünner Oxidschicht und G-angeregte p-Typ I-MOSe  | (43 %, 60 %) |
| 3) A-MOSe mit dicker Oxidschicht und SD-angeregte n-Typ I-MOSe | (21 %, 24 %) |
| 4) A-MOSe mit dicker Oxidschicht und G-angeregte p-Typ I-MOSe  | (21 %, 60 %) |
| 5) SD-angeregte n-Typ I-MOSe und G-angeregte n-Typ I-MOSe      | (24 %, 63 %) |
| 6) SD-angeregte p-Typ I-MOSe und G-angeregte p-Typ I-MOSe      | (17 %, 60 %) |
| 7) SD-angeregte n-Typ I-MOSe und SD-angeregte p-Typ I-MOSe     | (24 %, 17 %) |
| 8) G-angeregte n-Typ I-MOSe und G-angeregte p-Typ I-MOSe       | (63 %, 60 %) |

Variante 3 und 7 bieten offensichtlich eine zu geringe Abstimmbarkeit\*.

Variante 6 hat gegenüber Variante 5 eine geringere Abstimmbarkeit und eine geringere Güte.

Bei den Varianten 2 und 4 schließen sich die möglichen Abstimmspannungen gegenseitig aus.

Die Varianten 1 und 5 unterscheiden sich im A-MOS mit dünner Oxidschicht bzw. G-angeregten n-Typ I-MOS. Letzterer bietet eine höhere Abstimmbarkeit. Die des Ersteren ist so gering, daß die nötigen 34 % Gesamtabstimmbarkeit nur erreicht werden können, wenn der größte Teil der Gesamtkapazität von ihm gestellt wird, was allerdings die Möglichkeit des gegenseitigen Ausgleichs der Oszillation einschränkt. Aus diesem Grund, und obwohl die Güte des Ersteren im in Frage kommenden Bereich mit Werten zwischen 100 und 165 über denen des Ersteren (zwischen 85 und 145) liegen, ist Variante 5 vorzuziehen.

Die Varianten 5 und 8 beinhalten beide G-angeregte n-Typ I-MOSe. Bei Variante 8 beschränkt der kleinere Abstimmspannungsbereich des p-Typ I-MOSes die Abstimmbarkeit des n-Typ I-MOSes, für den bei einer differentiellen Implementation derselbe Abstimmspannungsbereich gilt, auf circa 53 %. Die Güte des SD-angeregten n-Typ I-MOSes in Variante 5 ist beträchtlich höher als die des G-angeregten. In Variante 8 liegt die Güte des G-angeregten p-Typ I-MOSes unter der des G-angeregten n-Typ I-MOSes. Die Gesamtgüte der Variante 8 ist demnach niedriger als die der Variante 5. Sofern mit Variante 5 eine genügend große Gesamtabstimmbarkeit erreicht werden kann, ist diese daher vorzuziehen. Ob sie das kann, kann allerdings erst im Zusammenspiel mit dem restlichen VCO festgestellt werden (siehe unten). In Kapitel 5.2.1 wird gezeigt werden, daß das der Fall ist, weshalb im folgenden lediglich diese Variante weiter untersucht wird. Ihr Schaltbild ist in Abbildung 4.18 gezeigt. Aus den bisherigen Überlegungen folgt, daß  $V_{tune+}$  zwischen 0,5 (kleine Kapazität) und 1,7 V (große Kapazität) und  $V_{tune-}$  zwischen 2,5 (kleine Kapazität) und 1,3 V (große Kapazität) zu variieren ist.

---

\* Zur Erinnerung: 34% (aufgrund beitragender parasitärer Kapazitäten sogar noch mehr) sind notwendig um den VCO von 57 bis 66 GHz abstimmen zu können.

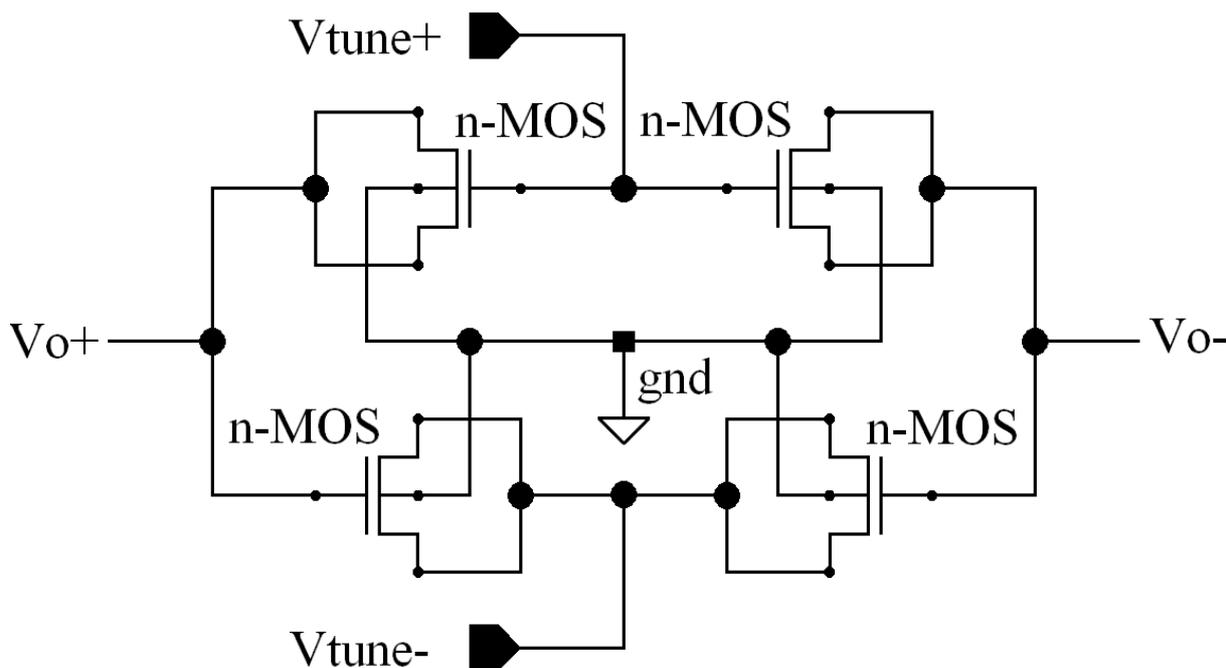


Abbildung 4.18: Fertiger Varaktorteil.

### 4.3.2 Optimales Paarverhältnis

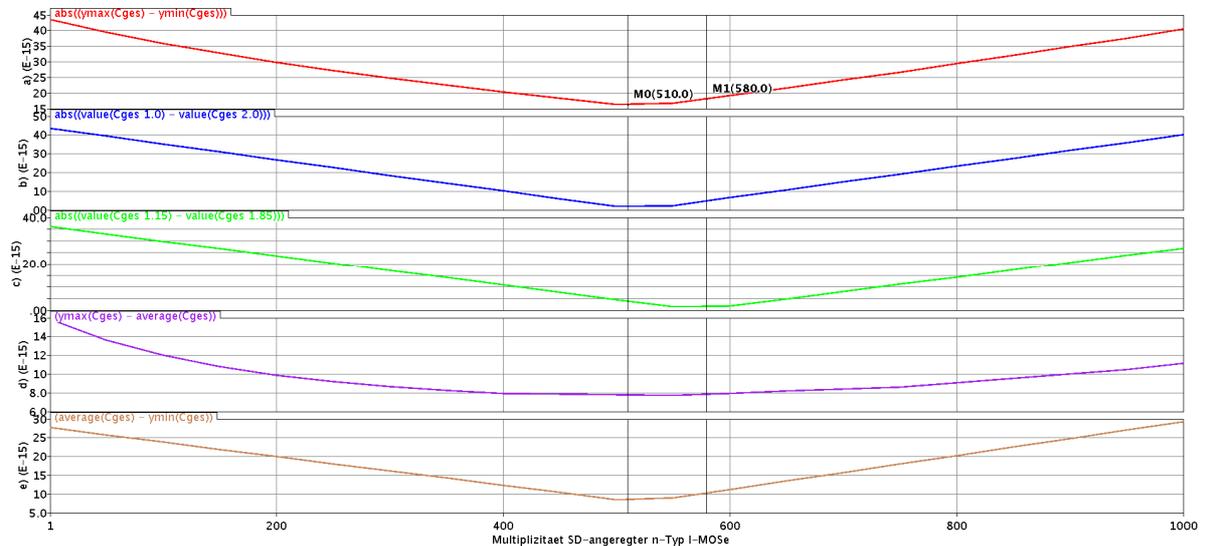
Zur Bewertung des Größen- bzw. Mengenverhältnisses der beiden Paare zueinander sind unterschiedliche Kriterien denkbar. Bei fester Abstimmspannung und Variation von  $V_{o+}$  bzw.  $V_{o-}$  zwischen 1 und 2 V (DC-Spannung plus/minus die Amplitude) kann etwa

- die Differenz der maximalen zur minimalen Kapazität ( $y_{max}(C_{ges}) - y_{min}(C_{ges})$ ),
- die Differenz der Kapazitäten an den Umkehrpunkten ( $abs((value(C_{ges} 1.0) - value(C_{ges} 2.0)))$ ),
- die Differenz der Kapazitäten an den Stellen der DC-Spannung plus/minus der Effektivspannung ( $abs((value(C_{ges} 1.15) - value(C_{ges} 1.85)))$ ),
- die Differenz der maximalen zur mittleren Kapazität ( $(y_{max}(C_{ges}) - average(C_{ges}))$ ) oder
- die Differenz der mittleren zur minimalen Kapazität ( $(average(C_{ges}) - y_{min}(C_{ges}))$ )

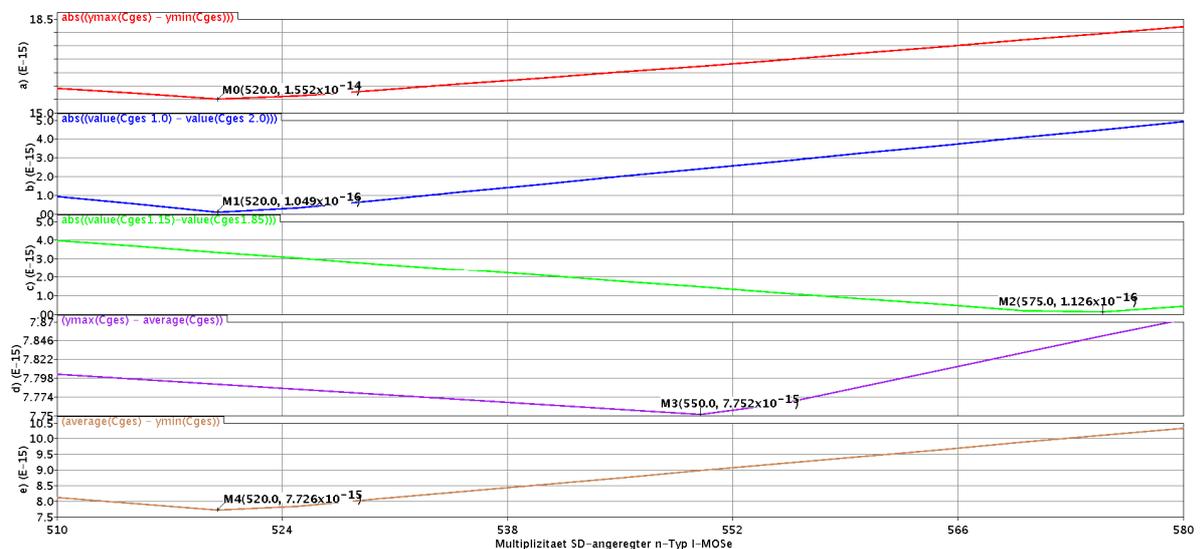
als Kriterium dienen. Anstelle der mittleren Kapazität (gemeint ist das geometrische Mittel) kann auch das quadratische Mittel herangezogen werden. Bei den zu erwartenden Differenzen (in der Größenordnung von Femtofarad) unterscheiden sich diese beiden Mittel jedoch nur im Prozentbereich, weshalb beide mit den genannten Kriterien zu ähnlichen Ergebnissen führen.

Zu suchen ist nun das Größen- bzw. Mengenverhältnis der beiden Paare zueinander, bei dem diese Kriterien Minima aufweisen. Dazu wird die Anzahl von Varaktoren des einen Paares fest auf einem Wert gehalten der, um eine hohe Auflösung zu erzielen, hoch sein sollte, während die Andere variiert

wird\*. Exemplarisch zeigt Abbildung 4.19 die Differenzen bei einer Multiplizität der G-angeregten I-MOSE von 1000 und einer Variation der Multiplizität der SD-angeregten I-MOSE von 1 bis 1000 bei  $V_{tune} = 0 V$ . Abbildung 4.20 stellt den Bereich um die Minima herum vergrößert dar.



**Abbildung 4.19:** Ermittlung der Minima der Kriterien für ein optimales Größen- bzw. Mengenverhältnis der Varaktorpaare bei  $V_{tune} = 0 V$ .



**Abbildung 4.20:** Vergrößerter Bereich aus Abbildung 4.19 um die Minima der Differenzen.

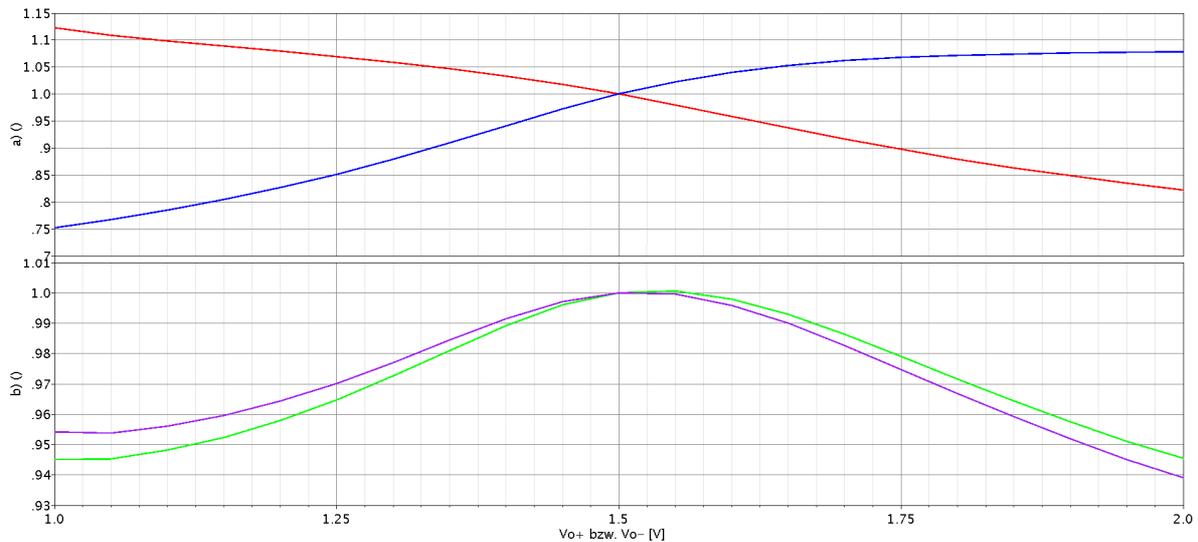
Das optimale Verhältnis SD-angeregter zu G-angeregter n-Typ I-MOSE sollte bei dieser Abstimmung demnach zwischen etwa 520 / 1000 und 575 / 1000 zu finden sein. Mit diesem Verhältnis

\* Da diese Methode ohnehin nur eine grobe Abschätzung liefert, genügt es die Multiplizität der SD-angeregten I-MOSE in 5er-Schritten zu variieren.

#### 4 Die Komponenten des VCOs

kann die absolute Zahl der jeweiligen Varaktoren errechnet werden, die im Zusammenspiel mit der Spule und dem restlichen VCO zur gewünschten Oszillationsfrequenz führt.

Zur Verdeutlichung des Zusammenspiels der beiden Paare, zeigt Abbildung 4.21 die normalisierten Kapazitäten von 520 bzw. 575 SD-angeregten (wegen der Normalisierung sind beide identisch) und von 1000 G-angeregten I-MOSen, sowie die normalisierten Gesamtkapazitäten beider Kombinationen. Diese Abbildung macht den Sinn der differentiellen Implementation erkennbar: Während die Kapazitäten jeweils eines Paares um über 36 % bzw. um über 43 % schwanken, variieren die Gesamtkapazitäten lediglich um jeweils etwa 6 %.



**Abbildung 4.21:** Mit  $V_{tune} = 0$  V simulierte und auf den Wert bei  $V_{G-DS} = 0$  V normalisierte Kapazität von SD-angeregten I-MOSen mit einer Multiplizität von 520 bzw. 575 (rot), von G-angeregten I-MOSen mit einer Multiplizität von 1000 (blau) und die ebenso normalisierten Gesamtkapazitäten beider Kombinationen (grün: 520 / 1000; lila: 575 / 1000).

Da der Grad der Zunahme der Kapazität von Varaktoren mit  $V_{G-DS}$  von  $V_{tune}$  abhängig ist, ist zu erwarten, daß die Lage der Minima ebenfalls von  $V_{tune}$  abhängt. Tabelle 4.1 faßt die, mit der eben erläuterten Methode ermittelten, Multiplizitätsspannen einiger Abstimmspannungen zusammen.

Vtune in V	-1	-0,9	-0,8	-0,7	-0,6	-0,5	-0,4	-0,3	-0,2	-0,1	0	0,1	0,2
Multiplizität	270- 310	300- 350	335- 400	320- 450	345- 500	375- 535	410- 580	560- 605	555- 625	545- 680	520- 575	240- 530	455- 535

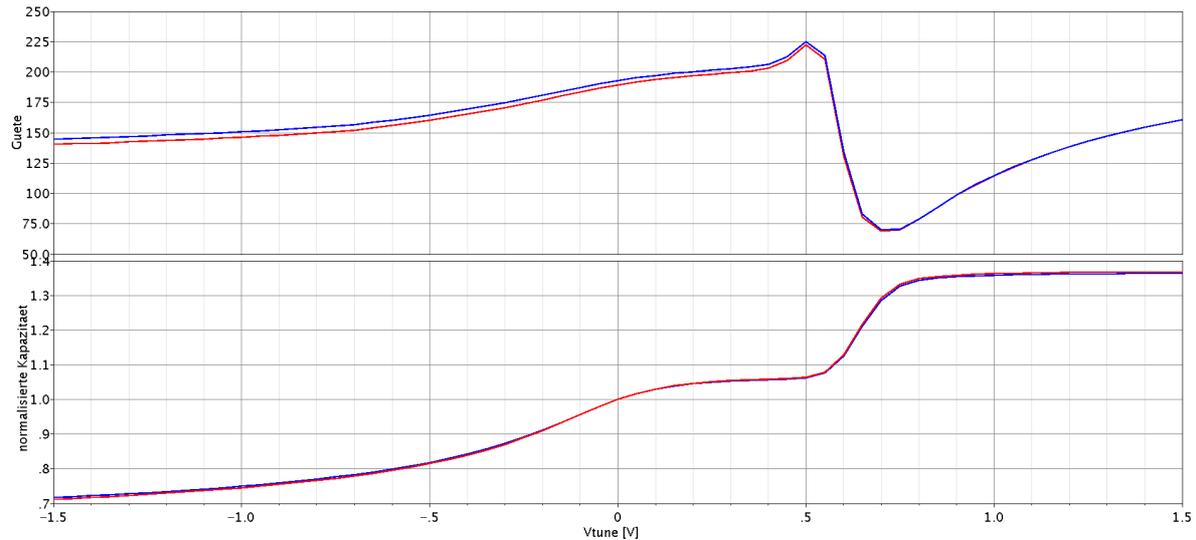
**Tabelle 4.1:** Multiplizitätsspannen einiger Abstimmspannungen.

Die Tabelle zeigt, daß ein Verhältnis, das für den gesamten Abstimmbereich optimal wäre, nicht existiert. Wird jedoch bedacht, daß die Güte von I-MOSen mit steigendem  $V_{G-DS}$ , was bei einer Imple-

mentierung wie in Abbildung 4.18 einem steigenden  $V_{tune}$  und einer steigenden Kapazität entspricht, zunimmt, dann kann überlegt werden, den ermittelten Multiplizitäten des unteren Abstimmspannungsbereichs eine höhere Gewichtung zu geben als denen des Oberen. Wird weiterhin bedacht, daß laut Gleichung (3.21) die Güte von Kondensatoren bei kleineren Frequenzen (also nach Gleichung (3.1) größeren Kapazitäten) höher ist, und die Güte der Spule dann ebenfalls höher liegt (siehe Kapitel 4.1), spricht dies auch für eine höhere Gewichtung des unteren Bereichs. Einen dritten Grund dafür gibt die Leeson-Formel (siehe Kapitel 3.6), aus der ein geringeres Phasenrauschen bei kleineren Frequenzen folgt.

Da SD-angeregte I-MOSE eine höhere Güte aufweisen als G-angeregte, dabei allerdings eine kleinere mögliche Kapazitätsvariation zulassen, bedeutet ein höheres Paarverhältnis eine höhere Gesamtgüte auf Kosten einer kleineren Abstimmbandbreite. Abbildung 4.22 zeigt dies für Verhältnisse  $520 / 1000$  und  $575 / 1000$ . Aus diesem Grund sollten, bevor das Paarverhältnis endgültig festgelegt wird, zunächst die anderen Teile des VCOs entwickelt und anschließend der Varaktorteil im Zusammenspiel mit diesen erneut betrachtet werden. Stellt sich dabei heraus, daß bei einer Variation der Abstimmspannung über die oben ermittelten  $-1$  bis  $0,2$  V, die gewünschte Abstimmbandbreite von 9 GHz überschritten wird, kann das Verhältnis vergrößert und damit unter Umständen eine Verringerung des Phasenrauschens erzielt werden. Wird die Bandbreite jedoch nicht erreicht, kann sie durch verringern des Verhältnisses erhöht werden. Falls dieser Schritt nicht genügen sollte, kann in Erwägung gezogen werden anstatt Variante 5, Variante 8 zu verwenden. Die bis hier durchgeführten Überlegungen und Schritte zum bestimmen eines optimalen Paarverhältnisses können auf diese Variante übertragen werden.

Vorausgreifend auf Kapitel 5.2.2 sei hier gesagt, daß die Folgerungen aus Tabelle 4.1 die Anstiege des Phasenrauschens bei bestimmten Frequenzen bzw. Abstimmspannungen erklären. Sollte in einem späteren Entwicklungsstadium des Transceivers festgelegt werden, daß spezielle Frequenzen bevorzugt verwendet werden sollen, etwa weil das 60-GHz-Band in Unterbänder aufgeteilt wird, dann kann mit den Schritten die zu dieser Tabelle führten, eine Feinoptimierung des VCOs auf diese Frequenzen vorgenommen werden.



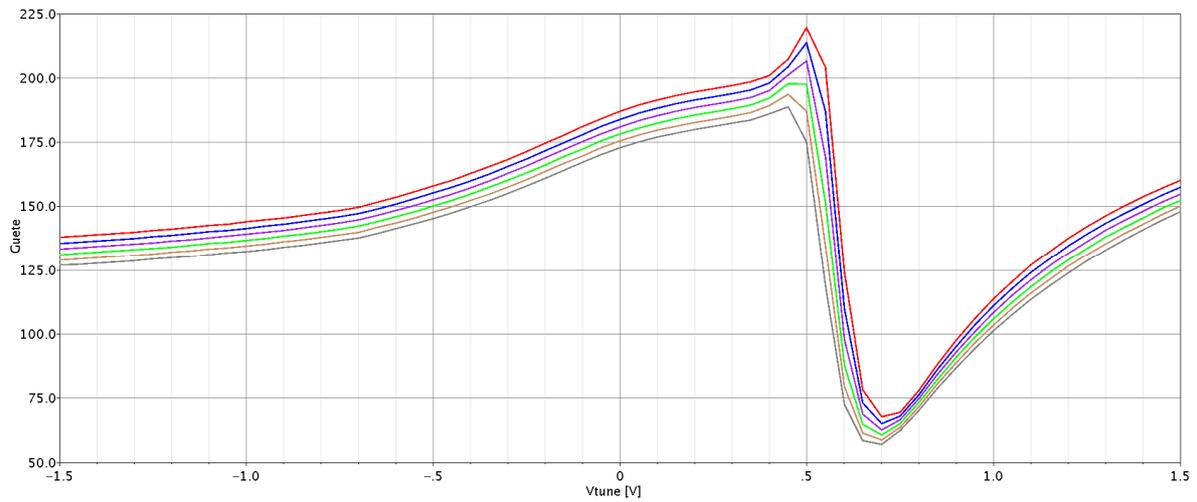
**Abbildung 4.22:** Gesamtgüte (oben) und auf den Wert bei  $V_{tune} = 0\text{ V}$  normalisierte Kapazität der Kombinationsvariante 5 bei einem Paarverhältnis von  $520 / 1000$  (rot) bzw.  $575 / 1000$  (blau) bei konstanten  $V_{o+}$  bzw.  $V_{o-}$ .

### 4.3.3 Temperaturabhängigkeit

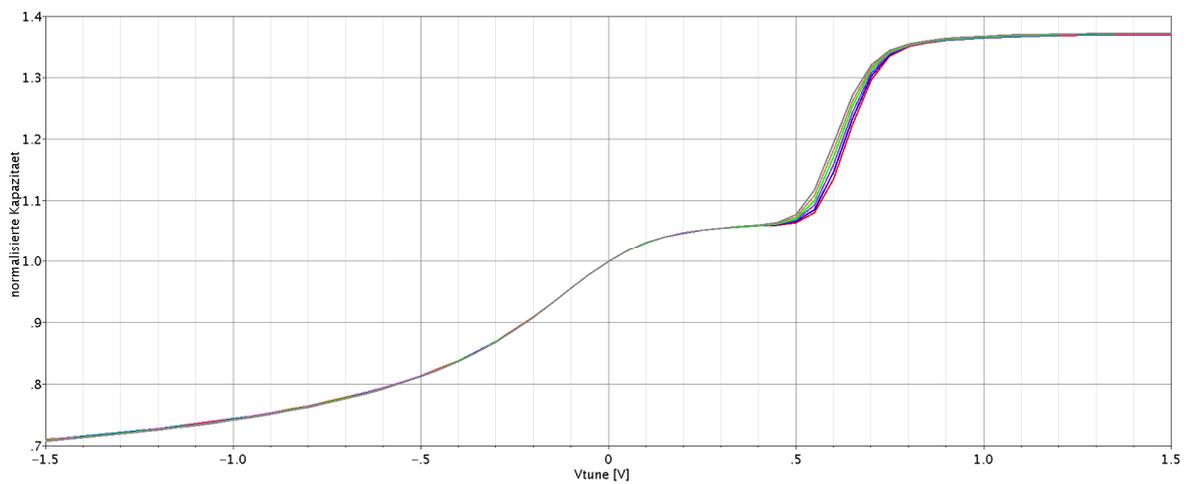
In Abbildung 4.23 ist die Gesamtgüte für verschiedene Temperaturen aufgetragen. Im Bereich unterhalb der Schwellenspannung liegt die Güte bei  $80^\circ\text{ C}$  um weniger als 9 % niedriger als bei  $30^\circ\text{ C}$ . Diese Abnahme läßt sich auf die Abnahme der Ladungsträgermobilität bei einem Anstieg der Temperatur zurückführen.

Abbildung 4.24 zeigt den Einfluß einer Temperaturerhöhung auf die normalisierte Gesamtkapazität. Unterhalb und oberhalb des Bereichs der Schwellenspannung bleibt diese nahezu unverändert. Lediglich die Schwellenspannung selbst sinkt, wie in Kapitel 4.2.6 beschrieben, bei steigender Temperatur. Bei  $80^\circ\text{ C}$  liegt sie, gegenüber  $30^\circ\text{ C}$ , um etwa  $30\text{ mV}$  niedriger. Dies muß bei der Festlegung des Abstimmspannungsbereichs berücksichtigt werden. Da die Kapazität kurz unterhalb der Schwellenspannung kaum noch steigt, schränkt dies die Abstimmbarkeit des VCOs jedoch nur unwesentlich ein.

Da die Güte bei  $80^\circ\text{ C}$  immer noch weitaus über der der Spule liegt (siehe Kapitel 4.1) und die Kapazität in dem in diesem Kapitel festgelegten Abstimmspannungsbereich nahezu unverändert bleibt, kann die Temperaturabhängigkeit des Varaktorteils vernachlässigt werden.



**Abbildung 4.23:** Gesamtgüte der Kombinationsvariante 5 bei verschiedenen Temperaturen (rot: 30° C; blau: 40° C; lila: 50° C; grün: 60° C; braun: 70° C; grau: 80° C).



**Abbildung 4.24:** Auf den Wert bei  $V_{tune} = 0$  V normalisierte Gesamtkapazität der Kombinationsvariante 5 bei verschiedenen Temperaturen (rot: 30° C; blau: 40° C; lila: 50° C; grün: 60° C; braun: 70° C; grau: 80° C).

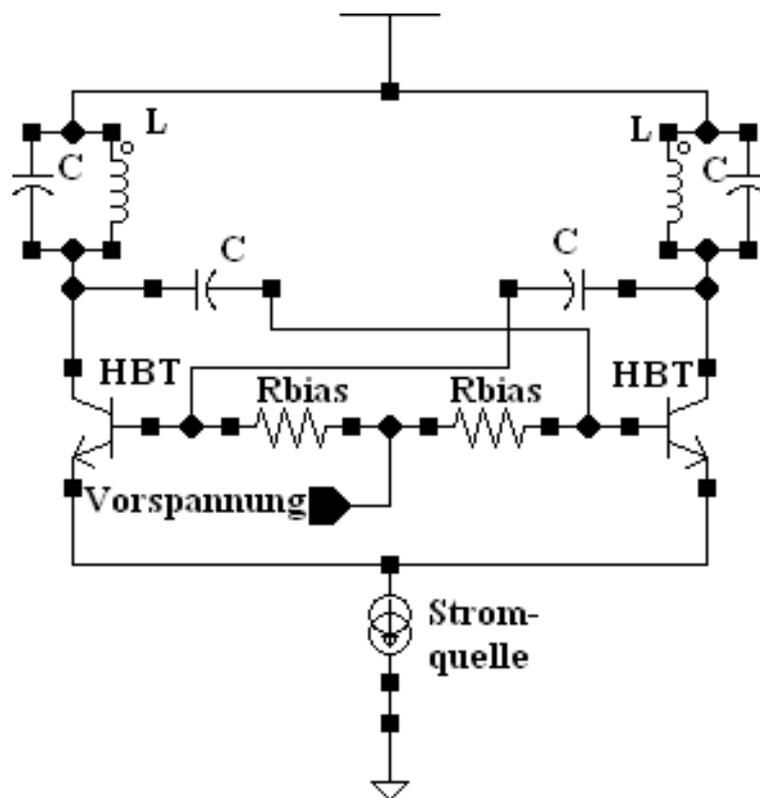


Abbildung 4.25: Kreuzgekoppelter Oszillator mit Bias-Netzwerk.

## 4.4 Bias-Netzwerk\*

Quelle: [10], [15].

In Abbildung 3.5 ist die Basis des einen Transistors mit dem Kollektor des anderen Transistors verbunden. Die Basen und Kollektoren liegen somit auf demselben DC-Potential. Wie in Kapitel 3.4 erklärt sind  $V_{tail}$  und somit auch die Emitter-Potentiale näherungsweise konstant. Die Kollektor-Emitter-Spannung  $V_{CE}$  des einen Transistors ist somit die Basis-Emitter-Spannung  $V_{BE}$  des anderen Transistors. Da die beiden Ausgänge  $V_{o+}$  und  $V_{o-}$  zueinander gegenphasig schwingen, folgt daraus, daß die Kollektor-Basis-Spannungen  $V_{CB}$  mit der doppelten Amplitude der Kollektor- bzw. Basis-Potentiale (also  $V_{o+}$  bzw.  $V_{o-}$  selbst) um den DC-Wert  $0\text{ V}$  herum oszillieren.

Ist diese doppelte Amplitude größer als die Schleienspannung  $V_d$  (engl.: diode forward voltage drop) der Kollektor-Basis-Diode, wird diese Diode während dem Teil der Oszillation, an dem  $-V_{CB} > V_d$  gilt, durchlässig und der Transistor arbeitet nicht mehr im Normal-, sondern im Sättigungsbetrieb. Es tritt Übersteuerung ein und das Signal wird verzerrt [9]. Um dies zu vermeiden darf die  $V_{CB}$ -Amplitude nicht größer als  $V_d$  sein. Dies bedeutet eine Beschränkung der maximal möglichen Amplitude von  $V_{o+}$

\* Sofern nicht ausdrücklich anders angegeben, ist in diesem Kapitel bei MOS-FETs und dergleichen immer der n-Typ gemeint. Simulationen wurden, sofern nicht ausdrücklich anders angegeben, bei einer Frequenz von  $61,5\text{ GHz}$  durchgeführt.

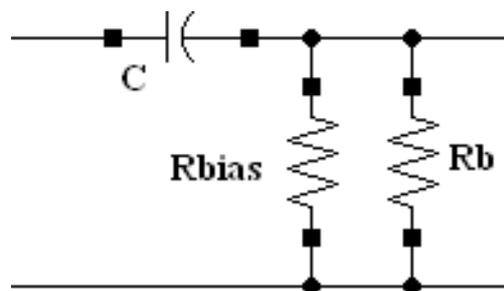
bzw.  $V_o$  auf Werte kleiner als  $V_d/2$ . Abhängig von den Prozeßparametern (Dotierungsstärke, Material etc.) liegt dieser Wert etwa zwischen  $330\text{ mV}$  und  $410\text{ mV}$ .

Mit Hilfe eines Bias-Netzwerks kann das DC-Potential der Basen gegenüber dem der Kollektoren verschoben werden. Wird es abgesenkt, steigt die maximal mögliche Amplitude um den Betrag der Absenkung an. Um dies zu erreichen müssen die Basen von den gegenüberliegenden Kollektoren entkoppelt werden. Eine an die Basen angelegte Vorspannung  $V_{Bias}$  (engl.: bias) legt dabei ihr DC-Potential fest, und das Nutzsignal, also  $V_{o+}$  bzw.  $V_{o-}$ , wird mittels kapazitiver Kopplung dieser Vorspannung überlagert (siehe Abbildung 4.25). Um Signalverluste durch die Vorspannungsquelle zu minimieren, wird zwischen diese und die Stelle der Kopplung ein hoher Vorwiderstand  $R_{Bias}$  geschaltet. Zu beachten ist dabei, daß Widerstände eine erhebliche Rauschquelle darstellen können. Die Vorspannung kann mit einem Spannungsteiler erzeugt werden. Um sie jedoch bei einem ersten Prototyp nachjustieren und die Eigenschaften des VCOs flexibler untersuchen zu können, wird sie in dieser Arbeit extern erzeugt und angelegt.

Zusammen mit den Eingangsimpedanzen der angrenzenden Bauteile (Basis-Widerstand des Transistors  $R_b$ , Vorwiderstand  $R_{Bias}$ ) bilden die Koppelkondensatoren RC-Hochpassfilter (siehe Abbildung 4.). Die Übertragungsfunktion solcher Filter lautet [16]:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(\omega \cdot C \cdot R)^2}}} \quad (4.17)$$

Aus dieser Gleichung folgt, daß die  $V_{BE}$ -Amplitude kleiner ist, als die  $V_{CE}$ -Amplitude, was folglich auch für die  $V_{CB}$ -Amplitude gilt. Dies macht eine weitere Erhöhung der  $V_{o+}$ - bzw.  $V_{o-}$ -Amplitude möglich, und zwar um so mehr, je kleiner die Koppelkapazitäten sind.



**Abbildung 4.26:** RC-Hochpassfilter, gebildet aus dem Koppelkondensator, dem Basis-Widerstand des Transistors und dem Vorwiderstand.

Eine kleinere  $V_{BE}$ -Amplitude bedeutet allerdings eine Abnahme des Effekts des negativen Widerstands (siehe Kapitel 0) und einen erhöhten Einfluß des durch  $R_{Bias}$  verursachten Rauschens und der Signalverluste durch die Vorspannungsquelle. Die Koppelkapazitäten dürfen daher nicht kleiner gewählt werden, als es nötig ist, um die Oszillation aufrecht zu erhalten.

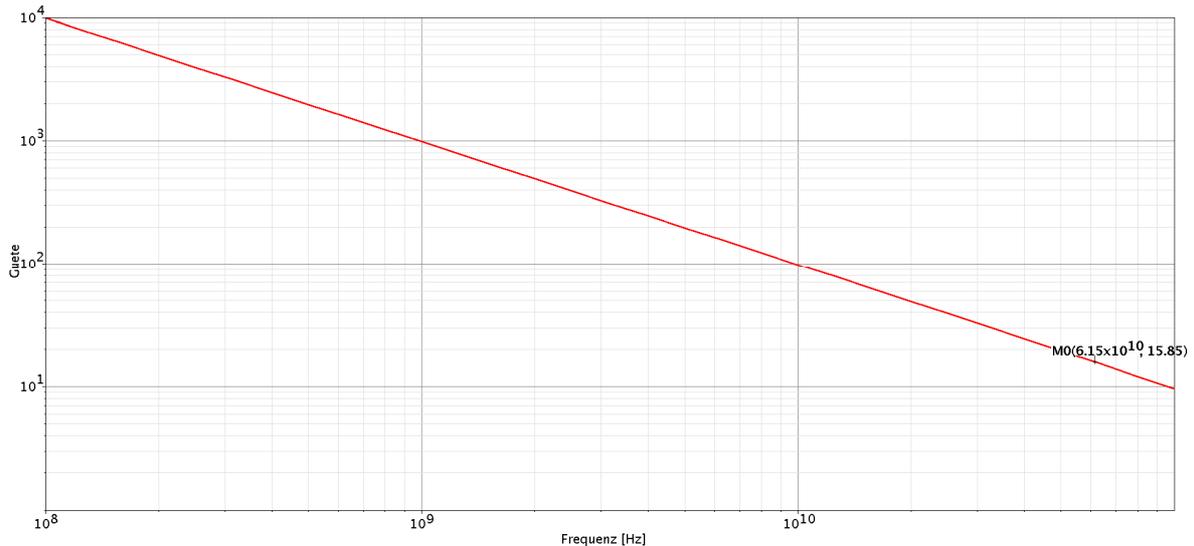
Ferner muß bedacht werden, daß die Koppelkapazität zur Schwingkreis­kapazität beiträgt und somit nicht nur mit in die Güte des Schwingkreises eingeht, sondern auch die Abstimm­fähigkeit des Varaktors reduziert. Der Grund dafür ist, daß der Varaktorteil nach Einführung des Bias-Netzwerks verkleinert werden muß, um dieselbe Oszillationsfrequenz zu erhalten. Dadurch läßt sich seine Kapazität allerdings nur noch über einen kleineren absoluten Bereich variieren, während die Gesamtschwingkreis­kapazität unverändert bleibt. Daraus folgen eine verringerte relative Kapazitäts­variations­möglichkeit und damit ein kleinerer Frequenzabstimm­bereich des VCOs. Stellt dies ein Problem dar, folgt daraus eine Obergrenze für die Größe der Koppelkapazitäten.

### 4.4.1 Koppelkondensatoren

#### Metall-Isolator-Metall-Kondensatoren

Zwischen sämtlichen leitenden Strukturen in einem Mikrochip existieren Kapazitäten, die zwar meistens unerwünscht (parasitär) sind, aber genutzt werden können um Kondensatoren zu bilden. So beinhaltet die Bibliothek der BiCMOS8HP-Technologie beispielsweise Metall-Isolator-Metall-Kondensatoren, kurz MIMs. Deren eine Elektrode wird gebildet aus dem Metall einer Metallage, die eigentlich für Leiterbahnen gedacht ist. Auf diese wird eine Isolationsschicht aufgebracht. Die zweite Elektrode könnte aus dem Metall der darüberliegenden Metallage geformt werden. Da die Kapazität aber mit dem Abstand der Elektroden abnimmt und die Abstände zwischen den Standardmetallagen möglichst groß sein sollen, um parasitäre Kapazitäten klein zu halten, wird eine zusätzliche Metallage in geringem Abstand eingeführt. Für deren Herstellung wird eine zusätzliche Maske benötigt, weshalb die Benutzung von MIMs mit erhöhten Kosten verbunden ist. Der Standardisolator in Silizium-Halbleiterprozessen ist Siliziumdioxid. Um die Kapazität zu erhöhen, werden in MIMs bevorzugt Isolator­materialien mit höheren Dielektrizitäts­konstanten verwendet, z. B. Siliziumnitrid. Um die parasitäre Kapazität zum Substratmaterial klein zu halten, sind MIMs gewöhnlich in den oberen Lagen des Prozesses untergebracht.

Abbildung 4.27 zeigt den, nach Gleichung (3.21) zu erwartenden, Abfall der Güte eines MIMs mit der Frequenz. Bei  $61,5\text{ GHz}$  beträgt sie lediglich etwa  $15,85$ . Verglichen mit der Güte von MOS-Varaktoren (siehe Kapitel 4.2.2 bis 4.2.8) heißt das, daß die Verwendung von MIMs als Koppelkondensatoren keine gute Wahl wäre.



**Abbildung 4.27:** Güte eines Metall-Isolator-Metall-Kondensators (MIM) minimaler Größe im Frequenzbereich von  $100\text{ MHz}$  bis  $100\text{ GHz}$ .

## A-MOSE / Kapazitätsdioden

Wie in Kapitel 4.2.5 beschrieben, sollte die n-Region von A-MOSen und Kapazitätsdioden mit einem AC-Massepotential verbunden sein. Da jedoch an den Koppelkondensatoren beide Elektrodenpotentiale oszillieren, sind A-MOSE und Kapazitätsdioden als Koppelkondensatoren ungeeignet. Ferner würde ihre Kapazität, zusammen mit der anliegenden Spannung, oszillieren, obwohl für das Bias-Netzwerk eine konstante Kapazität gebraucht wird.

## I-MOS-Varaktoren

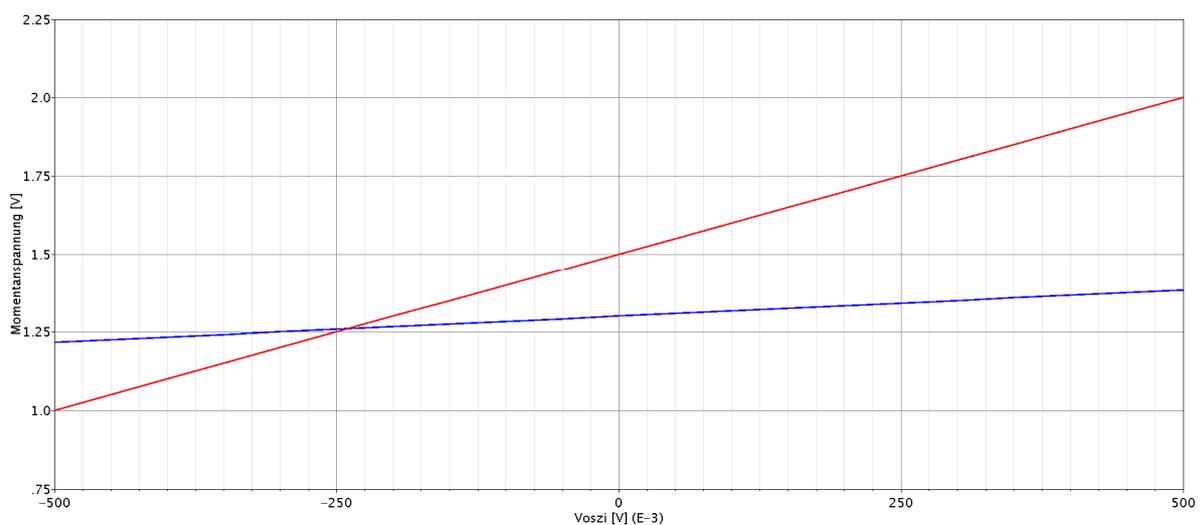
Aus demselben Grund würde die Kapazität von I-MOSen oszillieren. In Anlehnung an Kapitel 4.3 kann jedoch versucht werden, mit Hilfe eines zweiten I-MOSes (eines Ausgleichsvaraktors), diese Oszillation auszugleichen und eine näherungsweise konstante Kapazität zu erhalten. Dies ist schon deshalb wichtig, da, wie oben bereits erwähnt, die Koppelkapazität mit in die Schwingkreiskapazität eingeht, und, wie in Kapitel 4.3 erläutert, diese möglichst konstant sein sollte um keine zusätzliche Quelle für Phasenrauschen darzustellen.

## 4.4.2 Kapazitätsausgleich

Für die Simulationen, die zu den folgenden Graphen führten, wurde eine Vorspannung in Höhe von  $1,3 V^*$  angenommen. Ferner wurde die Amplitude der Kollektorpotentiale, wie schon in Kapitel 4.3.1, auf  $0,5 V$  und die der Basispotentiale auf ein Sechstel dieses Wertes, also auf  $0,083 V^*$ , gesetzt.

Die Kapazität, die nötig ist, um auf dieses Sechstel zu kommen, kann mit Gleichung (4.17) errechnet werden. Da  $R_{Bias}$  viel größer ist als  $R_b$ , ist sein Wert in der Parallelschaltung dieser beiden vernachlässigbar.  $R_b$  hängt von der Höhe der Vorspannung und von der Größe des Transistors ab. Da letztere erst in Kapitel 5 festgelegt wird, wird  $R_b$  hier als  $30 \Omega$  angenommen. Damit ergibt sich eine benötigte Kapazität in Höhe von etwa  $15 fF$ .

Auf den Abszissen der folgenden Graphen ist die Abweichung  $V_{oszi}$  der Kollektorpotentiale von ihrem DC-Wert aufgetragen. Dies repräsentiert die Werte, die während der Oszillation durchlaufen werden. Zur Verdeutlichung zeigt Abbildung 4.28 das Kollektorpotential und das Basispotential des jeweils gegenüberliegenden HBTs.



**Abbildung 4.28:** Kollektorpotential (rot) und das Basispotential des jeweils gegenüberliegenden HBTs (blau), aufgetragen gegen die Abweichung  $V_{oszi}$  der Kollektorpotentiale von ihrem DC-Wert.

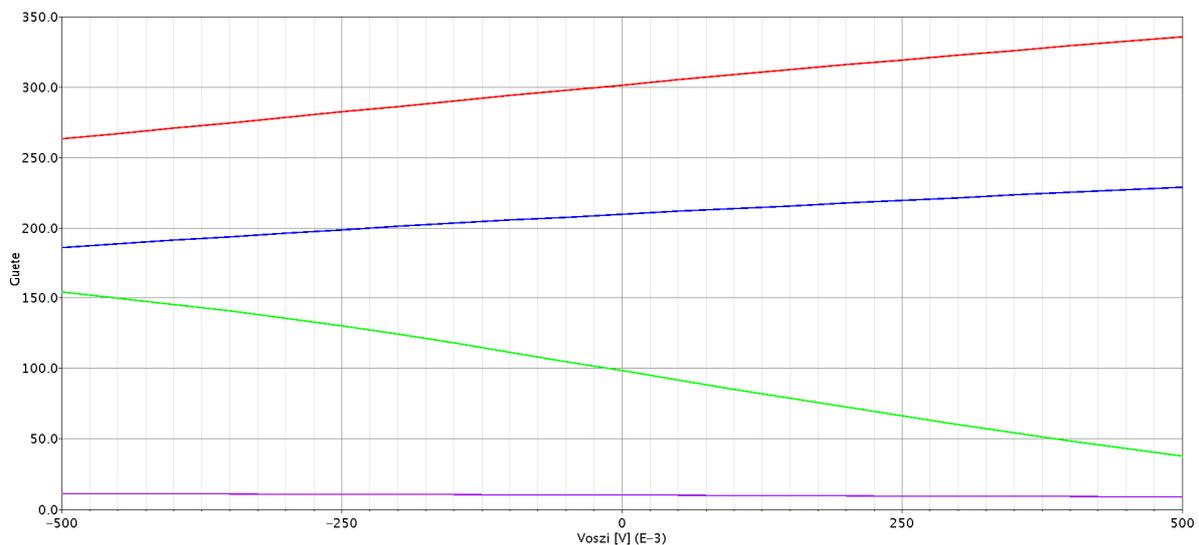
## Varaktoren mit sinkender Kapazität bei steigendem $V_{oszi}$ (Typ-1)

Abbildung 4.29 stellt die Güte der vier I-MOS-Varianten gegenüber, deren Kapazität bei steigendem  $V_{oszi}$  sinkt. Ihre, auf ihren Wert bei  $V_{oszi} = 0 V$  normalisierte, Kapazität zeigt Abbildung 4.30.

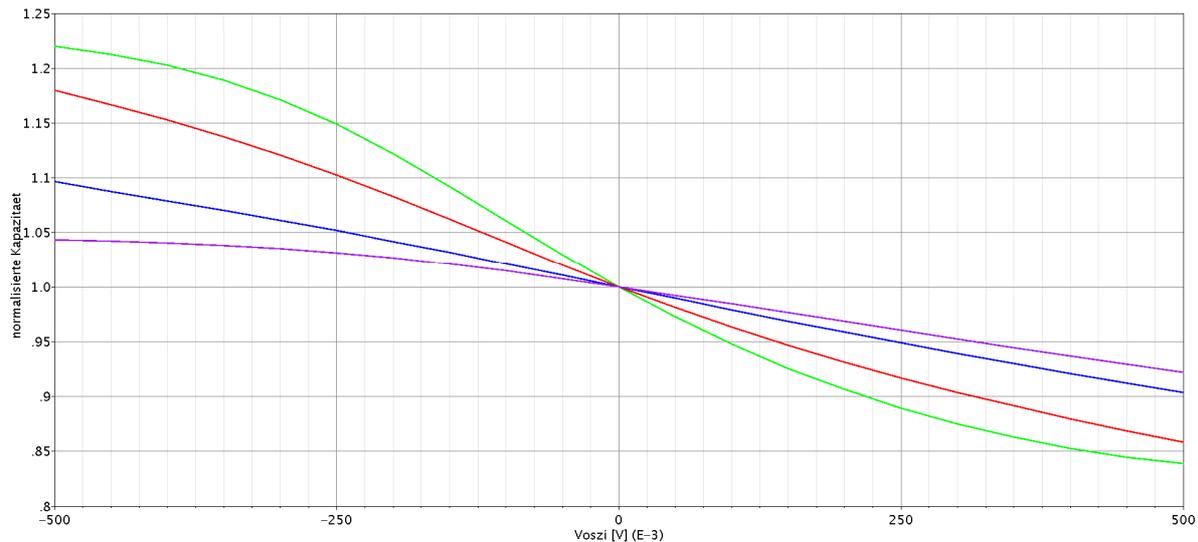
\* Eine Begründung für diese Werte wird in Kapitel 4.4.3 gegeben.

Ein p-Typ I-MOS mit dicker Oxidschicht, dessen Gate mit  $V_{o+}$  bzw.  $V_{o-}$  und dessen Drain/Source mit einer Basis verbunden ist, ist aufgrund seiner geringen Güte für die Verwendung in einem Bias-Netzwerk ungeeignet. Die normalisierte Kapazität eines, auf die gleiche Weise angeschlossenen, p-Typ I-MOSes mit dünner Oxidschicht, zeigt die größte Kapazitätsvariation und die größte Nichtlinearität in diesem Vergleich. Letzteres macht es schwierig, die Kapazitätsvariation mit einem anderen Varaktor auszugleichen. Ersteres ist das Gegenteil von dem, was in einem Bias-Netzwerk gewünscht ist. Aus diesen Gründen ist auch diese Variante ungeeignet.

Damit die Kapazität eines n-Typ I-MOSes bei steigendem  $V_{oszi}$  sinkt, muß sein Drain/Source mit  $V_{o+}$  bzw.  $V_{o-}$  und sein Gate mit einer Basis verbunden sein. Die Variante mit dünner Oxidschicht besitzt eine höhere Güte, die mit dicker Oxidschicht eine geringere Kapazitätsvariation. Welche dieser Eigenschaften den größeren Vor- bzw. Nachteil darstellt, kann erst im Zusammenspiel mit einem Varaktor des Typs-2 beurteilt werden.



**Abbildung 4.29:** Güte der vier I-MOS-Varianten, deren Kapazität bei steigendem  $V_{oszi}$  sinkt. Rot: n-Typ mit dünner Oxidschicht; Blau: n-Typ mit dicker Oxidschicht; Grün: p-Typ mit dünner Oxidschicht; Lila: p-Typ mit dicker Oxidschicht.



**Abbildung 4.30:** Auf den Wert bei  $V_{oszi} = 0\text{ V}$  normalisierte Kapazität der vier I-MOS-Varianten, deren Kapazität bei steigendem  $V_{oszi}$  sinkt. Rot: n-Typ mit dünner Oxidschicht; Blau: n-Typ mit dicker Oxidschicht; Grün: p-Typ mit dünner Oxidschicht; Lila: p-Typ mit dicker Oxidschicht.

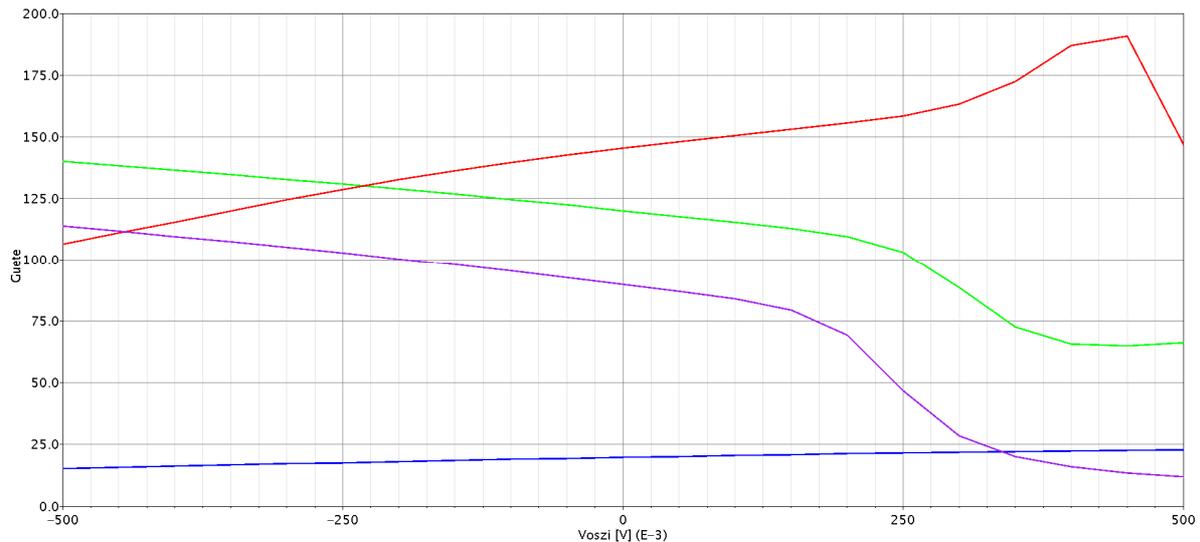
## Varaktoren mit steigender Kapazität bei steigendem $V_{oszi}$ (Typ-2)

Werden die vier Varianten jeweils andersherum angeschlossen als eben, weisen sie eine mit  $V_{oszi}$  steigende Kapazität auf. Ihre Güte, die sich auf diese Weise ergibt, ist in Abbildung 4.31 gegenübergestellt, und die, auf den Wert bei  $V_{oszi} = 0\text{ V}$  normalisierte, Kapazität in Abbildung 4.32.

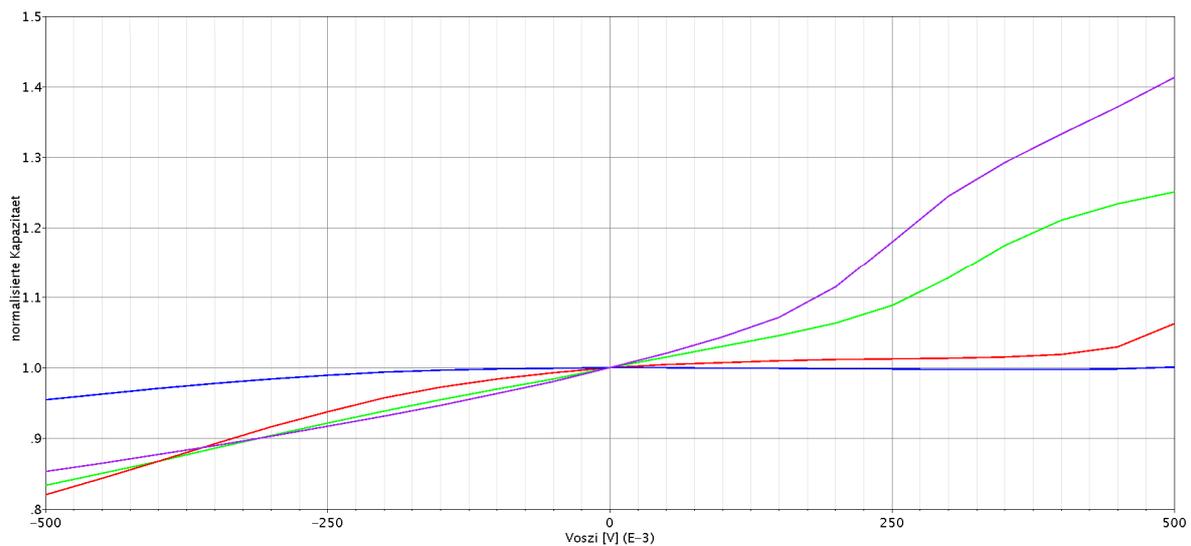
n-Typ I-MOSe mit dicker Oxidschicht sind aufgrund ihrer geringen Güte ungeeignet.

Die Güte der p-Typ I-MOSe mit dicker Oxidschicht ist von den verbliebenen Varianten die Geringste. Da sie außerdem die größte Kapazitätsvariation aufweisen, sind auch sie nicht geeignet.

Bei den I-MOSen mit dünner Oxidschicht, weist der n-Typ, im Vergleich zum p-Typ, während einem größeren Teil der Oszillation eine höhere Güte auf. Allerdings zeigt seine normalisierte Kapazität ein weniger lineares Verhalten als die des p-Typs und seine Kapazitätsvariation ist geringer. Da die Kapazitäten der Varianten, deren Kapazität bei steigendem  $V_{oszi}$  sinkt, im Vergleich hierzu linearer verlaufen, machen es diese beiden Eigenschaften schwieriger einen guten Kapazitätsausgleich zu erreichen. Welche dieser beiden Varianten besser geeignet ist, kann daher erst im Zusammenspiel mit einem Varaktor des Typs-1 beurteilt werden.



**Abbildung 4.31:** Güte der vier I-MOS-Varianten, deren Kapazität bei steigendem  $V_{oszi}$  steigt. Rot: n-Typ mit dünner Oxidschicht; Blau: n-Typ mit dicker Oxidschicht; Grün: p-Typ mit dünner Oxidschicht; Lila: p-Typ mit dicker Oxidschicht.



**Abbildung 4.32:** Auf den Wert bei  $V_{oszi} = 0$  V normalisierte Kapazität der vier I-MOS-Varianten, deren Kapazität bei steigendem  $V_{oszi}$  steigt. Rot: n-Typ mit dünner Oxidschicht; Blau: n-Typ mit dicker Oxidschicht; Grün: p-Typ mit dünner Oxidschicht; Lila: p-Typ mit dicker Oxidschicht.

## Schwellenspannung

Aus den Werten, die für die obigen Simulationen verwendet wurden, folgt, daß das  $V_{o+}$  bzw. das  $V_{o-}$  zwischen 1,0 und 2,0 V und die Basispotentiale zwischen 1,217 und 1,383 V oszillieren. Für die beiden noch zur Wahl stehenden Varianten des Typs-1 folgt daraus, daß das anliegende  $V_{G-DS}$  zwischen -0,617 und 0,217 V schwankt. Das maximal anliegende  $V_{G-DS}$  liegt demnach mehrere hundert Millivolt unter-

halb der Schwellenspannung. Diese stellt somit selbst mit Prozeßvariationen und/oder Spannungsschwankungen (siehe Kapitel 2.6) kein Problem dar. Auch der Effekt einer sinkenden Schwellenspannung bei einem Anstieg der Temperatur (siehe Kapitel 4.2.6) läßt das maximal anliegende  $V_{G-DS}$  nicht über  $V_T$  steigen.

Bei den noch zur Wahl stehenden Varianten des Typs-2, ist das maximal anliegende  $V_{G-DS}$  beim n-Typ  $0,617 V$  und beim p-Typ  $-0,617 V$ . Beide überschreiten demnach ihre Schwellenspannung, was in Abbildung 4.31 und Abbildung 4.32 am Abfall der Güte bzw. am Anstieg der Kapazität bei großen  $V_{oszi}$  zu erkennen ist. Es ist auch zu erkennen, daß dieser Effekt beim p-Typ früher eintritt. Ein Grund dafür ist, daß das DC- $V_{SB}$  beim n-Typ  $0,2 V$  und beim p-Typ  $1,3 V$  beträgt und bei ihnen somit der Body-Effekt (siehe Kapitel 4.2.6) kleiner ist. Eine Verwendung des n-Typs würde das Bias-Netzwerk daher unempfindlicher gegen PVT-Variationen machen als bei einer Verwendung des p-Typs. Je nachdem welcher Typ schlußendlich verwendet wird folgt daraus, daß eine höhere bzw. eine niedrigere Vorspannung, aufgrund des Body-Effekts, zu einer Verschiebung der Schwellenspannung hin zu höheren  $V_{oszi}$  führt und somit dieses Problem kleiner wird.

### Optimales Paarverhältnis

Dieselbe Methode und dieselben Kriterien wie in Kapitel 4.3.2 können auch hier genutzt werden, um das Größen- bzw. Mengenverhältnis der beiden Typen zueinander zu bewerten. Lediglich bei den Kriterien b) und c) sind die Stellen, an denen die Gesamtkapazität bestimmt wird, zu ändern (auf  $-0,5$  und  $0,5 V$  bzw. auf  $-0,35$  und  $0,35 V$ ). Die Multiplizität der Typ-2 Varaktoren wird fest auf  $1000$  gehalten und die der Typ-1 Varaktoren wird variiert.

Aus den bisherigen Vorüberlegungen ergeben sich folgende Kombinationsvarianten (Typ-1 und Typ-2):

- 1) n-Typ mit dünner Oxidschicht und n-Typ
- 2) n-Typ mit dünner Oxidschicht und p-Typ
- 3) n-Typ mit dicker Oxidschicht und n-Typ
- 4) n-Typ mit dicker Oxidschicht und p-Typ

Tabelle 4.2 faßt für die vier Varianten die ermittelten Multiplizitätsspannen der Typ-1 Varaktoren zusammen, sowie die daraus folgenden Verhältnisse.

Variante	1)	2)	3)	4)
Multiplizität	235-410	2215-3165	175-330	1965-2575
Verhältnis Typ-1 zu Typ-2	0,235/1 bis 0,410/1	2,215/1 bis 3,165/1	0,175/1 bis 0,330/1	1,965/1 bis 2,575/1

**Tabelle 4.2:** Multiplizitätsspannen der Typ-1 Varaktoren, in denen, im Verhältnis zu einer Typ-2 Multiplizität von 1000, die optimale Multiplizität zu finden sein sollte, und die daraus folgenden Verhältnissbereiche, jeweils für die vier Kombinationsvarianten.

Tabelle 4.3 stellt die Kapazitäten jeweils eines einzelnen, der zur Wahl stehenden, Varaktoren bei  $V_{oszi} = 0 V$  gegenüber.

Varaktor	Typ-1: n-Typ mit kleinem $t_{OX}$	Typ-1: n-Typ mit großem $t_{OX}$	Typ-2: n-Typ	Typ-2: p-Typ
Kapazität in $fF$	0,263	0,540	0,142	0,640

**Tabelle 4.3:** Kapazitäten jeweils eines einzelnen, der zur Wahl stehenden, Varaktoren bei  $V_{oszi} = 0 V$ .

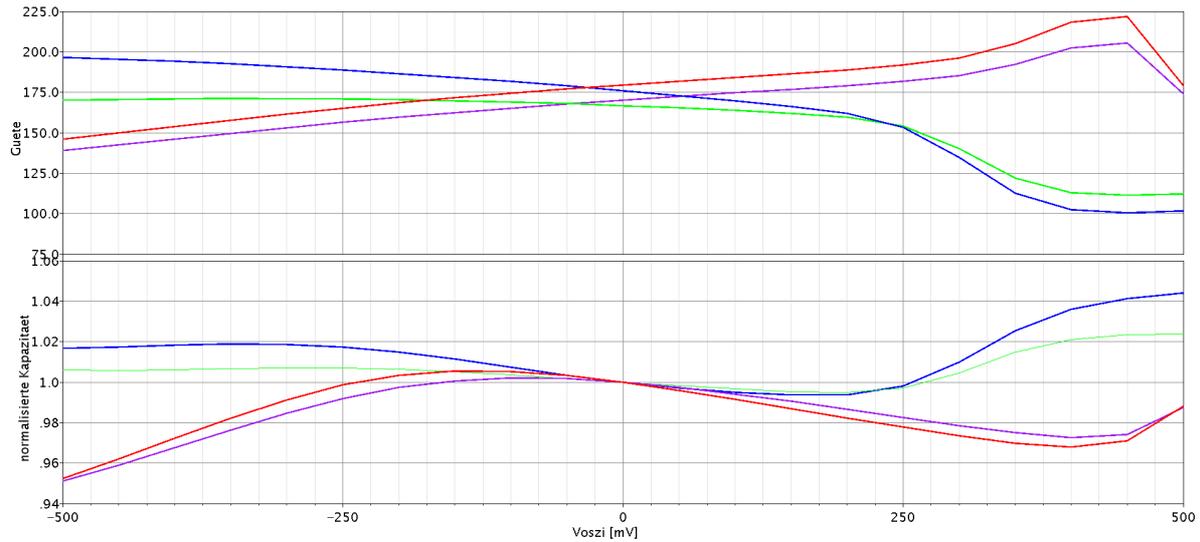
Ausgehend von der errechneten Koppelkapazität in Höhe von  $15 fF$ , können mit den Werten dieser beiden Tabellen, die benötigten Multiplizitäten errechnet werden (siehe Tabelle 4.4).

Variante	1)	2)	3)	4)
Multiplizität Typ-1 / Typ-2	17/74 bis 25/60	27/12 bis 32/10	11/63 bis 15/47	17/9 bis 19/7
Mittelwerte	21/67	30/11	13/55	18/8

**Tabelle 4.4:** Ermittelte Bereiche des Verhältnisses (Typ-1 zu Typ-2 Varaktoren), das eine Gesamtkapazität von etwa  $15 fF$  ergibt, und deren Mittelwerte.

Für einen groben Vergleich der vier Varianten genügt es, die Mittelwerte der ermittelten Multiplizitäten zu betrachten. Abbildung 4.33 zeigt die Güte und die bei  $V_{oszi} = 0 V$  normalisierten Kapazitäten der, mit diesen Mittelwerten simulierten, Varianten.

## 4 Die Komponenten des VCOs



**Abbildung 4.33:** Gegen  $V_{oszi}$  aufgetragene Güte (oben) und auf den Wert bei  $V_{oszi} = 0\text{ V}$  normalisierte Kapazität (unten) der Kombinationsvariante 1 (rot), 2 (blau), 3 (lila) und 4 (grün), jeweils mit den in Tabelle 4.4 angegebenen Multiplizitätsmittelwerten.

Tabelle 4.5 stellt die Standardabweichungen der Kapazitäten und die quadratischen Mittel der Güte der vier Varianten gegenüber.

Variante	1)	2)	3)	4)
Standardabweichung der Kapazität in $aF$	220	210	198	119
Quadratisches Mittel der Güte	180	166	170	157

**Tabelle 4.5:** Standardabweichungen der Kapazitäten und die quadratischen Mittel der Güte der vier Varianten.

Obwohl Variante 1 die größte Standardabweichung der Kapazität aufweist, soll sie im Folgenden Verwendung finden, da sie die höchste Güte besitzt. Außerdem ist sie, wie oben beschrieben, am unempfindlichsten gegenüber Variationen der Schwellenspannung der benutzten Varaktoren. Ein weiterer Grund ist, daß sich Prozeßvariationen (siehe Kapitel 2.6) unterschiedlich stark auf n-Typ und p-Typ MOS-FETs auswirken, eine Kombination dieser daher zu Problemen führen kann und dies gegen die Varianten 2 und 4 spricht.

### 4.4.3 Vorspannung

Der ursprüngliche Gedanke war, zu erreichen, daß  $-V_{CB}$  zu jedem Zeitpunkt der Oszillation kleiner als  $V_d$  ist. Um dies sicherzustellen und dennoch eine hohe  $V_{o+}$ - bzw.  $V_{o-}$ -Amplitude erreichen zu können, muß die Vorspannung kleiner als  $1,5\text{ V}$  sein. Je niedriger sie ist, desto größer darf die Amplitude werden.

Wird  $V_{Bias}$  erniedrigt, sinkt auch  $V_{tail}$  (siehe Kapitel 3.4), allerdings in niedrigerem Maße. Das bedeutet, daß die DC-Basis-Emitter-Spannungen  $V_{BE}$  der Transistoren sinken wenn  $V_{Bias}$  erniedrigt wird. Damit ein Bipolartransistor im Normalbetrieb arbeitet, muß seine Basis-Emitter-Diode durchlässig, das anliegende  $V_{BE}$  also größer als die entsprechende Schwellenspannung  $V_d$  sein. Daraus folgen zum einen eine Begrenzung von  $V_{Bias}$  nach unten, und zum anderen eine Begrenzung der Amplitude des an der Basis anliegenden Signals.

Oben wurde gezeigt, daß die Typ-2 Varaktoren, mit den in Kapitel 4.4.2 angenommenen Werten, ihre Schwellenspannung zeitweise überschreiten. Je niedriger  $V_{Bias}$  ist, desto größer ist das an ihnen anliegende  $V_{G-DS}$  und desto weiter überschreiten sie ihre Schwellenspannung. Da gleichzeitig das  $V_{SB}$  sinkt, sinkt auch die Schwellenspannung selbst (siehe Kapitel 4.2.6), was den Effekt zusätzlich verstärkt. Dies spricht gegen eine Erniedrigung der Vorspannung unter die angenommenen 1,3 V.

Die Konstantstromquelle benötigt ein gewisses Mindestpotential am Tail-Netz um ihre Aufgabe erfüllen zu können (siehe Kapitel 4.6). Daraus folgt ein weiterer Grund dafür, daß die Vorspannung nicht beliebig erniedrigt werden kann.

Aus einer Absenkung der Vorspannung folgt ein Anstieg der Kollektor-Emitter-Spannung  $V_{CE}$  und damit ein Anstieg des Kollektorstroms (siehe [13]). Dies spricht für ein niedriges  $V_{Bias}$ .

Es ist offensichtlich, daß, falls doch eine andere Vorspannung gewählt werden sollte, das Größen- bzw. Mengenverhältnis der beiden Varaktortypen zueinander angepaßt werden muß und sich u. U. die Gesamtkapazität ändert.

Ferner ist klar, daß das DC-Potential der Basen nicht der angelegten Vorspannung entspricht, sondern etwas tiefer liegt, da der zwischengeschaltete Widerstand einen Spannungsabfall zur Folge hat.

In Kapitel 4.4.2 wurde eine Vorspannung in Höhe von 1,3 V und eine Amplitude der Basispotentiale von 0,083 V angenommenen. Daraus folgt ein Minimalwert der Basispotentiale in Höhe von etwa 1,2 V. Wird weiterhin angenommen, daß  $V_{tail} = 0,4$  V sein soll, folgen daraus Minimalwerte der Basis-Emitter-Spannungen von 0,8 V. Damit ist die Basis-Emitter-Diode wie gewünscht durchlässig. Da  $V_{tail}$  nicht konstant ist, obwohl es das im Idealfall sein sollte (siehe Kapitel 4.6), stellt diese Rechnung nur eine grobe Abschätzung dar. Mit der angenommenen Amplitude der Kollektorpotentiale von 0,5 V und einem Maximalwert der Basispotentiale von etwa 1,35 V, folgt für  $V_{CB}$  ein Minimalwert von -0,35 V. Die Kollektor-Basis-Diode ist damit immer gesperrt.

Diese Überlegungen machen deutlich, daß die angenommenen Werte einen guten Kompromiß darstellen und dennoch einen gewissen Spielraum bereithalten, der PVT-Variationen (siehe Kapitel 2.6) größtenteils auffangen kann. Im Rahmen einer Feinoptimierung sollte in einem späteren Entwicklungsschritt (evtl. erst nach dem Erstellen des Layouts) getestet werden, ob durch eine leichte Erhöhung der Vorspannung eine Verbesserung erzielt werden kann, wenn dann die Typ-2 Varaktoren ihre

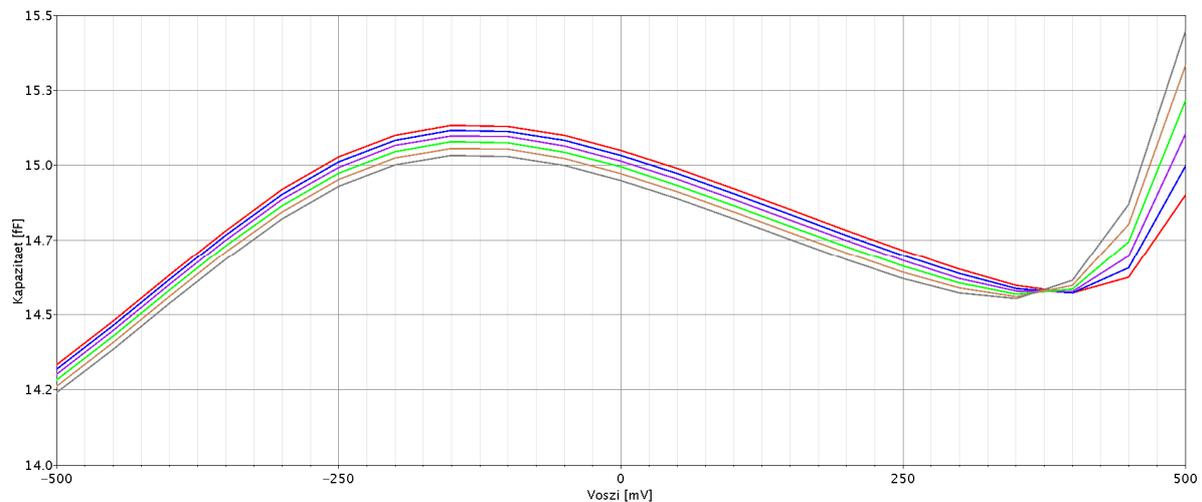
Schwellenspannung nicht mehr überschreiten. Ein leicht niedrigeres  $V_{Bias}$  sollte im Vergleich dazu ebenfalls getestet werden, da dies, wie oben beschrieben, zu einem höheren Kollektorstrom führt.

## 4.4.4 Temperaturabhängigkeit

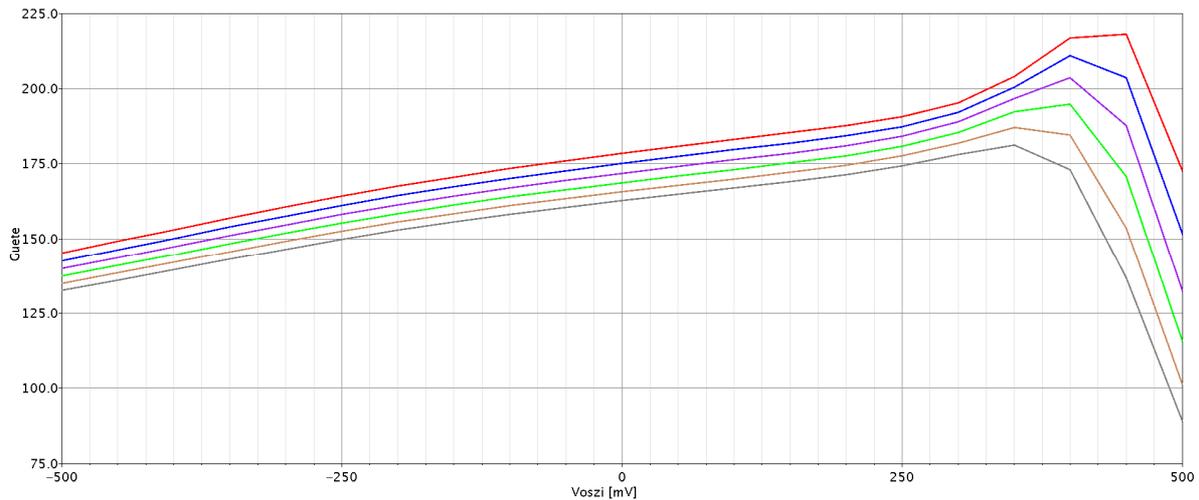
Bei einem Anstieg der Temperatur sinkt unterhalb der Schwellenspannung die Gesamtkapazität (siehe Abbildung 4.34).

Steigt die Temperatur von  $30\text{ °C}$  auf  $80\text{ °C}$ , fällt die Kapazität um etwa  $6,5\%$ . Dies ist einer der Gründe weshalb die  $V_{diff}$ -Amplitude bei steigender Temperatur abnimmt (siehe Kapitel 5.2.3). Wie ebenfalls in Kapitel 4.3.3, wirkt sich auch hier eine Temperaturänderung auf die Schwellenspannung aus (siehe Kapitel 4.2.6). Während dies dort vernachlässigbar war, beeinflusst dieser Effekt hier die Konstanz der Koppelkapazität.

Abbildung 4.35 zeigt die Auswirkungen einer Temperaturänderung auf die Gesamtgüte. Aufgrund der Abnahme der Ladungsträgermobilität bei einem Anstieg der Temperatur, sinkt die Güte um etwa  $9,7\%$  wenn die Temperatur von  $30\text{ °C}$  auf  $80\text{ °C}$  steigt. Die gleichzeitig fallende Schwellenspannung verursacht einen früher eintretenden, und somit auch stärkeren, Abfall der Güte.



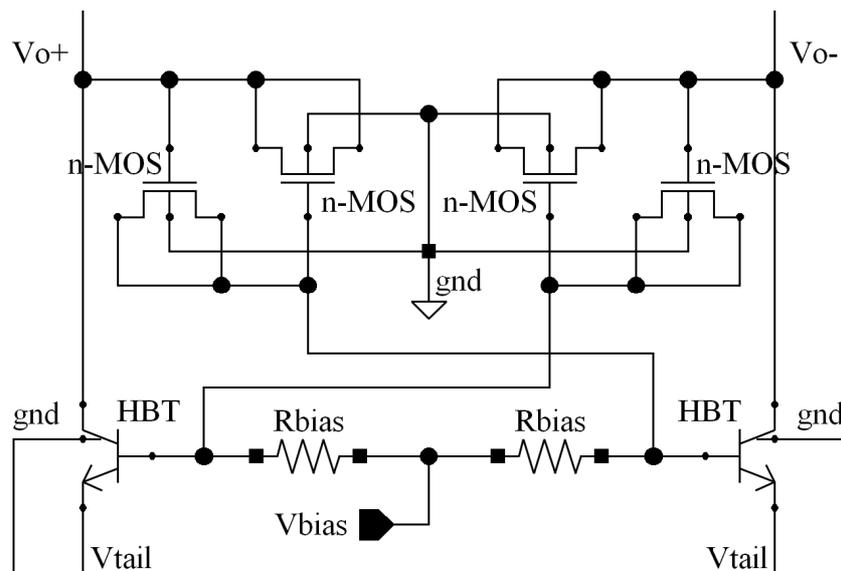
**Abbildung 4.34:** Gesamtkapazität der Kombinationsvariante 1 (Multiplizitäten: Typ-1 21; Typ-2 67) bei verschiedenen Temperaturen (rot:  $30\text{ °C}$ ; blau:  $40\text{ °C}$ ; lila:  $50\text{ °C}$ ; grün:  $60\text{ °C}$ ; braun:  $70\text{ °C}$ ; grau:  $80\text{ °C}$ ).



**Abbildung 4.35:** Gesamtgüte der Kombinationsvariante 1 (Multiplizitäten: Typ-1 21; Typ-2 67) bei verschiedenen Temperaturen (rot: 30° C; blau: 40° C; lila: 50° C; grün: 60° C; braun: 70° C; grau: 80° C).

## 4.4.5 Fazit

Um eine höhere  $V_{diff}$ -Amplitude zu ermöglichen wurde in diesem Unterkapitel ein Bias-Netzwerk eingeführt (siehe Abbildung 4.36). Eine Kombination aus zwei entgegengesetzt angeschlossenen n-Typ I-MOS-Varaktoren mit dünner Oxidschicht (und unterschiedlichen Multiplizitäten) bilden die dafür benötigten Koppelkondensatoren. Als Richtwert für die Vorspannung  $V_{Bias}$  wurde 1,3 V ermittelt und für die Koppelkapazität 15 fF.



**Abbildung 4.36:** Schaltplan des entwickelten Bias-Netzwerks.

## 4.5 Verstärker

Wie in Kapitel 3 erläutert, sollen zwei Transistoren im VCO die Aufgabe übernehmen die Oszillation aufrecht zu erhalten. In Kapitel 2.4 wurde dargelegt, daß die Bipolartransistoren mit Heteroübergang HBTs (engl.: heterojunction bipolar transistor) der verwendeten BiCMOS8HP-Technologie dafür optimal geeignet sind.

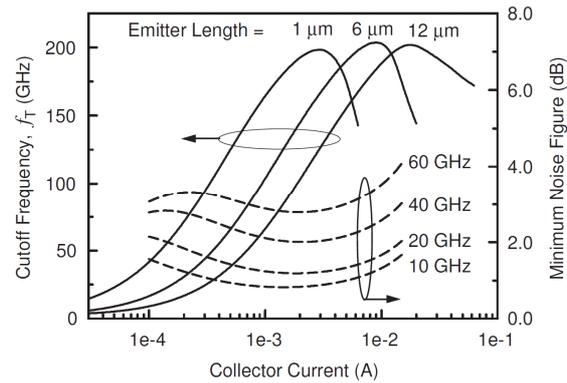
Für die in Kapitel 3.1 erwähnte Transkonduktanz gilt bei solchen Transistoren die einfache Beziehung [13]:

$$g_m = \frac{dI_C}{dV_{BE}} = \frac{I_C}{k_B T / q} \approx \frac{I_C}{25,8\text{mV}}. \quad (1.18)$$

$I_C$  ist der Strom durch den Kollektor (engl.: collector),  $V_{BE}$  die Basis-Emitter-Spannung,  $k_B$  die Boltzmann-Konstante,  $T$  die absolute Temperatur und  $q$  die Elementarladung.

Dies bedeutet, daß sich durch Ändern der von der Konstantstromquelle bereitgestellten Stromstärke die Verstärkung der HBTs einstellen läßt. In Kapitel 4.6 wird erklärt werden, daß die Stromstärke die die Konstantstromquelle liefert bei steigender Temperatur zunimmt. Dies hat den positiven Effekt, daß die dadurch verursachte Zunahme der Verstärkung den ansonsten schlechter werdenden Eigenschaften der Bauteile des VCOs entgegenwirkt. Gelänge es den Grad der Zunahme der Stromstärke optimal anzupassen, könnte der VCO temperaturunabhängig arbeiten. Wie dies erreicht werden könnte, wird in Kapitel 4.6 erläutert.

Bipolartransistoren haben die Eigenschaft, daß deren Rauschzahl, unabhängig von der Dimensionierung, bei einer bestimmten Kollektorstromdichte ein Minimum hat (siehe Abbildung 4.37). Es sollte daher zunächst diese Stromdichte für die verwendeten HBTs bestimmt werden. Anschließend wird die Emitterlänge dahingehend angepaßt, daß bei der Stromstärke die nötig ist um die Oszillation aufrecht zu erhalten diese Stromdichte eingehalten wird. Es ist dabei zu berücksichtigen, daß der VCO auf eine Betriebstemperatur von  $40^\circ\text{C}$  optimiert werden soll.



**Abbildung 4.37:** Simulierte Grenzfrequenz  $f_T$  (engl.: cutoff frequency) und Minimum-Rauschzahl  $NF_{min}$  (engl.: noise figure) eines Transistors mit Emittlerlänge  $12 \mu\text{m}$  aufgetragen gegen den Kollektorstrom [7].

## 4.6 Konstantstromquelle

Wird ein MOS-FET in seinem Sättigungsbereich betrieben, sind also die Bedingungen [9]

$$V_{GS} > V_T \quad (4.19)$$

und

$$V_{DS} \geq V_{GS} - V_T \quad (4.20)$$

erfüllt, gilt für seinen Drain-Strom die Beziehung:

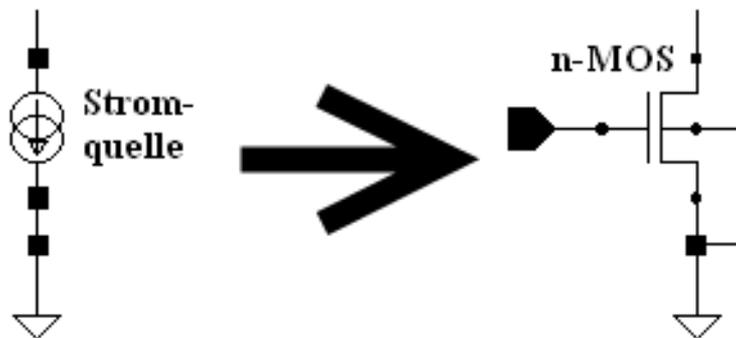
$$I_D = \frac{\mu \cdot C_{OX} \cdot W}{2 \cdot L} (V_{GS} - V_T)^2 \cdot (1 + \lambda \cdot V_{DS}). \quad (4.21)$$

Darin ist  $\lambda$  ein Parameter der die Kanallängenmodulation (siehe Kapitel 4.6.2) beschreibt. Mit einem typischen Wert von  $\lambda \approx 0,05 \text{ V}^{-1}$  [9] ist ersichtlich, daß  $I_D$  nur wenig mit  $V_{DS}$  ansteigt. Ist darüber hinaus  $V_{DS}$  in etwa konstant, kann ein solcher MOS-FET als Konstantstromquelle dienen.  $I_D$  entspricht dann  $I_{tail}$  und  $V_{DS}$  entspricht  $V_{tail}$ . Die Stromstärke ist um so konstanter, je kleiner  $\lambda$  und je konstanter  $V_{tail}$  ist. In Kapitel 4.7 wird zwischen das  $V_{tail}$ -Netz und die Konstantstromquelle ein LC-Schwingkreis eingeführt dessen Aufgabe es ist, die Oszillation des  $V_{tail}$ -Netzes zu filtern und somit für eine konstantere Spannung an der Konstantstromquelle zu sorgen.

Gelänge es diese Oszillation nahezu vollständig herauszufiltern, ließe sich, anstatt eines MOS-FETs, ein einfacher Widerstand als Konstantstromquelle einsetzen. Allerdings würde der VCO dann sehr anfällig auf Schwankungen der Versorgungsspannung reagieren, denn diese würden eine Schwankung des DC-Werts von  $V_{tail}$  und somit der Stromstärke bedeuten.

In den folgenden Unterkapiteln wird begründet, weshalb eine große Kanallänge vorteilhaft ist. Es ist dabei aber zu bedenken, daß laut Gleichung (4.21) ein größeres  $L$  einen niedrigeren Stromfluß zur Folge hat. Zum Ausgleich muß die Kanalbreite  $W$  und/oder die Gate-Source-Spannung  $V_{GS}$  erhöht werden. Letzteres ist allerdings nicht uneingeschränkt möglich, da Gleichung (4.20) gelten muß. Ferner ist  $V_{GS}$  bereits dadurch festgelegt, daß durch einen bestimmten Wert die Temperaturunabhängigkeit des VCOs erreicht werden soll (siehe Kapitel 4.6.6).

Die Gate-Source-Spannung der Konstantstromquelle  $V_{GS,tail}$  wird im endgültigen Transceiver intern erzeugt werden. Üblicherweise geschieht dies mit Hilfe eines Stromspiegels (siehe z. B. [9]). Um in einem ersten Prototyp des VCOs nachjustieren und dessen Eigenschaften flexibler untersuchen zu können ist es allerdings praktikabler, dieses  $V_{GS,tail}$  extern zu erzeugen und von außen an den VCO anzulegen. Es ist dabei darauf zu achten, daß  $V_{GS,tail}$  besonders konstant sein muß, da bereits eine geringe Inkonstanz zu einer starken Schwankung der Stromstärke führt.



**Abbildung 4.38:** Ein n-MOS in Sättigung als Konstantstromquelle.

### 4.6.1 Auswirkungen eines inkonstanten Tail-Stroms

Anhand zweier Effekte soll verdeutlicht werden, weshalb der Tail-Strom  $I_{tail}$  möglichst konstant sein muß. Diese Effekte werden verursacht durch das  $1/f$ -Rauschen (siehe dazu etwa [9], [10]) der Stromquelle und sind die Hauptursache für  $1/f^3$ -Phasenrauschen in kreuzgekoppelten VCOs [11].

### Gleichtaktmodulation-zu-Frequenzmodulation Umsetzung

Der Strom der durch die Spule fließt oszilliert parallel zur Spannung die über diese abfällt. Wird dies überlagert von einer Stromänderung, die etwa durch einen inkonstanten Tail-Strom verursacht wird, ändert dies die über die Spule abfallende Spannung und somit auch die an den Varaktoren anliegende Gleichtaktspannung  $V_{G-DS}$ . Die Folge davon ist eine Änderung der Kapazität der Varaktoren und somit der Oszillationsfrequenz, was einen Beitrag zum Phasenrauschen darstellt. Diese Umsetzung einer Gleichtaktmodulation CMM (engl.: common-mode modulation) zu einer Frequenzmodulation FM wird durch folgende Gleichung verdeutlicht [11]:

$$\left(\frac{\partial\omega_0}{\partial I_{\text{tail}}}\right)_{\text{CM}} = \left(\frac{\partial\omega_0}{\partial V_{\text{G-DS}}}\right) \cdot \left(\frac{\partial V_{\text{G-DS}}}{\partial I_{\text{tail}}}\right). \quad (4.22)$$

## Amplitudenmodulation-zu-Frequenzmodulation Umsetzung

Da am Varaktorteil die vollständige  $V_{o+}$ - bzw.  $V_{o-}$ -Amplitude anliegt, ist der Bereich in dem die Varaktoren betrieben werden nicht linear (siehe Kapitel 4.3). Ein inkonstanter Tail-Strom hätte, wie bereits in Kapitel 3.4 erläutert, eine inkonstante Amplitude zur Folge. Dies würde, aufgrund der genannten Nichtlinearität und auch aufgrund der unvollkommenen Anpassung der beiden Varaktorpaare aneinander (siehe Kapitel 4.3.2), zu einer Änderung der (effektiven) Kapazität und somit zu einer Frequenzänderung führen, was einen weiteren Beitrag zum Phasenrauschen darstellt. Diese Umsetzung einer Amplitudenmodulation AM zu einer Frequenzmodulation FM wird durch folgende Gleichung verdeutlicht [11]:

$$\left(\frac{\partial\omega_0}{\partial I_{\text{tail}}}\right)_{\text{AM}} = \left(\frac{\partial\omega_0}{\partial A_0}\right) \cdot \left(\frac{\partial A_0}{\partial I_{\text{tail}}}\right). \quad (4.23)$$

### 4.6.2 Kanallängenmodulation

Die Breite der Verarmungszone am Übergang vom n-dotierten Drain zum p-dotierten Substrat (das auf Massepotential liegt) nimmt mit steigendem Drain-Potential zu, denn der Übergang stellt eine in Sperrichtung betriebene pn-Diode dar. Dies verringert die Länge  $L$  des Kanals um  $X_{dl}$  und führt zu einer effektiven Länge\* von [9]:

$$L_{\text{eff}} = L - X_{dl}. \quad (4.24)$$

Da laut Gleichung (4.21) ein kürzerer Kanal zu einer höheren Stromstärke führt, folgt daraus ein Anstieg des Stroms mit zunehmendem  $V_{DS}$ . Die Breite der Verarmungszone ist in Relation zur Kanallänge klein. Aus diesem Grund führt dieser Effekt lediglich zu einem leichten Anstieg des Stroms. Das bedeutet: Je länger der Kanal, desto kleiner der Anstieg. Der folgende Ausdruck für den Kanallängenmodulationsparameter  $\lambda$  macht dies deutlich [9]:

$$\lambda = \frac{1}{L_{\text{eff}}} \cdot \frac{dX_{dl}}{dV_{DS}}. \quad (4.25)$$

Für eine genauere Betrachtung ist jedoch folgende Gleichung vorzuziehen [10]:

---

\* Die Verringerung der effektiven Länge durch Diffusion der Donatoren unter das Gate wurde hier nicht berücksichtigt.

$$\lambda = \frac{\text{const.}}{2 \cdot L \cdot \sqrt{V_{DS} - (V_{GS} - V_T) + \phi_F}}. \quad (4.26)$$

Eine Verbesserung der Eigenschaften der Konstantstromquelle kann demnach erreicht werden indem ein längerer Kanal verwendet wird. Auch ein  $V_{DS}$  bzw.  $V_{tail}$  das möglichst weit über der Differenz  $V_{GS} - V_T$  liegt ist hilfreich. Da jedoch  $V_{DS}$  vom Bias-Netzwerk beschränkt wird und  $V_{GS}$  aus anderen Gründen festgelegt ist, ist hier keine Optimierung möglich.  $\phi_F$  ist nach Gleichung (4.16) Temperaturabhängig, was zur Folge hat, daß  $\lambda$  mit der Temperatur steigt. Dies trägt bei zur Erhöhung des Phasenrauschens bei steigender Temperatur.

### 4.6.3 „Drain Induced Barrier Lowering“

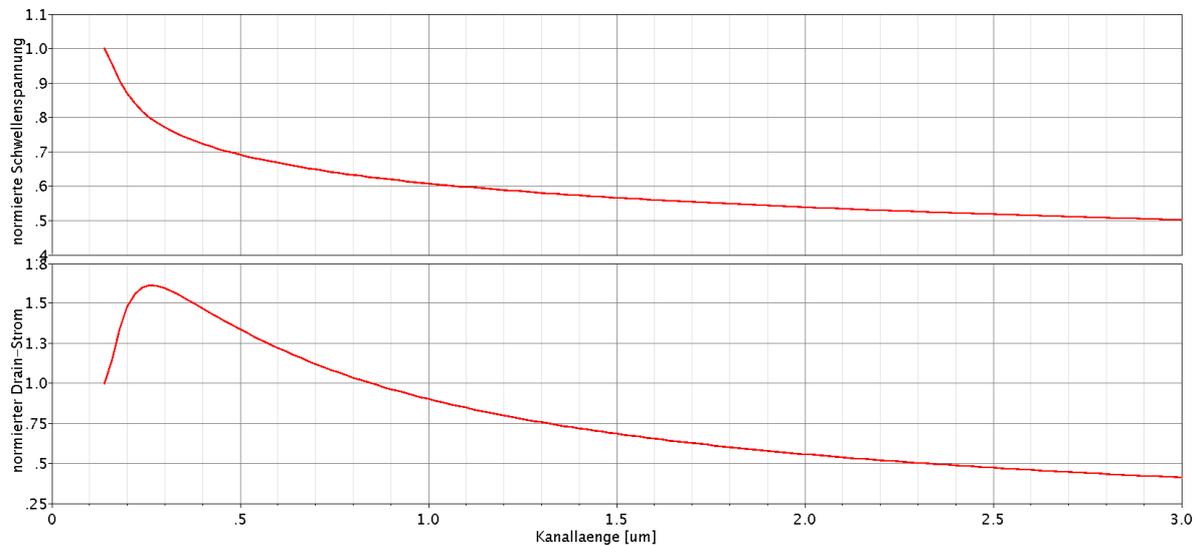
Die in Kapitel 4.6.2 beschriebene Verkürzung der Kanallänge bei steigendem Drain-Potential bewirkt, neben der Kanallängenmodulation, auch eine Reduzierung der Schwellenspannung. Der Grund dafür ist, daß die positive Ladung des Gates in einem verkürzten Kanal eine verstärkte Ansammlung negativer Ladungsträger im Kanal verursacht, was gleichbedeutend ist mit einer Reduzierung des Oberflächenpotentials  $\phi_F$  [9]. Dies reduziert in Gleichung (4.15) das  $V_{T0}$  und die Schwellenspannung sinkt. Ein oszillierendes  $V_{DS}$  verursacht daher eine Oszillation der Schwellenspannung und damit eine oszillierende Stromstärke. Dieser „Drain Induced Barrier Lowering“ (kurz: DIBL) genannte Effekt ist, wie schon bei der Kanallängenmodulation, kleiner, je größer  $L$  ist. Lange Kanäle sind demnach auch aus diesem Grund vorzuziehen.

### 4.6.4 Umgekehrter Kurzkanaleffekt

Das DIBL ist ein Effekt der in vielen Fällen störend ist. Er läßt sich reduzieren indem die nahe an Drain und Source gelegenen Bereiche des Kanals stärker dotiert werden als die übrigen Bereiche. Diese „Halo“-Dotierung hat verkleinerte Verarmungszonen an den Übergängen von Drain bzw. Source zum Substrat zur Folge und sorgt dadurch dafür, daß der Kanal bei steigendem  $V_{DS}$  weniger stark verkürzt wird [9].

Bei kurzen Kanälen können sich die stärker dotierten Gebiete von Drain und Source überlappen, was die mittlere Dotierungsstärke im Kanalbereich erhöht und nach den Gleichungen (4.13), (4.15) und (4.16) zu einer Anhebung der Schwellenspannung führt. Wird der Kanal verlängert, sinkt die mittlere Dotierungsstärke und nähert sich dem Wert des Substrats an. Das bedeutet, daß die Schwellenspannung zunächst stark abfällt und schließlich einen konstanten Wert erreicht (siehe Abbildung 4.39 oben). Bei kleinen  $V_{GS}$  führt dies zunächst zu einem Anstieg des Drain-Stroms, dann aber aufgrund der inversen Proportionalität laut Gleichung (4.21) zu einem Abfall. Bei großen  $V_{GS}$  ist die relative Änderung der Differenz  $V_{GS} - V_T$  klein, weshalb der Drain-Strom schon von Beginn an sinkt.

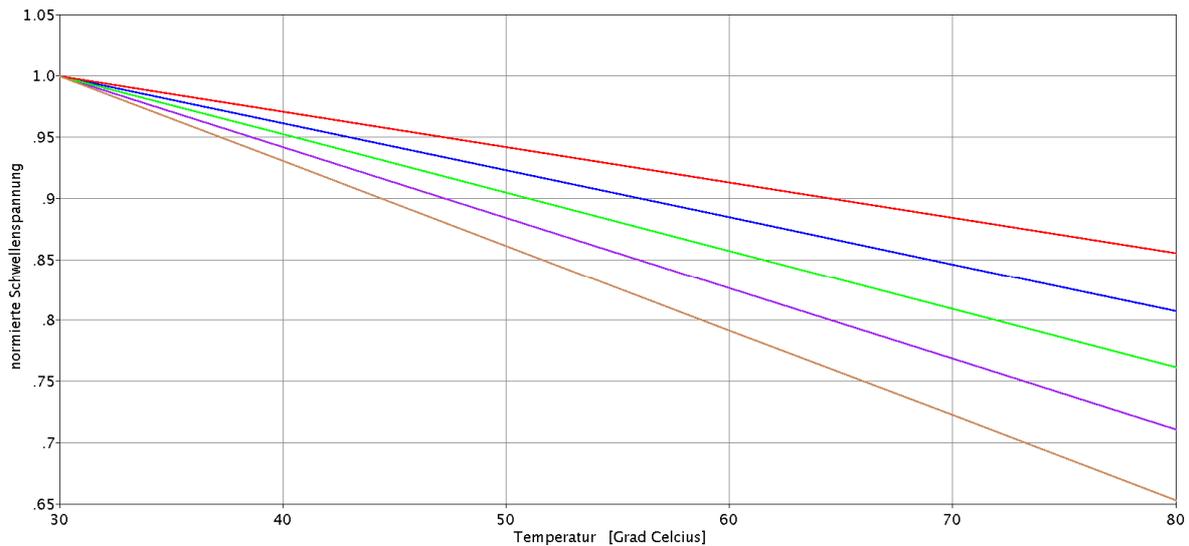
Es sei hier noch erwähnt, daß aufgrund dieses Effekts laut Gleichung (4.14) der Body-Effekt in kurzkanaligen MOS-FETs stärker ist.



**Abbildung 4.39:** Abhängigkeit der auf den Wert bei  $L = 140 \text{ nm}$  normierten Schwellenspannung (oben) eines MOS-FETs und des daraus folgenden, auf die gleiche Weise normierten Drain-Stroms (unten) von dessen Kanallänge bei einem  $V_{GS}$  von  $0,4 \text{ V}$  und einem  $V_{DS}$  von  $1,5 \text{ V}$ .

Eine weitere Folge des umgekehrten Kurzkanaleffekts ist, daß die Abnahme der Schwellenspannung bei einem Anstieg der Temperatur (siehe Kapitel 4.2.6) bei größeren Kanallängen stärker ist. Der Grund dafür liegt in den unterschiedlichen Abhängigkeiten der zu  $V_{T0}$  beitragenden Größen von der Dotierungsstärke und der Temperatur. Eine ausführliche Herleitung von  $V_{T0}$ , anhand derer dies verstanden werden kann, ist z. B. in [9] Kapitel 6.2 zu finden. Abbildung 4.40 zeigt die relative  $V_T$ -Abnahme bei einem Temperaturanstieg von  $30 \text{ °C}$  auf  $80 \text{ °C}$  für verschiedene Kanallängen. In Kapitel 4.6.6 wird begründet werden, daß dies ein für diese Arbeit positiver Effekt ist, weshalb hieraus ein weiteres Argument für große  $L$  folgt.

## 4 Die Komponenten des VCOs



**Abbildung 4.40:** Abnahme der auf den Wert bei  $T = 30\text{ }^\circ\text{C}$  normierten Schwellenspannung eines MOS-FETs bei einem Anstieg der Temperatur für verschiedene Kanallängen (rot:  $200\text{ nm}$ ; blau:  $400\text{ nm}$ ; grün:  $800\text{ nm}$ ; lila:  $1600\text{ nm}$ ; braun:  $3200\text{ nm}$ ).

Erwähnenswert ist noch, daß der umgekehrte Kurzkanaleffekt dazu beiträgt, daß der Effekt der Kanallängenmodulation bei längeren Kanälen geringer ist (siehe Gleichung (4.26) zusammen mit Gleichung (4.16)).

### 4.6.5 Rauschzahl

Für MOS-FETs kann ein Ausdruck angegeben werden, mit dem sich deren Rauschzahl abschätzen läßt [10], [12]:

$$F_{\min} \approx 1 + \text{const.} \cdot \omega \cdot \sqrt{\frac{(R_G + R_S) \cdot L^3 \cdot W \cdot C_{\text{OX}}}{\mu \cdot (V_{\text{GS}} - V_T)}}. \quad (4.27)$$

Darin ist  $R_S$  der Ausgangswiderstand, der gelegentlich auch Quellwiderstand (engl.: source resistance) genannt wird [9]:

$$R_S = \frac{1}{\lambda \cdot I_D}. \quad (4.28)$$

Damit und mit den Gleichungen (4.7), (4.12) und (4.21) folgen aus Gleichung (4.27) mehrere Optimierungsansätze:

1. Die Differenz  $V_{\text{GS}} - V_T$  sollte groß sein. Da mit dieser Differenz allerdings die Temperaturunabhängigkeit des VCOs erreicht werden soll (siehe Kapitel 4.6.6), kann an dieser Stelle keine Optimierung vorgenommen werden.

2. Der Kanallängenmodulationsparameter  $\lambda$  sollte groß sein. Da in einer guten Konstantstromquelle  $\lambda$  allerdings möglichst klein sein sollte, kann auch hier nichts weiter optimiert werden.
3. MOS-FETs mit dicker Oxidschicht sind vorzuziehen. Da deren Schwellenspannung bei steigender Temperatur allerdings weniger stark sinkt [9], sind diese an dieser Stelle ungeeignet.
4.  $L$  und  $W$  sollten klein sein, wobei  $L$  einen größeren Einfluß hat. Da das Phasenrauschen des VCOs allerdings stärker unter einer inkonstanten Stromstärke leidet als unter dem Rauschen der Konstantstromquelle\*, überwiegen die Argumente für ein großes  $L$ . Zumal ein großes  $L$  positiv für das Temperaturverhalten und für die Folgen von Prozeßvariationen ist. Um  $W$  zu verkleinern kann die Anzahl von Gate-Fingern bei gleich bleibender Gesamtbreite erhöht werden. Dies erhöht allerdings den Einfluß von parasitären Verlusten, weshalb eine zu hohe Anzahl zu einem erneuten Anstieg des Rauschens führt [12]. Sobald die übrige Dimensionierung der Konstantstromquelle feststeht, sollte mit Hilfe Simulationen die Anzahl von Gate-Fingern bestimmt werden, bei der das Rauschen minimal ist.

## 4.6.6 Temperaturabhängigkeit

Wie in Kapitel 0 beschrieben, soll die Temperaturunabhängigkeit des VCOs dadurch erreicht werden, daß die Stromstärke die die Konstantstromquelle liefert mit der Temperatur ansteigt und somit den Effekt des negativen Widerstands der HBTs bei steigender Temperatur erhöht.

Es dafür notwendig die Konstantstromquelle dahingehend zu optimieren, daß die Stromstärke genügend stark ansteigt. Dies kann beeinflußt werden indem ein größeres  $L$  verwendet wird (siehe Kapitel 4.6.4) oder indem  $V_{GS}$  so gewählt wird, daß die Differenz  $V_{GS} - V_T$  passend mit der Temperatur steigt. Für letztes muß die Differenz allerdings so niedrig sein, daß sie sehr anfällig auf Prozeß- und Spannungsvariationen reagieren würde. Für die in Kapitel 5.2 vorgenommenen Simulationen wurde für diese Differenz ein Wert von  $100\text{ mV}$  gewählt.

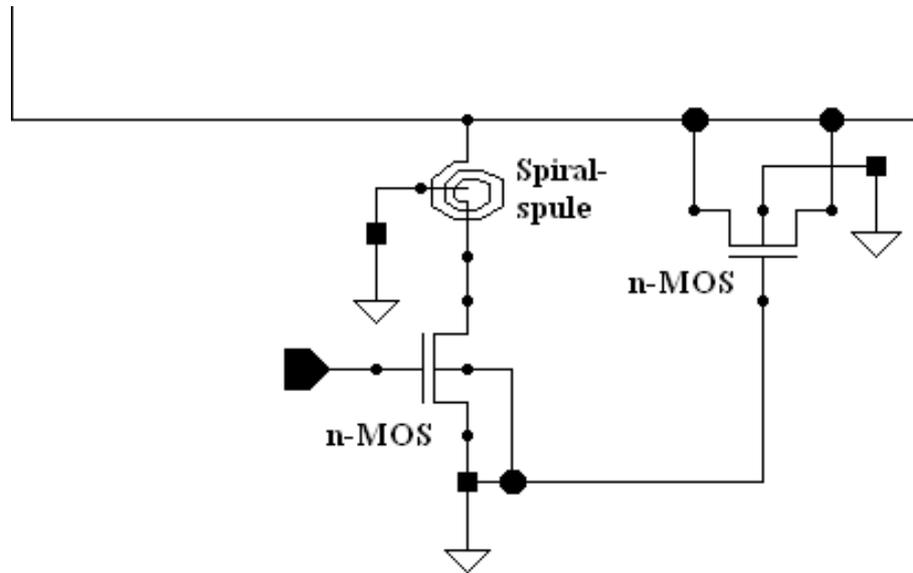
## 4.7 Passiver LC-Filter

In den Kapiteln 3.4 und 4.6.1 wurde erläutert, weshalb die an der Konstantstromquelle anliegende Spannung möglichst konstant sein sollte. Wie ebenfalls in Kapitel 3.4 erläutert, löschen sich die überlagerten Oszillationen der Emitterpotentiale der beiden HBTs größtenteils gegenseitig aus. Es bleibt jedoch eine Oszillation zurück, deren Frequenz aufgrund der Überlagerung doppelt so hoch ist, wie die des VCOs. Ein LC-Parallelschwingkreis, der an der einen Seite mit seiner Resonanzfrequenz angeregt wird, wirkt wie ein Filter, der diese Frequenz an der anderen Seite nur unterdrückt weitergibt. Wird

---

\* Zumal der LC-Filter der in Kapitel 4.7 eingeführt wird dieses Rauschen zumindest teilweise herausfiltert.

ein solcher Filter zwischen die Konstantstromquelle und die verbundenen Emittoren geschaltet (siehe Abbildung 4.41), sorgt er daher für eine konstantere Spannung an der Konstantstromquelle.



**Abbildung 4.41:** Konstantstromquelle mit vorgeschaltetem  $LC$ -Parallelschwingkreis.

Wird ein  $LC$ -Parallelschwingkreis mit seiner Resonanzfrequenz angeregt, ist seine Impedanz maximal. Der benutzte Filter erhöht daher die Impedanz zwischen dem VCO und dem Masseanschluß und vermindert dadurch die abfließende Oszillationsenergie, was die Güte des VCOs erhöht [6]. In Kapitel 3.7 wurde für die Impedanz eines  $LC$ -Parallelschwingkreises Gleichung (3.26) hergeleitet. Sie sei der Einfachheit halber hier noch einmal wiederholt:

$$\frac{1}{Z_{\text{tot}}} = \frac{1}{R} + \frac{1}{R_{SL} \cdot (1 + Q_L^2)} + \frac{1}{i\omega \cdot L \cdot \left(\frac{1}{Q_L^2} + 1\right)} + \frac{1}{R_{SC} \cdot (1 + Q_C^2)} + \frac{1}{\frac{1}{i\omega C} \cdot \left(\frac{1}{Q_C^2} + 1\right)}. \quad (4.29)$$

Zusammen mit Gleichung (3.1) ergeben sich aus dieser Gleichung Folgerungen für die Dimensionierung des Filters.

Zunächst müssen die in Kapitel 4.1 beschriebenen Effekte berücksichtigt werden, aufgrund derer sich die Güte erniedrigt wenn die Induktivität erhöht wird. Eine Erhöhung der Induktivität bei gleichzeitiger Erniedrigung der Kapazität führt daher nur bis zu einem gewissen Maße zu einer Erhöhung der Gesamtimpedanz.

$R_{SL}$  und  $R_{SC}$  gehen in  $Q_L$  bzw.  $Q_C$  ein (siehe Gleichungen (3.20) und (3.21)). Daraus folgt, daß weder sehr kleine noch sehr große Widerstände zu optimalen Ergebnissen führen.

Aufgrund der über den Schwingkreis abfallenden Spannung, wird das DC-Potential der Emittoren nach oben verschoben. Dies hat den Nachteil, daß die Basis-Emitter-Spannung der HBTs herabgesetzt wird. Bei der Entscheidung, ob zur Änderung der Induktivität der Spiralendurchmesser, die Breite des Me-

talls oder die Zahl der Windungen geändert werden soll, ist dies zu berücksichtigen, denn aus diesen Alternativen folgen unterschiedliche  $R_{SL}$ .

Aus einem Vergleich der Erkenntnisse aus den Kapiteln 4.1 und 4.2 folgt, daß die verwendete Kapazität eine höhere Güte aufweist als die Induktivität. Eine Betrachtung des dritten und des fünften Terms der Gleichung (4.29) läßt daher folgern, daß eine höhere Induktivität bei einer kleineren Kapazität vorteilhaft ist.

Der Frequenzbereich, den der Filter möglichst stark unterdrücken soll, erstreckt sich von  $2 \cdot 57 \text{ GHz} = 114 \text{ GHz}$  bis  $2 \cdot 66 \text{ GHz} = 132 \text{ GHz}$  und umfaßt demnach eine Bandbreite von  $18 \text{ GHz}$ . Wird berücksichtigt, daß es aufgrund von Prozeßvariationen zu Abweichungen der Resonanzfrequenz von ihrem Sollwert kommen kann, ist es sinnvoll eine noch größere Bandbreite vorzusehen. Da die Güte als Maß für die Dämpfung eines schwingenden Systems aufgefaßt werden kann, also

$$Q = \frac{f_0}{B} \quad (4.30)$$

gilt [16], wobei  $f_0$  die Resonanzfrequenz und  $B$  die Bandbreite\* ist, folgt, daß die Güte des Filters kleiner als 6,8 sein sollte. Aus diesem recht kleinen Wert folgt nach Gleichung (3.35), daß ein großes Verhältnis  $L/C$  vorzuziehen ist und daß große  $Q_L$  und  $Q_C$  nachteilig sind.

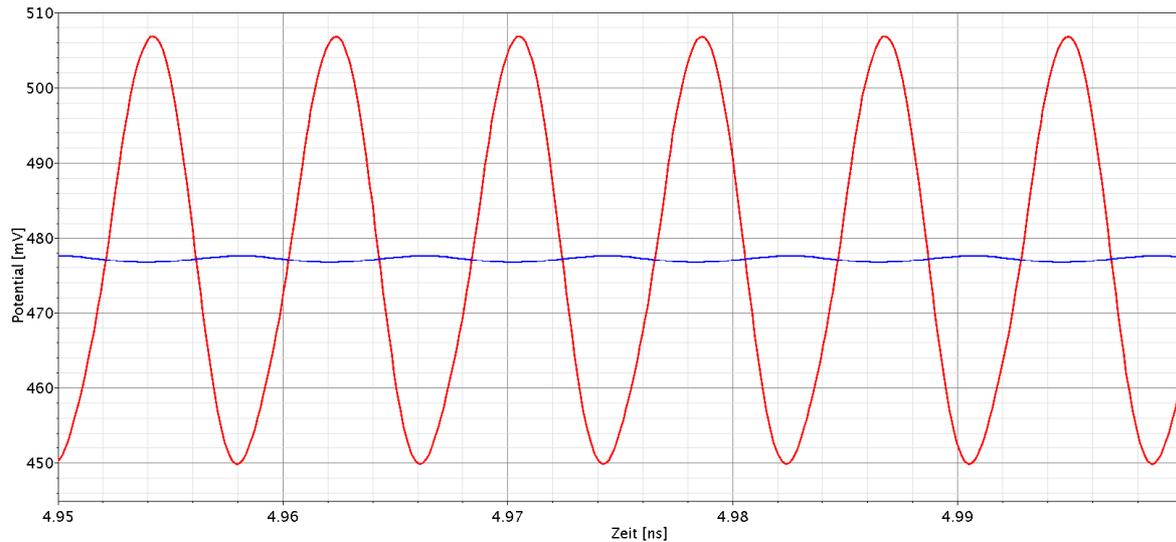
Die gemachten Folgerungen widersprechen sich teilweise. Aus diesem Grund kann eine optimale Dimensionierung mit rein theoretischen Überlegungen nur schwer bestimmt werden. Bei der Dimensionierung wie sie in Kapitel 5 verwendet wird, liegt die Resonanzfrequenz unterhalb des angestrebten Bereichs. Dies ist einer der Gründe für die dort festgestellte Verschlechterung der Eigenschaften des VCOs bei Erhöhung seiner Frequenz. Mittels einer Feinoptimierung kann der Schwingkreis auf den oberen Frequenzbereich optimiert und diese Folge abgeschwächt werden.

Abbildung 2. stellt das oszillierende Potential der verbundenen Emitter (rot) dem Potential zwischen dem LC-Schwingkreis und der Konstantstromquelle (blau) gegenüber. Während das gemeinsame Emitterpotential eine Amplitude von etwa  $28,5 \text{ mV}$  aufweist, beträgt die Amplitude an der Konstantstromquelle lediglich noch  $0,5 \text{ mV}$ .

---

\* Die Bandbreite ist hier die Differenz aus oberer und unterer Grenzfrequenz, also der Frequenzen, bei denen die Amplitude nur noch die Hälfte derer von  $f_0$  beträgt.

#### 4 Die Komponenten des VCOs



**Abbildung 4.42:** Vergleich des Potentials der verbundenen Emitter (rot) mit dem Potential zwischen dem  $LC$ -Schwingkreis und der Konstantstromquelle (blau).

Ein zusätzlicher Effekt des Schwingkreises ist, daß er das von der Konstantstromquelle verursachte Rauschen teilweise filtert und sich dieses daher weniger auf den VCO auswirkt. Wird an das Netz zwischen dem Schwingkreis und der Konstantstromquelle ein weiterer Kondensator geschaltet, dessen andere Elektrode mit einem AC-Masseanschluß verbunden ist, kann dieser Effekt weiter verstärkt werden.

Die Effekte von Prozeßvariationen und Temperaturschwankungen auf den Schwingkreis haben wenig Einfluß auf den VCO, da eine leichte Veränderung der Parameter des Schwingkreises lediglich zu einem leichten Anstieg des Phasenrauschens oder zu einer leichten Abnahme der Güte des VCOs führen.

# 5 Ergebnisse und Bewertungen

## 5.1 Schaltplan des vollständigen VCOs

Abbildung 5.1 zeigt den Schaltplan des VCOs mit all den in Kapitel 4 entwickelten Komponenten. Zur besseren Übersicht wurden die sich entsprechenden Bauteile der beiden Zweige nur einmal beschriftet.

## 5.2 Simulationsergebnisse

Nachdem die Entwicklung der einzelnen Komponenten des VCOs abgeschlossen ist, sollen in diesem Kapitel dessen wichtigste Spezifikation auf die Einhaltung der Anforderungen hin untersucht und interpretiert werden.

Zunächst werden das Frequenzabstimmverhalten, die Abstimmbandbreite und die Mittenfrequenz bei Zimmertemperatur ( $27^\circ\text{C}$ , Standardeinstellung in Virtuoso), bei einer angenommenen Betriebstemperatur von  $40^\circ\text{C}$  (auf die der VCO optimiert wurde) und bei einer willkürlich festgesetzten Höchsttemperatur von  $80^\circ\text{C}$  untersucht.

Anschließend werden das Phasenrauschen, die Ausgangsleistung und der Leistungsverbrauch, in Abhängigkeit von der Frequenz<sup>\*</sup>, bei denselben Temperaturen betrachtet.

Danach werden das Phasenrauschen und die Ausgangsleistung bei der gefundenen Mittenfrequenz und Betriebstemperatur genauer in Augenschein genommen.

Abschließend wird das Einschwingverhalten des VCOs gezeigt.

### 5.2.1 Frequenzabstimmverhalten

Abbildung 5.2 zeigt das Frequenzabstimmverhalten, also die Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz  $f$  von der Abstimmspannung  $V_{tune}$ . Aufgrund der geforderten Abstimmbandbreite von  $9\text{ GHz}$  folgt bei den gezeigten Temperaturen ein maximal benötigter Abstimmspannungsbereich von  $-1,153\text{ V}$  bis  $0,26\text{ V}$ . Aus dem Mittelwert dieses Bereichs ( $-0,447\text{ V}$ ) ergibt sich eine Mittenfrequenz von etwa  $62,5\text{ GHz}$ .

---

\* Um Verwirrungen zu vermeiden: Da große  $V_{tune}$  kleinen Frequenzen entsprechen, in den folgenden Abbildungen allerdings gegen die Frequenz aufgetragen wird, sind demzufolge „Links“ und „Rechts“ vertauscht.

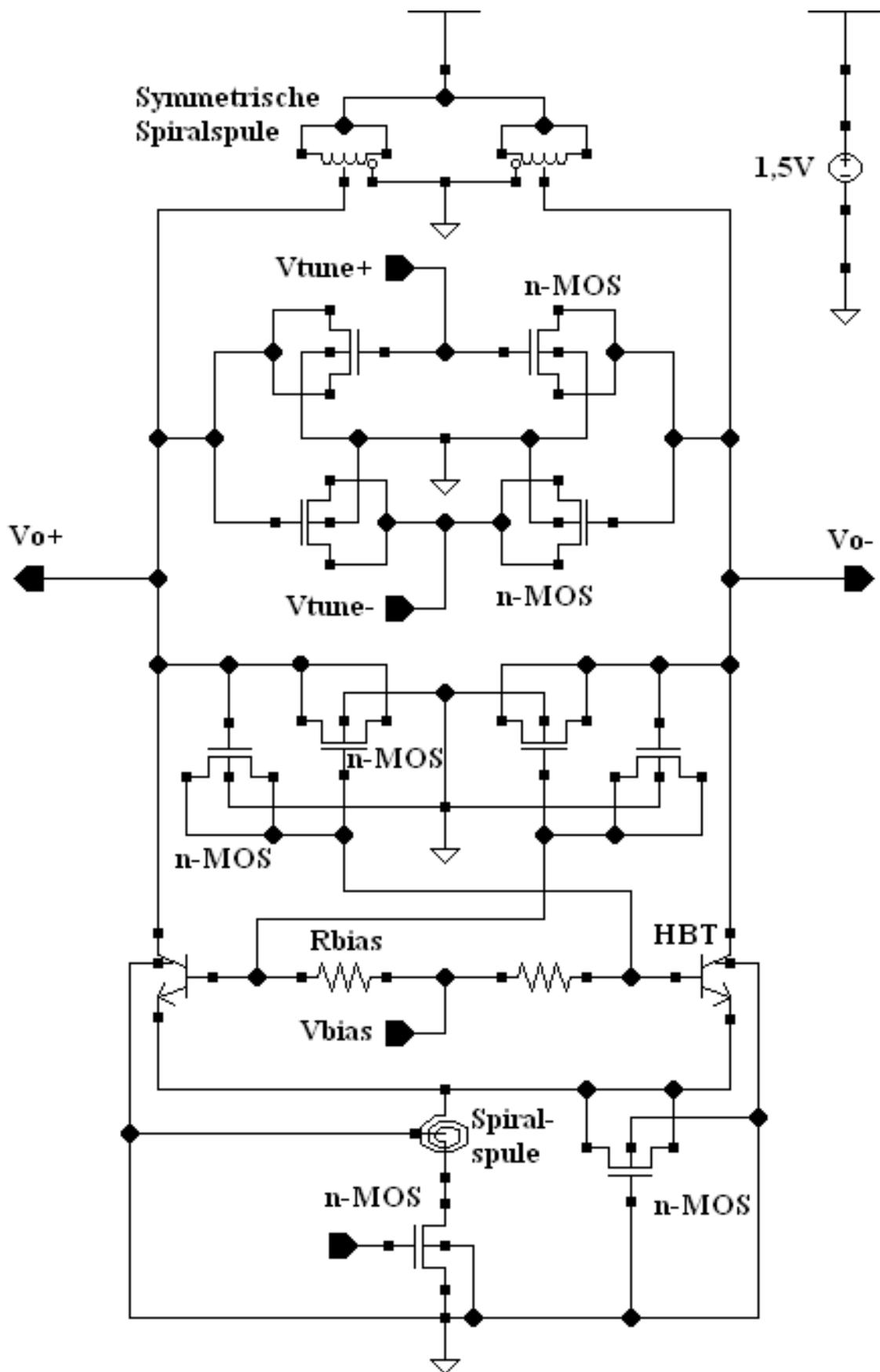
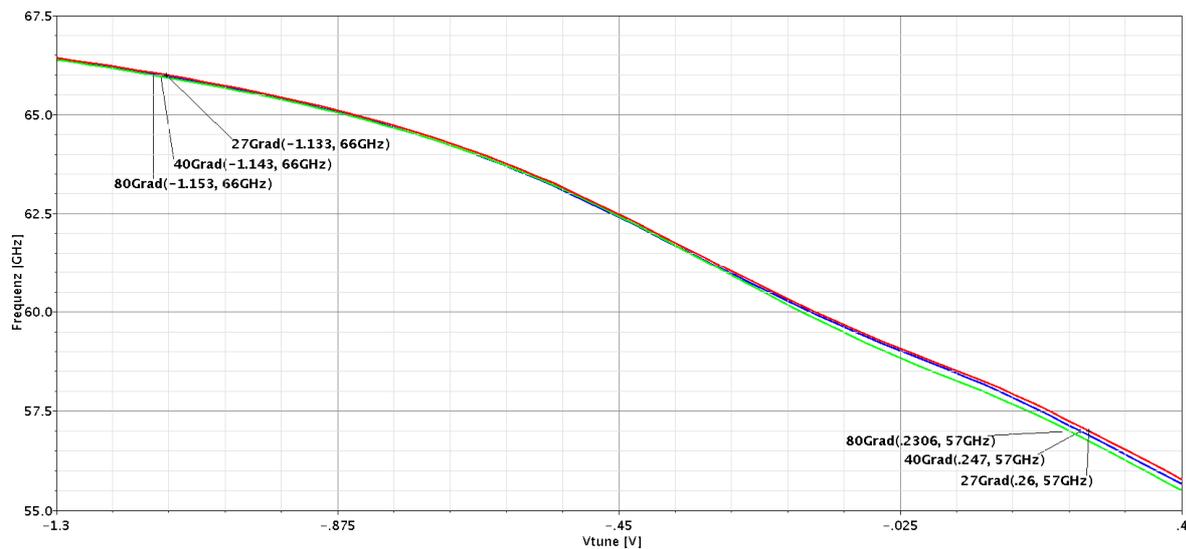


Abbildung 5.1: Schaltplan des fertiggestellten VCOs.

Die sinkende Schwellenspannung von MOS-FETs, und somit auch von I-MOS-Varaktoren, bei steigender Temperatur ist die Ursache dafür, daß die Kurven bei hohen  $V_{tune}$  auseinander gehen. Die Kapazität beginnt dort früher zu steigen, wodurch die Frequenz schneller sinkt.

Die Nichtlinearität der Abstimmkurven ist bei der Gestaltung der Steuerlogik des Transceivers zu berücksichtigen.



**Abbildung 5.2:** Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz  $f$  von der Abstimmspannung  $V_{tune}$  bei den Temperaturen:  $27^{\circ} C$  (rot),  $40^{\circ} C$  (blau) und  $80^{\circ} C$  (grün).

## 5.2.2 Phasenrauschen

In Abbildung 5.3 ist das Phasenrauschen gegen die Frequenz aufgetragen.

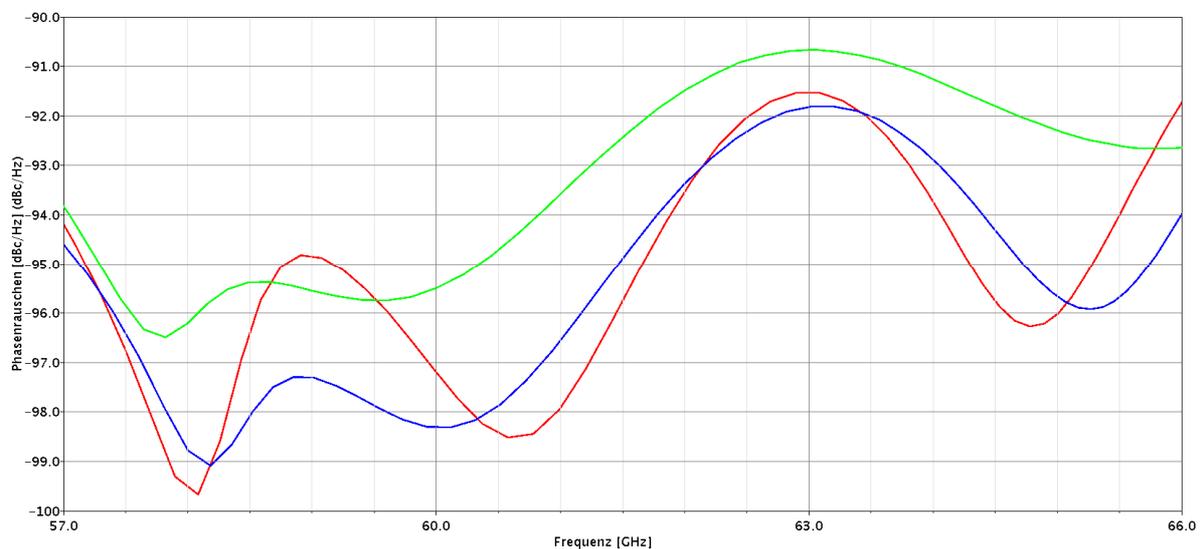
Im unteren Frequenzbereich, der einem hohen  $V_{tune}$  entspricht, ist der in Kapitel 4.3.2 vorausgesagte Anstieg des Phasenrauschens aufgrund des teilweisen Überschreitens der Schwellenspannung der Varaktoren zu erkennen.

Das tendenziell zunehmende Phasenrauschen bei steigender Frequenz wird bereits aus der Leeson-Formel deutlich. In den Kapiteln 4.1 und 4.2.7 wurde gezeigt, daß die Güte sowohl der Spulen als auch der Varaktoren bei steigender Frequenz abnimmt. Dies trägt laut der Leeson-Formel ebenfalls zur Erhöhung des Phasenrauschens bei. Ein dritter Grund ist der in Kapitel 4.7 angedeutete geringere Effekt des LC-Filters bei höheren Frequenzen. Die Abnahme der Ausgangsleistung die in Kapitel 5.2.3 zu sehen sein wird, die ebenfalls in die Leeson-Formel mit eingeht, bei steigender Frequenz, folgt größtenteils ebenfalls aus der Abnahme der Güte des Oszillators, weshalb dies keine weitere Erklärung für das schlechter werdende Phasenrauschen darstellt.

In Kapitel 4.4 wurde mit Gleichung (4.17) gezeigt, daß die Stärke der kapazitiven Kopplung mit der Frequenz zunimmt. Dies wirkt dem Schlechterwerden des Phasenrauschens etwas entgegen.

Die beiden Anstiege in den Bereichen um  $59\text{ GHz}$  und  $63\text{ GHz}$  sind zu erklären mit dem suboptimalen Paarverhältnis im Varaktorteil für diese Bereiche (siehe Kapitel 4.3.2).

Laut der Leeson-Formel steigt das Phasenrauschen bei steigender Temperatur. Dies ist anhand der grünen Kurve ( $80^\circ\text{ C}$ ) zu erkennen. In Kapitel 5.2.3 wird gezeigt, daß die Ausgangsleistung und damit auch die Ausgangsamplitude mit der Temperatur abnehmen. Dadurch kommen die Varaktoren des Bias-Netzwerks weniger oder sogar gar nicht mehr in den Bereich ihrer Schwellenspannung, was den Anstieg des Phasenrauschens etwas mindert. Daß die rote Kurve ( $27^\circ\text{ C}$ ) stellenweise über der blauen Kurve ( $40^\circ\text{ C}$ ) liegt, liegt nur daran, daß der VCO auf  $40^\circ\text{ C}$  optimiert wurde (siehe Kapitel 0).

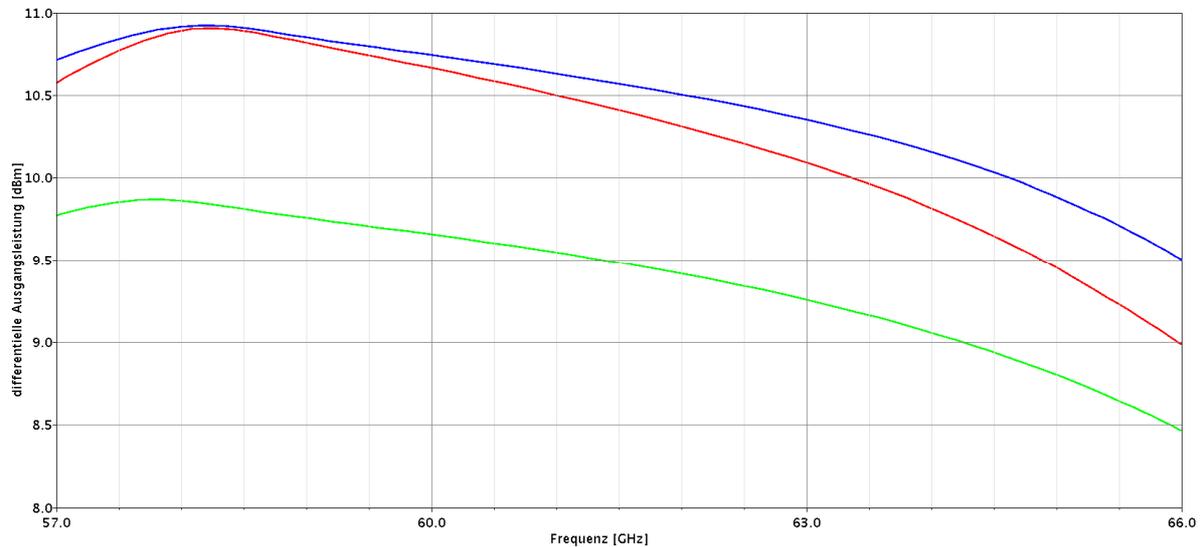


**Abbildung 5.3:** Phasenrauschen, aufgetragen gegen die Frequenz, bei den Temperaturen:  $27^\circ\text{ C}$  (rot),  $40^\circ\text{ C}$  (blau) und  $80^\circ\text{ C}$  (grün).

### 5.2.3 Ausgangsleistung

Sowohl die Güte der Spulen als auch die der Varaktoren sinken bei steigender Frequenz. Das bedeutet, daß mehr Leistung verloren geht und somit die Ausgangsleistung sinkt. In Abbildung 5.4, die die differentielle Ausgangsleistung des VCOs bei einer Belastung von  $50\ \Omega$  zeigt, ist dies deutlich zu erkennen. Ferner spielt eine Rolle, daß die Verstärkung der HBTs bei steigender Frequenz abnimmt. Der Abfall im unteren Frequenzbereich liegt abermals am teilweisen Überschreiten der Schwellenspannung der Varaktoren und dem damit verbundenen raschen Anstieg der Kapazität, aus dem eine rasch sinkende Güte folgt.

Durch die in Kapitel 0 beschriebene Maßnahme ist es gelungen, die Temperaturunabhängigkeit des VCOs klein zu halten. Dennoch fällt die Ausgangsleistung bei einem Temperaturanstieg auf  $80^{\circ}\text{C}$  um etwa  $1\text{ dBm}$ , was etwa  $21\%$  entspricht, ab. In Kapitel 5.4 wird jedoch gezeigt werden, daß selbst dann die Ausgangsleistung noch höher ist als die anderer VCOs.



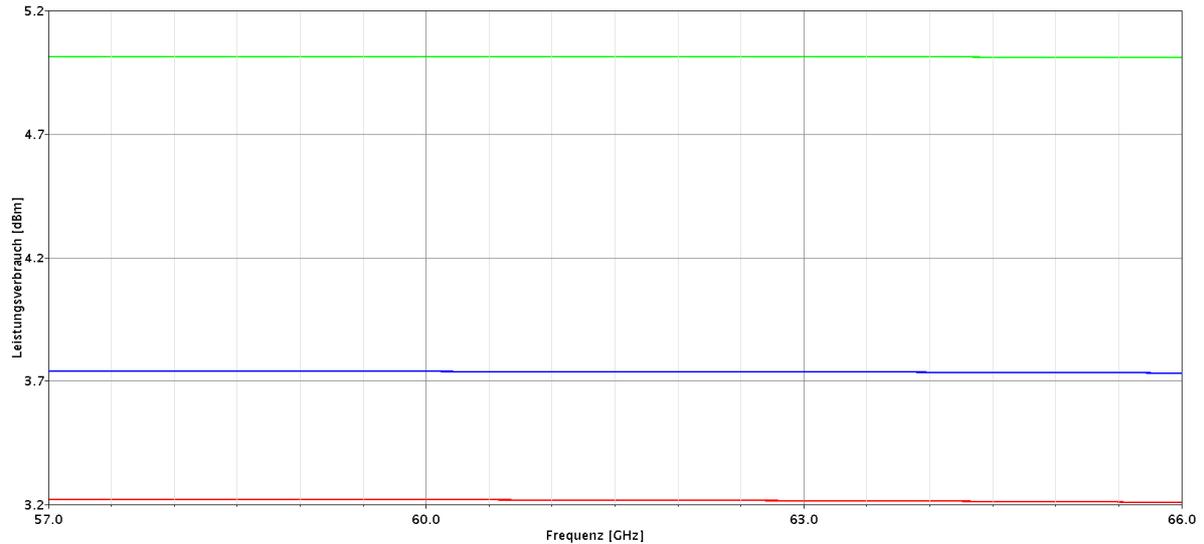
**Abbildung 5.4:** Differentielle Ausgangsleistung, aufgetragen gegen die Frequenz, bei den Temperaturen:  $27^{\circ}\text{C}$  (rot),  $40^{\circ}\text{C}$  (blau) und  $80^{\circ}\text{C}$  (grün) und einem Belastungswiderstand von  $50\ \Omega$ .

## 5.2.4 Leistungsverbrauch

Abbildung 5.5 zeigt, daß der Leistungsverbrauch des VCOs weitgehend unabhängig von der Frequenz ist

Der zum Erreichen einer möglichst temperaturunabhängigen Arbeitsweise benötigte Anstieg der Stromstärke der Konstantstromquelle bei steigender Temperatur, läßt sich anhand des steigenden Leistungsverbrauchs erkennen. Gegenüber dem Leistungsverbrauch bei Betriebstemperatur, steigt dieser um etwa  $40\%$  an, wenn sich die Temperatur auf  $80^{\circ}\text{C}$  erhöht.

## 5 Ergebnisse und Bewertungen

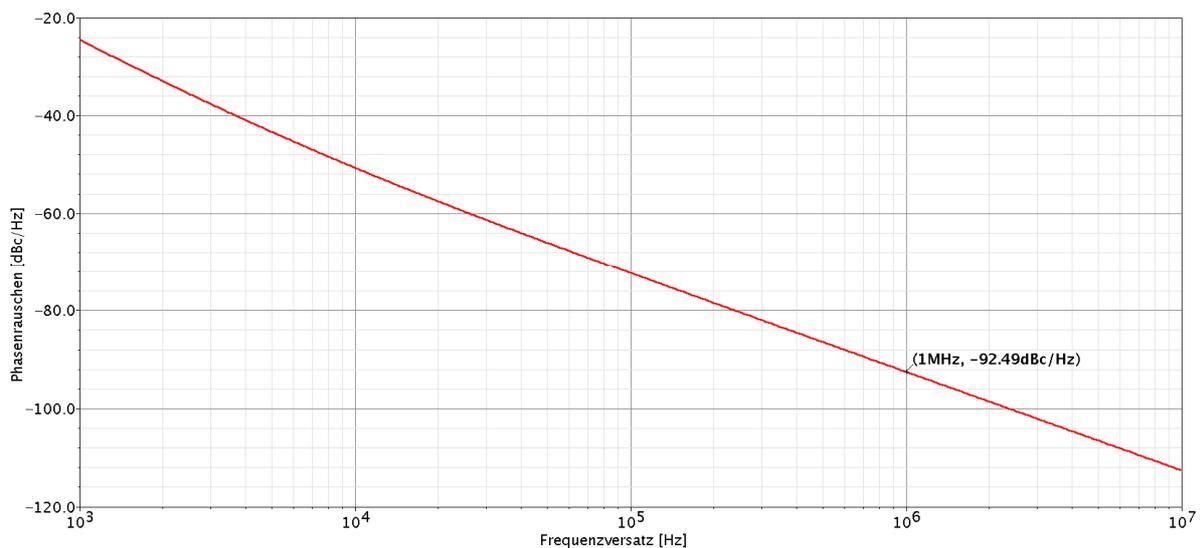


**Abbildung 5.5:** Leistungsverbrauch, aufgetragen gegen die Frequenz, bei den Temperaturen:  $27^{\circ}\text{C}$  (rot),  $40^{\circ}\text{C}$  (blau) und  $80^{\circ}\text{C}$  (grün).

### 5.2.5 VCO bei dessen Mittenfrequenz

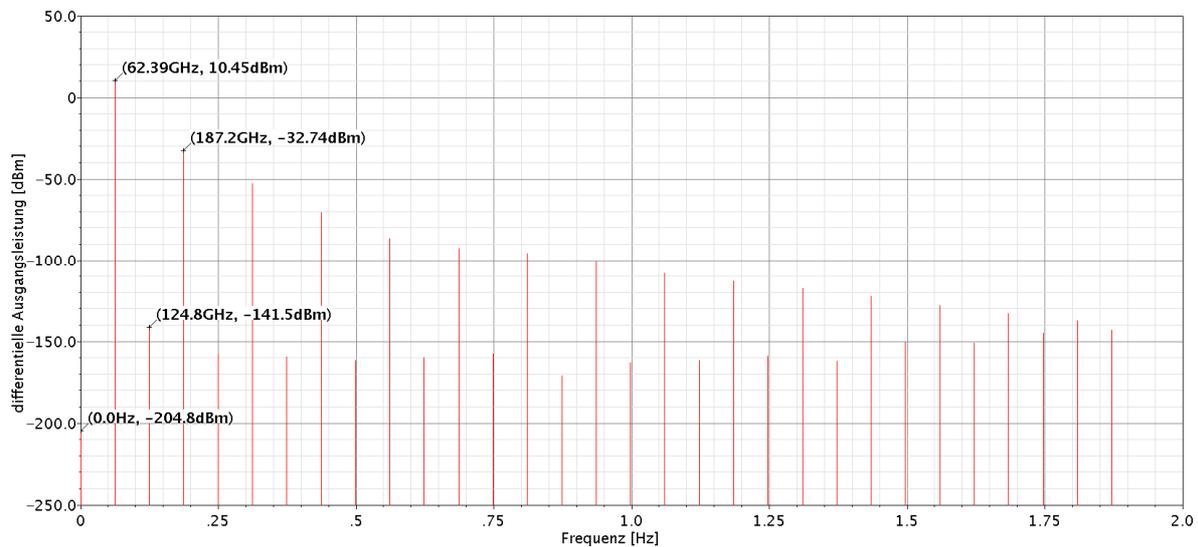
Im folgenden soll der VCO bei seiner Mittenfrequenz (und  $40^{\circ}\text{C}$ ) näher untersucht werden.

Abbildung 5.6 zeigt das Phasenrauschen des VCOs in Abhängigkeit vom Frequenzversatz. Der in Kapitel 3.6 beschriebene  $1/f^2$ -Abfall ( $-20\text{ dBc/Hz}$  pro Dekade) ist deutlich zu erkennen.



**Abbildung 5.6:** Phasenrauschen des VCOs bei dessen Mittenfrequenz und einer Temperatur von  $40^{\circ}\text{C}$ , aufgetragen gegen den Frequenzversatz.

Die differentiellen Ausgangsleistungen der ersten 30 Oberschwingungen sind in Abbildung 5.7 gezeigt. Es ist zu erkennen, daß selbst die Leistungsstärkste Oberschwingung um über vier Größenordnungen ist. Ebenfalls zu sehen ist die im Verhältnis verschwindend geringe DC-Ausgangsleistung. Bei der verwendeten differentiellen Bauweise des VCOs war dies zu erwarten und, wie in Kapitel 3.4 beschrieben, auch erwünscht.

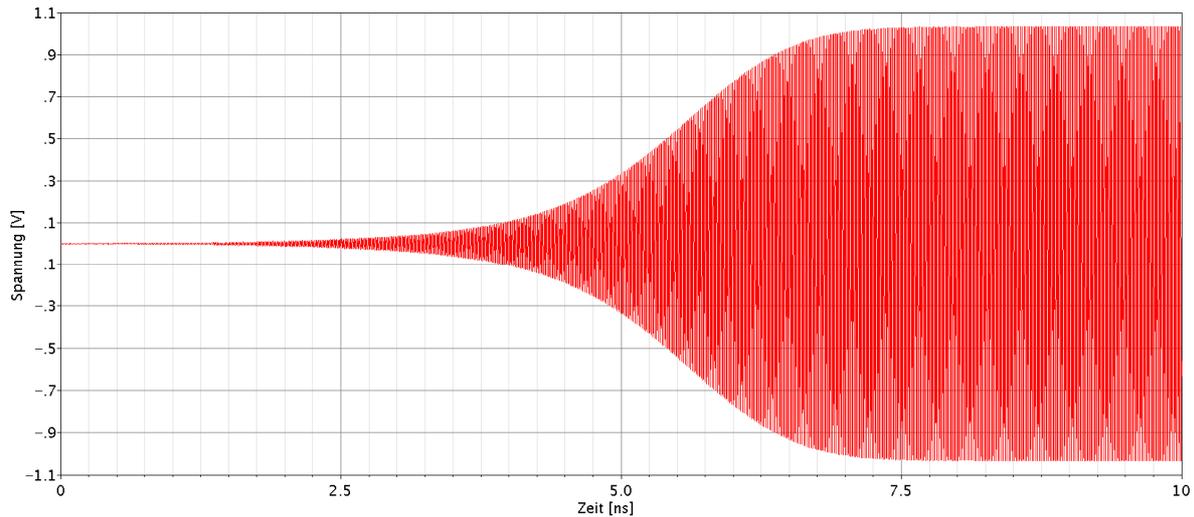


**Abbildung 5.7:** Differenzielle Ausgangsleistungen der ersten 30 Oberschwingungen des VCOs bei dessen Mittenfrequenz, einer Temperatur von  $40^{\circ}C$  und einem Belastungswiderstand von  $50\ \Omega$ .

## 5.2.6 Startbedingung und Einschwingvorgang

In einem idealen kreuzgekoppelten VCO würde keine Oszillation stattfinden, denn durch die differentielle Bauweise wären beide Zweige absolut symmetrisch. Aus diesem Grund wird für eine Simulation eine Startbedingung benötigt. Dies kann etwa ein kurzer Spannungs- oder Stromstoß sein, der an eines der Ausgangsnetze angelegt wird. Diese Asymmetrie wird aufgrund der Bauweise verstärkt und auf den anderen Zweig übertragen, wodurch der VCO zu oszillieren beginnt. In realen VCOs gibt es allein schon wegen Prozeßvariationen Asymmetrien. Dazu kommt, daß beim „Einschalten“ die Versorgungsspannung nicht absolut synchron in einem Chip anliegt. Darüber hinaus kann Rauschen die nötige Startbedingung darstellen.

Abbildung 5.8 zeigt den Einschwingvorgang des VCOs nachdem durch eine der Spulen ein  $100\ \mu A$  Strom geschickt wurde, der innerhalb von  $1\ ps$  linear auf  $0\ A$  abfiel.



**Abbildung 5.8:** Einschwingvorgang nach einem Stromstoß durch eine der Spulen, der innerhalb von  $1 \text{ ps}$  linear von  $100 \mu\text{A}$  auf  $0 \text{ A}$  abfiel.

## 5.3 Bewertungsfaktor

Nach Auffassung der ITRS sind die beiden Hauptziele bei der Optimierung eines VCOs die Minimierung des Phasenrauschens und der Leistungsaufnahme. Um verschiedene VCOs bezüglich dieser Zielvorgaben vergleichen zu können definiert sie einen Bewertungsfaktor  $FoM_1$  (engl.: figure of merit) in der Form [18]:

$$FoM_1 = \left( \frac{f_0}{\Delta f} \right)^2 \cdot \frac{1}{L(\Delta f) \cdot P_{in}}. \quad (5.1)$$

$f_0$  steht darin für die Oszillationsfrequenz des VCOs und  $P_{in}$  für dessen Gesamtleistungsaufnahme.  $L(\Delta f)$  ist das in Kapitel 3.6 definierte Phasenrauschen, allerdings als Funktion von  $\Delta f$  anstatt  $\Delta\omega$ .

Wenn das  $FoM_1$  in Dezibel angegeben werden, erhält Gleichung (5.1) die Form:

$$FoM_1 = L(\Delta f) - 20 \cdot \log\left(\frac{f_0}{\Delta f}\right) + 10 \cdot \log\left(\frac{P_{in}}{1\text{mW}}\right). \quad (5.2)$$

Da die benötigte Abstimmbandbreite eines VCOs von der Anwendung abhängt, für die er eingesetzt werden soll, vernachlässigt die ITRS diese in ihrem Bewertungsfaktor. Das  $FoM_1$  ist bei der Frequenz zu berechnen, bei der das Phasenrauschen maximal ist.

Ebenfalls nicht berücksichtigt wird die Ausgangsleistung des VCOs. Eine Folge davon ist, daß VCOs mit niedriger Leistungsaufnahme und nur mittelmäßigem Phasenrauschen unter Umständen höher

bewertet werden, als VCOs mit niedrigem Phasenrauschen und hoher (Leistungs-)Effizienz [17]. Dies führt dazu, daß das  $FoM_1$  die kreuzgekoppelte- $LC$ -Schwingkreis-Topologie gegenüber der Colpitts-Topologie bevorteilt, da erstere in der Regel eine geringere Leistungsaufnahme aufweist als letztere. Aus demselben Grund bevorteilt das  $FoM_1$  auch CMOS VCOs gegenüber SiGe HBT VCOs. Um diese Bevorteilung aufzuheben, wäre eine Berücksichtigung der Ausgangsleistung im Bewertungsfaktor sinnvoll.

Damit der VCO in der Lage ist einen Mischer anzusteuern benötigt er eine hinreichend hohe Ausgangsleistung. Reicht diese nicht aus muß sie von einer Verstärkerstufe angehoben werden, die allerdings zusätzliche Leistung benötigt [21]. Um dies zu vermeiden ist es sinnvoller den VCO dahingehend zu optimieren, daß er selbst genügend Leistung liefert. Dies führt zu einer erhöhten Leistungsaufnahme durch den VCO und hat eine Verringerung seines  $FoM_1$  zur Folge. Da aber nach der Leeson-Formel (siehe Kapitel 3.6) eine höhere Leistungsaufnahme durch den VCO zu einem geringeren Phasenrauschen führt\*, während eine Verstärkerstufe das Phasenrauschen unberührt läßt, ist diese Variante der Verstärkung vorzuziehen. Um die Verringerung des  $FoM_1$  durch diese Optimierung auszugleichen, ist auch hier eine Berücksichtigung der Ausgangsleistung im Bewertungsfaktor sinnvoll.

Eine entsprechende Erweiterung des  $FoM_1$  um die Ausgangsleistung  $P_{out}$  führt zu der Form [17], [21]:

$$FoM_2 = \left( \frac{f_0}{\Delta f} \right)^2 \cdot \frac{P_{out}}{L(\Delta f) \cdot P_{in}} \quad (5.3)$$

Bzw. für eine Angabe in Dezibel:

$$FoM_2 = L(\Delta f) - 20 \cdot \log \left( \frac{f_0}{\Delta f} \right) + 10 \cdot \log \left( \frac{P_{in}}{\text{ImW}} \right) - P_{out} \quad (5.4)$$

Darin ist  $P_{out}$  in der Einheit  $dBm$  einzusetzen.

Der in dieser Arbeit entwickelte VCO bietet eine höhere Abstimmbandbreite als die meisten Vergleichs-VCOs (siehe Kapitel 5.4). Dies wird durch eine Konstruktion des Varaktorteils erreicht, die sich nachteilig auf das Phasenrauschen auswirkt†. Da jedoch auch das  $FoM_2$  die bereitgestellte Abstimmbandbreite nicht berücksichtigt, dafür aber weiterhin das Phasenrauschen, sollte in Kapitel 5.4 das Augenmerk nicht ausschließlich auf diesen Bewertungsfaktor gelegt werden.

---

\* Dabei wird angenommen, daß aus einer höheren Leistungsaufnahme auch eine höhere Ausgangsleistung folgt.

† Eine Konstruktion mit A-MOSen anstatt den unteren I-MOSen hätte zu einem niedrigeren Phasenrauschen, aber auch zu einer niedrigeren Abstimmbandbreite geführt.

Ein weiterer Punkt der von  $FoM_2$  nicht berücksichtigt wird, ist das Temperaturverhalten des VCOs. Für diese Eigenschaft hat sich keine einheitliche Kenngröße etabliert, daher kann sie in Kapitel 5.4 nicht mit den anderen VCOs verglichen werden.

### 5.4 Vergleich mit anderen VCOs

Mit Hilfe des in Kapitel 5.3 eingeführten Bewertungsfaktors, kann der in dieser Arbeit entwickelte VCO mit anderen, in den letzten Jahren präsentierten und im 60-GHz-Bereich arbeitenden, VCOs verglichen werden.

An dieser Stelle sei ausdrücklich darauf hingewiesen, daß die Werte des VCOs dieser Arbeit lediglich Simulationsergebnisse eines Schaltplans darstellen, während es sich bei den Werten der Vergleichs-VCOs um Meßwerte handelt. Die in Tabelle 5.1 vorgenommene Gegenüberstellung darf daher nicht überbewertet werden und soll nur zur groben Einstufung dienen.

Der Vollständigkeit halber sei noch erwähnt, daß in den Veröffentlichungen, aus denen die folgenden Werte entnommen wurden, in den meisten Fällen keine Aussage darüber gemacht wurde, bei welchen Temperaturen die Messungen stattfanden. Die Werte des VCOs dieser Arbeiten entstanden bei  $40^\circ C$ . Ferner sei angemerkt, daß der Autor nicht mit Sicherheit sagen kann, ob die Werte aus den Veröffentlichungen tatsächlich, wie von der ITRS verlangt, bei den Frequenzen genommen wurden, bei denen das Phasenrauschen maximal ist. Die Werte dieser Arbeit wurden es.

Die Tabelle bestätigt die in Kapitel 3.4 gemachte Aussage, wonach die Colpitts-Topologie, im Vergleich zu kreuzgekoppelten VCOs, einen ungleich höheren Leistungsverbrauch aufweist. Lediglich einer der gezeigten VCOs besitzt eine ähnlich große Abstimmbandbreite wie der VCO dieser Arbeit. Dieser ist allerdings in einer, gegenüber SiGe, teureren Technologie hergestellt („Silicon on Insulator“, SOI) und benötigt dazu, unter den kreuzgekoppelten VCOs, noch die höchste Leistung.

Der Vergleich zeigt, daß der in dieser Arbeit entwickelte VCO einen guten Kompromiß darstellt zwischen Abstimmbandbreite, Phasenrauschen, Ausgangsleistung und Leistungsverbrauch.

	Diese Arbeit	[23]	[24]	[25]	[26]	[27]
Topologie	Kreuzgekoppelt	Kreuzgekoppelt	Kreuzgekoppelt	Kreuzgekoppelt	Colpitts	Colpitts
Halbleiterprozeß	130 nm, SiGe	90 nm, CMOS	130 nm, CMOS	90 nm, SOI CMOS	180 nm, SiGe	250 nm, CMOS
Mittelfrequenz	62,5 GHz	60 GHz	59 GHz	60 GHz	59 GHz	63 GHz
Abstimmbandbreite	14,6 %	0,17 %	9,8 %	15,9 %	13 %	4 %
Phasenrauschen @ 1 MHz Versatz	-92,49 dBc/Hz	-100 dBc/Hz	-89 dBc/Hz	-90 dBc/Hz	-103 dBc/Hz	-85 dBc/Hz
Differentielle Ausgangsleistung	10,45 dBm	-23,2 dBm	N/A	6,8 dBm	4 dBm	-4 dBm
Leistungsverbrauch	2,3 mW	1,9 mW	9,8 mW	22,5 mW	240 mW	119 mW
Versorgungsspannung	1,5 V	N/A	1,5 V	1,2 V	4 V	1,8 V
$FoM_1$	-184,7 dB	-192,8 dB	-174,5 dB	-172,0 dB	174,6 dB	-160,2 dB
$FoM_2$	-195,2 dB	-169,6 dB	N/A	-178,8 dB	-178,6 dB	-156,2 dB

**Tabelle 5.1:** Vergleich der durch Simulationen (bei 40° C) erhaltenen Spezifikationen des entwickelten VCOs mit denen anderer im 60-GHz-Bereich arbeitenden VCOs.

## 5.5 Nächste Schritte

Nachdem die Entwicklung des Schaltplans des VCOs nun prinzipiell abgeschlossen ist, ist der nächste Schritt die Umsetzung des Schaltplans in ein Layout. Dieses muß ergänzt werden um Strukturen die dazu dienen, die Anschlüsse nach außen zu führen, also um sogenannte Bondinseln (engl.: bond pads). Danach wird das Layout auf parasitäre Widerstände, Induktivitäten und Kapazitäten hin untersucht. Anschließend kann der VCO, unter Einbeziehung der gefundenen parasitären Schaltungselemente, erneut simuliert und feinoptimiert werden. Durch eine Simulation des VCOs mit Rücksicht auf PVT-Variationen (siehe Kapitel 2.6), können die Stellen des VCOs gefunden werden, die besonders anfällig auf solche Variationen reagieren. Im günstigsten Fall kann eine Optimierung des Layouts dieser Stellen deren Anfälligkeiten reduzieren. Genügt dies nicht, ist unter Umständen eine Änderung des Schaltplans erforderlich. Sind diese Schritte abgeschlossen, können die ersten VCOs produziert und anschließend getestet werden.



## 6 Zusammenfassung

Ziel dieser Arbeit war es, einen spannungsgesteuerten Oszillator VCO zu entwickeln, der von 57 bis 66 GHz abstimbar ist, bei minimalem Phasenrauschen möglichst temperaturunabhängig arbeitet und einen geringen Leistungsverbrauch aufweist. Der VCO soll als Funktionsblock eines 60-GHz-Ein-Chip-Transceivers in Teilchendetektoren eingesetzt werden, um einen Teil der kabelgebundenen Datenübertragungsverfahren zu ersetzen und künftig Sensordaten mittels Millimeterwellen kabellos auslesen zu können [1].

Die verwendete BiCMOS8HP-Technologie von IBM ist ein 130 nm SiGe-BiCMOS-Prozeß, dessen Strahlenhärte [3] und Hochfrequenzeigenschaften ihn für den geplanten Einsatz prädestinieren.

Der VCO wurde nach der kreuzgekoppelten-LC-Schwingkreis-Topologie aufgebaut, die gegenüber der als besonders phasenrauscharm geltenden Colpitts-Topologie einen geringeren Leistungsverbrauch aufweist.

Die differentielle Anordnung der für die Abstimbarkeit benötigten Varaktoren ermöglicht, bei gleichbleibender Abstimmspannung, eine Minimierung der durch die Oszillation des anliegenden Potentials hervorgerufenen Oszillation der Kapazität. Diese Oszillation würde ansonsten eine der Hauptquellen für Phasenrauschen darstellen.

Mit Hilfe eines Bias-Netzwerks wird das DC-Potential der Basen der Bipolartransistoren unter das der Kollektoren verschoben, wodurch größere Amplituden und damit auch höhere Ausgangsleistungen möglich werden.

Der Konstantstromquelle wurde ein als Filter dienender Parallelschwingkreis vorgeschaltet, der die Oszillation der an ihr anliegenden Spannung unterdrückt und somit die Konstanz der Stromstärke erhöht. Zusätzlich erhöht der Parallelschwingkreis die Impedanz zwischen dem VCO und dem Masseanschluß und erhöht dadurch die Güte des VCOs.

Die Konstantstromquelle selbst wurde darauf optimiert, bei steigender Temperatur eine möglichst stark steigende Stromstärke bereitzustellen. Durch die dadurch steigende Stromdichte in den Bipolartransistoren erhöht sich deren „negativer Widerstand“, was den bei steigender Temperatur schlechter werdenden Eigenschaften des VCOs entgegenwirkt und dessen Temperaturabhängigkeit reduziert.

Tabelle 6.1 faßt die durch Simulation des Schaltplans erhaltenen Spezifikationen des entwickelten und auf eine (angenommene) Betriebstemperatur von 40° C optimierten VCOs, bei verschiedenen Temperaturen, zusammen.

Mittelfrequenz $f_0$	62,5 GHz	
Abstimmbandbreite	9 GHz $\hat{=}$ 14,6 %	
Differenzielle Ausgangsleistung $P_{out,diff}$	9,0 – 10,9 dBm	bei 27° C
	9,5 – 10,9 dBm	bei 40° C
	8,5 – 9,9 dBm	bei 80° C
Phasenrauschen @ 1 MHz Versatz	-91,5 – -99,7 dBc/Hz	bei 27° C
	-91,8 – -99,1 dBc/Hz	bei 40° C
	-90,7 – -96,5 dBc/Hz	bei 80° C
Leistungsverbrauch $P_{in}$	3,2 dBm $\hat{=}$ 2,1 mW	bei 27° C
	3,7 dBm $\hat{=}$ 2,3 mW	bei 40° C
	5,0 dBm $\hat{=}$ 3,2 mW	bei 80° C

**Tabelle 6.1:** Zusammenfassung der durch Simulation des Schaltplans erhaltenen Spezifikationen des entwickelten VCOs.

Bei Betriebstemperatur beträgt der Leistungsverbrauch etwa 2,3 mW (1,5 V Versorgungsspannung). Die differentielle Ausgangsleistung liegt dabei zwischen etwa 9,5 und 10,9 dBm und das Phasenrauschen, bei einem Versatz von 1 MHz neben der Oszillationsfrequenz, zwischen etwa -91,8 und -99,1 dBc/Hz.

Bei einem Anstieg der Temperatur auf 80° C fällt die Ausgangsleistung um 1 dBm, was etwa 21 % entspricht, ab und das Phasenrauschen nimmt um weniger als 3 dBc/Hz zu, während der Leistungsverbrauch um circa 40 % steigt.

Die Mittelfrequenz des VCOs beträgt 62,5 GHz. Bei dieser und bei 40° C liefert der VCO eine differentielle Ausgangsleistung von 10,45 dBm, wobei sein Phasenrauschen -92,49 dBc/Hz beträgt. Daraus folgen ein  $FoM_1$  von etwa -184,7 dB und ein  $FoM_2$  von etwa -195,2 dB.

Verglichen\* mit anderen 60-GHz-VCOs (siehe Kapitel 5.4), können mit diesen Werten die gestellten Anforderungen als erfüllt betrachtet werden.

\* Es sei hier nochmals erwähnt, daß es sich bei den Vergleichswerten um Meßergebnisse handelt, während die Werte des VCOs dieser Arbeit lediglich Simulationsergebnisse sind.

## **Anhänge**



## A Literaturverzeichnis

- [1] Brenner, R. und Cheng, S.: „Multigigabit wireless transfer of trigger data through millimetre wave technology,“ Workshop on Intelligent Trackers 2010, Berkeley, 3.-5. Februar 2010.
- [2] CERN Document Server, URL: <http://cdsweb.cern.ch/> [Stand: 16.10.2011]
- [3] Praveen, K.C.: „Application of advanced 200 GHz Si-Ge HBTs for high dose radiation environments,“ Solid-State Electronics, 2010
- [4] Baykas, Tuncer et al.: „IEEE 802.15.3c: The First IEEE Wireless Standard for Data Rates over 1 Gb/s,“ IEEE Communications Magazine, Seite 114-121, Juli 2001.
- [5] Voinigescu, S. P.: „A Comparison of Si CMOS, SiGe BiCMOS, and InP HBT Technologies for High-Speed and Millimeter-Wave ICs,“ Toronto, 8.-10. September 2004.
- [6] Niknejad, Ali M. (Hrsg.) und Hashemi, Hossein (Hrsg.): „mm-Wave Silicon Technology. 60 GHz and Beyond,“ Berkeley, Springer, 2008.
- [7] Min, Byungwook: "SiGe/CMOS Millimeter-Wave Integrated Circuits and Wafer-Scale Packaging for Phased Array Systems," The University of Michigan, 2008.
- [8] Ioffe Physico-Technical Institute: „Electronic archive. New Semiconductor Materials. Characteristics and Properties,“ St. Petersburg, URL: <http://www.ioffe.ru/SVA/NSM/Semicond> [Stand: 16.10.2011].
- [9] Baker, R. Jacob: „CMOS. Circuit Design, Layout, and Simulation,“ 3. Auflage, Hoboken, Wiley-IEEE Press, 2010.
- [10] Rogers, John W. M. und Plett, Calvin: „Radio Frequency Integrated Circuit Design,“ 2. Auflage, Boston, ARTECH HOUSE, 2010.
- [11] Levantino, Salvatore et al.: „Frequency Dependence on Bias Current in 5-GHz CMOS VCOs: Impact on Tuning Range and Flicker Noise Upconversion,“ IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 37, No. 8, August 2002.
- [12] Hareme, David: "RF-CMOS & SiGe-BiCMOS Technologies for RF Analog and Mixed-Signal Integrated Circuits," IBM, 2.-6. August 2004.
- [13] Singh, Raminderpal und Hareme, David L. und Oprysko, Modest M.: „Silicon Germanium. Technology, Modeling and Design,“ Piscataway, IEEE Press.

- [14] Cressler, John D. und Niu, Guofu: „Silicon-Germanium. Heterojunction Bipolar Transistors,“ Boston, Artech House, 2003.
- [15] Kinget, Peter: „INTEGRATED GHz VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATORS,“ Murray Hill, Bell Labs - Lucent Technologies.
- [16] Tietze, U. und Schenk, Ch.: „Halbleiter-Schaltungstechnik,“ 13. Auflage, Heidelberg, Springer, 2008.
- [17] Tang, K. W.: "Frequency Scaling and Topology Comparison of Millimeter-wave CMOS VCOs," IEEE, Toronto, 2006.
- [18] International Technology Roadmap for Semiconductors, URL: <http://www.itrs.net> [Stand: 16.10.2011].
- [19] Lee, Thomas H.: „Oscillator Phase Noise: A Tutorial,“ IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 35, No. 3, März 2000.
- [20] Yujiri, Larry und Shoucri, Merit und Moffa, Philip: „Passive Millimeter-Wave Imaging,“ IEEE microwave magazine, September 2003.
- [21] Nicolson, Sean T. et al.: „Design and Scaling of W-Band SiGe BiCMOS VCOs,“ IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 42, No. 9, September 2007.
- [22] Cadence: „SpectreRF Workshop. VCO Design Using SpectreRF,“ MMSIM 7.0.1, Juni 2008.
- [23] Huang, D. et al.: “A 60GHz CMOS VCO Using On-Chip Resonator with Embedded Artificial Dielectric for Side, Loss and Noise Reduction,” ISSCC Digest, pp. 314-315, Februar 2006.
- [24] Cao, Changhua et al.: “Millimeter-Wave Voltage-Controlled Oscillators in 0.13- $\mu$ m CMOS Technology,” ISSCC Digest, pp. 1297-1304, Juni 2006.
- [25] Ellinger, F. et al.: “60 GHz VCO with wideband tuning range fabricated on VLSI SOI CMOS technology,” in IEEE Int. Microwave Symp. Dig. Papers, pp. 1329–1332, Juni 2004.
- [26] Lee, C. et al.: “SiGe BiCMOS 65-GHz BPSK Transmitter and 30 to 122 GHz LC-Varactor VCOs with up to 21% Tuning Range,” IEEE, 2004.
- [27] Liu, R.-C. et al.: "63-GHz VCO using a standard 0.25 $\mu$ m CMOS process," ISSCC Digest, pp. 446-447, Februar 2004.
- [28] IBM Foundry and Manufacturing Services Education: „On-Chip Inductors and their Figures of Merit,“ IBM Microelectronics.
- [29] „BiCMOS-8HP Model Reference Guide,“ V1.1.2.0HP, IBM Corporation, 2010.

- [30] Hein, M.: "4. Varaktoren: Typen, Beschreibung und Funktionen," Technische Universität Ilmenau, WS 2009/2010.
- [31] IBM Foundry and Manufacturing Services Education : Design Kit and Technology Training BiCMOS8HP V1.1.0.5. Hopewell Junction : IBM Microelectronics, 2009.
- [32] „BiCMOS8HP Design Manual,“ V1.1.0.0, Essex Junction, IBM Corporation, 2007.



## B Abbildungsverzeichnis

<b>Abbildung 1.1:</b> Elektromagnetischer Kalorimeter des ATLAS-Detektors[2].	11
<b>Abbildung 2.1:</b> Vereinfachtes Blockschaltbild eines Überlagerungs-Transceivers	15
<b>Abbildung 2.2:</b> a) Hochfrequentes Signal. b) Signal mit etwas niedrigerer Frequenz. c) Ergebnis der Überlagerung.	16
<b>Abbildung 2.3:</b> Einteilung des 60-GHz-Bandes nach dem IEEE Standard 802.15.3c in 4 Kanäle [4].	20
<b>Abbildung 2.4:</b> Dämpfung elektromagnetischer Wellen in der Erdatmosphäre bei unterschiedlichen Wetterbedingungen [20].	22
<b>Abbildung 2.5:</b> Prognose der Entwicklung der Transitfrequenzen $f_T$ verschiedener Halbleiterbauelemente [18].	28
<b>Abbildung 3.1:</b> a) Idealer $LC$ -Parallelschwingkreis. b) Verlustbehafteter $LC$ -Parallelschwingkreis. c) Verlustbehafteter $LC$ -Parallelschwingkreis mit einem als „negativer Widerstand“ wirkenden Verstärker.	32
<b>Abbildung 3.2:</b> Rückgekoppeltes, schwingendes System.	32
<b>Abbildung 3.3:</b> a) Colpitts-Oszillator. b) Hartley-Oszillator. c) $-g_m$ -Oszillator.	33
<b>Abbildung 3.4:</b> $-g_m$ -Oszillator mit einer Source-Folger-Schaltung als negativer Widerstand.	34
<b>Abbildung 3.5:</b> Einfacher kreuzgekoppelter Oszillator.	35
<b>Abbildung 3.6:</b> Abstimmbarer kreuzgekoppelter Oszillator.	37
<b>Abbildung 3.7:</b> Jitter in einer Zeitdarstellung (links) entspricht Phasenrauschen in einer Frequenzdarstellung (rechts) [15].	38
<b>Abbildung 3.8:</b> Schema eines typischen Verlaufs des Phasenrauschens als Funktion des Frequenzversatzes neben der Trägerfrequenz [15], [19].	39
<b>Abbildung 3.9:</b> Idealer LCR-Schwingkreis (links), LCR-Schwingkreis mit Ersatzserienwiderständen (Mitte), äquivalenter LCR-Schwingkreis mit Ersatzparallelwiderständen.	44
<b>Abbildung 4.1:</b> Einfache Spiralspule (links) und symmetrische Spiralspule (rechts) [28].	45
<b>Abbildung 4.2:</b> Güte (oben) und Induktivität (unten) einer Spiralspule minimaler Induktivität.	47

<b>Abbildung 4.3:</b> Güte (oben) und Induktivität (unten) einer Hälfte einer symmetrischen Spiralspule minimaler Induktivität.....	47
<b>Abbildung 4.4:</b> Güte (oben) und Induktivität (unten) einer symmetrischen Spiralspule minimaler Induktivität bei der beide Enden verbunden wurden.....	48
<b>Abbildung 4.5:</b> Güte der verwendeten Spule im Frequenzbereich von 57 bis 66 GHz für verschiedene Temperaturen (rot: 30° C; blau: 40° C; lila: 50° C; grün: 60° C; braun: 70° C; grau: 80° C). .....	49
<b>Abbildung 4.6:</b> Induktivität der verwendeten Spule im Frequenzbereich von 57 bis 66 GHz für verschiedene Temperaturen (rot: 30° C; blau: 40° C; lila: 50° C; grün: 60° C; braun: 70° C; grau: 80° C). .....	49
<b>Abbildung 4.7:</b> Gegen die angelegte Spannung $V_{tune}$ aufgetragene Güte (oben) und die auf den Wert bei $V_{tune} = 0 V$ (also auf $C_0$ ) normalisierte Kapazität (unten) einer Kapazitätsdiode minimaler Größe. 51	
<b>Abbildung 4.8:</b> Schematische Darstellung eines „inversion mode“-MOS-FETs (links) und eines „accumulation mode“-MOS-FETs (rechts) [bmf.ece.queensu.ca/mediawiki/index.php]. .....	53
<b>Abbildung 4.9:</b> Gegen $V_{G-DS}$ aufgetragene Güte (oben) und auf den Wert bei $V_{G-DS} = 0 V$ normalisierte Kapazität (unten) eines I-MOSes (rot) und eines A-MOSes (blau). Jeweils in deren minimaler Größe. Die Abstimmspannung ist in beiden Fällen am Drain/Source-Anschluß und das oszillierende Potential am Gate angelegt. ....	53
<b>Abbildung 4.10:</b> Gegen $V_{G-DS}$ aufgetragene Güte (oben) und auf den Wert bei $V_{G-DS} = 0 V$ normalisierte Kapazität (unten) eines A-MOSes (rot), eines A-MOSes mit dicker Oxidschicht (blau), eines I-MOSes (lila) und eines I-MOSes mit dicker Oxidschicht (grün). Jeweils in deren minimaler Größe. Die Abstimmspannung ist in allen Fällen am Drain/Source-Anschluß und das oszillierende Potential am Gate angelegt.....	55
<b>Abbildung 4.11:</b> Anordnungsvariante mit $N_f = 4$ und $N_{rep} = 2$ [31]. .....	57
<b>Abbildung 4.12:</b> Güte (oben), Imaginär- (Mitte) und Realteil (unten) der Impedanz von 16 A-MOSen minimaler Größe, angeordnet nach $(N_{rep}/N_f)$ : 16/1 (rot), 8/2 (blau), 4/4 (grün), 2/8 (braun), 1/16 (lila). .....	57
<b>Abbildung 4.13:</b> Gegen $V_{G-DS}$ aufgetragene Güte (oben) und auf den Wert bei $V_{G-DS} = 0 V$ normalisierte Kapazität (unten) eines SD-angeregten (rot) und eines G-angeregten (blau) I-MOSes, und eines SD-angeregten (lila) und eines G-angeregten A-MOSes (braun). Jeweils in deren minimaler Größe.....	58
<b>Abbildung 4.14:</b> Gegen $V_{G-DS}$ aufgetragene Güte (oben) und auf den Wert bei $V_{G-DS} = 0 V$ normalisierte Kapazität (unten) eines SD-angeregten (links) und eines G-angeregten (rechts) I-MOSes	

mit minimaler Kanalbreite (rot) bzw. um 25 % erhöhten Kanalbreite (blau). Jeweils mit minimaler Kanallänge.....	60
<b>Abbildung 4.15:</b> Gegen die Frequenz aufgetragene Güte (oben) und auf den Wert bei 100 MHz normalisierte effektive Kapazität (unten) eines A-MOSes minimaler Größe (rot) und eines A-MOSes minimaler Größe mit, durch die Zuleitungen verursachter/m, parasitärer/m Induktivität und Widerstand (rot). .....	61
<b>Abbildung 4.16:</b> Gegen $V_{G-DS}$ aufgetragene Güte (oben) und auf den Wert bei $V_{G-DS} = 0 V$ normalisierte Kapazität (unten) eines SD-angeregten (rot) und eines G-angeregten (blau) p-Typ I-MOSes. Jeweils in deren minimaler Größe. ....	62
<b>Abbildung 4.17:</b> Prinzip der differentiellen Abstimmung. ....	63
<b>Abbildung 4.18:</b> Fertiger Varaktorteil. ....	66
<b>Abbildung 4.19:</b> Ermittlung der Minima der Kriterien für ein optimales Größen- bzw. Mengenverhältnis der Varaktorpaare bei $V_{tune} = 0 V$ . ....	67
<b>Abbildung 4.20:</b> Vergrößerter Bereich aus Abbildung 4.19 um die Minima der Differenzen. ....	67
<b>Abbildung 4.21:</b> Mit $V_{tune} = 0 V$ simulierte und auf den Wert bei $V_{G-DS} = 0 V$ normalisierte Kapazität von SD-angeregten I-MOSen mit einer Multiplizität von 520 bzw. 575 (rot), von G-angeregten I-MOSen mit einer Multiplizität von 1000 (blau) und die ebenso normalisierten Gesamtkapazitäten beider Kombinationen (grün: 520 / 1000; lila: 575 / 1000).....	68
<b>Abbildung 4.22:</b> Gesamtgüte (oben) und auf den Wert bei $V_{tune} = 0 V$ normalisierte Kapazität der Kombinationsvariante 5 bei einem Paarverhältnis von 520 / 1000 (rot) bzw. 575 / 1000 (blau) bei konstanten $V_{o+}$ bzw. $V_{o-}$ .....	70
<b>Abbildung 4.23:</b> Gesamtgüte der Kombinationsvariante 5 bei verschiedenen Temperaturen (rot: 30° C; blau: 40° C; lila: 50° C; grün: 60° C; braun: 70° C; grau: 80° C).....	71
<b>Abbildung 4.24:</b> Auf den Wert bei $V_{tune} = 0 V$ normalisierte Gesamtkapazität der Kombinationsvariante 5 bei verschiedenen Temperaturen (rot: 30° C; blau: 40° C; lila: 50° C; grün: 60° C; braun: 70° C; grau: 80° C). ....	71
<b>Abbildung 4.25:</b> Kreuzgekoppelter Oszillator mit Bias-Netzwerk. ....	72
<b>Abbildung 4.26:</b> RC-Hochpassfilter, gebildet aus dem Koppelkondensator, dem Basis-Widerstand des Transistors und dem Vorwiderstand.....	73
<b>Abbildung 4.27:</b> Güte eines Metall-Isolator-Metall-Kondensators (MIM) minimaler Größe im Frequenzbereich von 100 MHz bis 100 GHz.....	75

**Abbildung 4.28:** Kollektorpotential (rot) und das Basispotential des jeweils gegenüberliegenden HBTs (blau), aufgetragen gegen die Abweichung  $V_{oszi}$  der Kollektorpotentiale von ihrem DC-Wert.. 76

**Abbildung 4.29:** Güte der vier I-MOS-Varianten, deren Kapazität bei steigendem  $V_{oszi}$  sinkt. Rot: n-Typ mit dünner Oxidschicht; Blau: n-Typ mit dicker Oxidschicht; Grün: p-Typ mit dünner Oxidschicht; Lila: p-Typ mit dicker Oxidschicht..... 77

**Abbildung 4.30:** Auf den Wert bei  $V_{oszi} = 0 V$  normalisierte Kapazität der vier I-MOS-Varianten, deren Kapazität bei steigendem  $V_{oszi}$  sinkt. Rot: n-Typ mit dünner Oxidschicht; Blau: n-Typ mit dicker Oxidschicht; Grün: p-Typ mit dünner Oxidschicht; Lila: p-Typ mit dicker Oxidschicht. .... 78

**Abbildung 4.31:** Güte der vier I-MOS-Varianten, deren Kapazität bei steigendem  $V_{oszi}$  steigt. Rot: n-Typ mit dünner Oxidschicht; Blau: n-Typ mit dicker Oxidschicht; Grün: p-Typ mit dünner Oxidschicht; Lila: p-Typ mit dicker Oxidschicht..... 79

**Abbildung 4.32:** Auf den Wert bei  $V_{oszi} = 0 V$  normalisierte Kapazität der vier I-MOS-Varianten, deren Kapazität bei steigendem  $V_{oszi}$  steigt. Rot: n-Typ mit dünner Oxidschicht; Blau: n-Typ mit dicker Oxidschicht; Grün: p-Typ mit dünner Oxidschicht; Lila: p-Typ mit dicker Oxidschicht. .... 79

**Abbildung 4.33:** Gegen  $V_{oszi}$  aufgetragene Güte (oben) und auf den Wert bei  $V_{oszi} = 0 V$  normalisierte Kapazität (unten) der Kombinationsvariante 1 (rot), 2 (blau), 3 (lila) und 4 (grün), jeweils mit den in Tabelle 4.4 angegebenen Multiplizitätsmittelwerten. .... 82

**Abbildung 4.34:** Gesamtkapazität der Kombinationsvariante 1 (Multiplizitäten: Typ-1 21; Typ-2 67) bei verschiedenen Temperaturen (rot: 30° C; blau: 40° C; lila: 50° C; grün: 60° C; braun: 70° C; grau: 80° C). .... 84

**Abbildung 4.35:** Gesamtgüte der Kombinationsvariante 1 (Multiplizitäten: Typ-1 21; Typ-2 67) bei verschiedenen Temperaturen (rot: 30° C; blau: 40° C; lila: 50° C; grün: 60° C; braun: 70° C; grau: 80° C). .... 85

**Abbildung 4.36:** Schaltplan des entwickelten Bias-Netzwerks. .... 85

**Abbildung 4.37:** Simulierte Grenzfrequenz  $f_T$  (engl.: cutoff frequency) und Minimum-Rauschzahl  $NF_{min}$  (engl.: noise figure) eines Transistors mit Emitterlänge  $12 \mu m$  aufgetragen gegen den Kollektorstrom [7]..... 87

**Abbildung 4.38:** Ein n-MOS in Sättigung als Konstantstromquelle..... 88

**Abbildung 4.39:** Abhängigkeit der auf den Wert bei  $L = 140 nm$  normierten Schwellenspannung (oben) eines MOS-FETs und des daraus folgenden, auf die gleiche Weise normierten Drain-Stroms (unten) von dessen Kanallänge bei einem  $V_{GS}$  von  $0,4 V$  und einem  $V_{DS}$  von  $1,5 V$ . .... 91

<b>Abbildung 4.40:</b> Abnahme der auf den Wert bei $T = 30\text{ }^{\circ}\text{C}$ normierten Schwellenspannung eines MOS-FETs bei einem Anstieg der Temperatur für verschiedene Kanallängen (rot: $200\text{ nm}$ ; blau: $400\text{ nm}$ ; grün: $800\text{ nm}$ ; lila: $1600\text{ nm}$ ; braun: $3200\text{ nm}$ ). .....	92
<b>Abbildung 4.41:</b> Konstantstromquelle mit vorgeschaltetem $LC$ -Parallelschwingkreis. ....	94
<b>Abbildung 4.42:</b> Vergleich des Potentials der verbundenen Emitter (rot) mit dem Potential zwischen dem $LC$ -Schwingkreis und der Konstantstromquelle (blau). ....	96
<b>Abbildung 5.1:</b> Schaltplan des fertiggestellten VCOs. <b>BESCHRIFTEN multis, length, width, und das alles... (Auf Druckqualität prüfen!)</b> .....	98
<b>Abbildung 5.2:</b> Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz $f$ von der Abstimmspannung $V_{tune}$ bei den Temperaturen: $27^{\circ}\text{ C}$ (rot), $40^{\circ}\text{ C}$ (blau) und $80^{\circ}\text{ C}$ (grün). ....	99
<b>Abbildung 5.3:</b> Phasenrauschen, aufgetragen gegen die Frequenz, bei den Temperaturen: $27^{\circ}\text{ C}$ (rot), $40^{\circ}\text{ C}$ (blau) und $80^{\circ}\text{ C}$ (grün). ....	100
<b>Abbildung 5.4:</b> Differentielle Ausgangsleistung, aufgetragen gegen die Frequenz, bei den Temperaturen: $27^{\circ}\text{ C}$ (rot), $40^{\circ}\text{ C}$ (blau) und $80^{\circ}\text{ C}$ (grün) und einem Belastungswiderstand von $50\ \Omega$ . ....	101
<b>Abbildung 5.5:</b> Leistungsverbrauch, aufgetragen gegen die Frequenz, bei den Temperaturen: $27^{\circ}\text{ C}$ (rot), $40^{\circ}\text{ C}$ (blau) und $80^{\circ}\text{ C}$ (grün). ....	102
<b>Abbildung 5.6:</b> Phasenrauschen des VCOs bei dessen Mittenfrequenz und einer Temperatur von $40^{\circ}\text{ C}$ , aufgetragen gegen den Frequenzversatz. ....	102
<b>Abbildung 5.7:</b> Differentielle Ausgangsleistungen der ersten 30 Oberschwingungen des VCOs bei dessen Mittenfrequenz, einer Temperatur von $40^{\circ}\text{ C}$ und einem Belastungswiderstand von $50\ \Omega$ . ...	103
<b>Abbildung 5.8:</b> Einschwingvorgang nach einem Stromstoß durch eine der Spulen, der innerhalb von $1\text{ ps}$ linear von $100\ \mu\text{A}$ auf $0\text{ A}$ abfiel. ....	104



## C Tabellenverzeichnis

<b>Tabelle 2.1:</b> Vergleich der Materialeigenschaften von undotiertem Si, Ge und der III-V Halbleiter GaAs und InP unter Normalbedingungen[8].....	24
<b>Tabelle 4.1:</b> Multiplizitätsspannen einiger Abstimmspannungen. ....	68
<b>Tabelle 4.2:</b> Multiplizitätsspannen der Typ-1 Varaktoren, in denen, im Verhältnis zu einer Typ-2 Multiplizität von 1000, die optimale Multiplizität zu finden sein sollte, und die daraus folgenden Verhältnisbereiche, jeweils für die vier Kombinationsvarianten. ....	81
<b>Tabelle 4.3:</b> Kapazitäten jeweils eines einzelnen, der zur Wahl stehenden, Varaktoren bei $V_{oszi} = 0 V$ . .....	81
<b>Tabelle 4.4:</b> Ermittelte Bereiche des Verhältnisses (Typ-1 zu Typ-2 Varaktoren), das eine Gesamtkapazität von etwa $15 fF$ ergibt, und deren Mittelwerte.....	81
<b>Tabelle 4.5:</b> Standardabweichungen der Kapazitäten und die quadratischen Mittel der Güte der vier Varianten. ....	82
<b>Tabelle 5.1:</b> Vergleich der durch Simulationen (bei $40^\circ C$ ) erhaltenen Spezifikationen des entwickelten VCOs mit denen anderer im 60-GHz-Bereich arbeitenden VCOs. ....	107
<b>Tabelle 6.1:</b> Zusammenfassung der durch Simulation des Schaltplans erhaltenen Spezifikationen des entwickelten VCOs.....	110



# Danksagung

Am Ende dieser Arbeit möchte ich ein paar lieben Menschen und guten Freunden danken für ihre sachliche, fachliche, ihre moralische und ihre seelische Unterstützung und Hilfe. Auch bedanken möchte ich mich bei den Personen, die mir das Schreiben dieser Arbeit überhaupt erst ermöglichten.

An erster Stelle danke ich Herrn Prof. Dr. André Schöning, der es mir, obwohl ich in den letzten Jahren die Hoffnung darauf beinahe aufgegeben hatte, ermöglichte, eine Diplomarbeit in einem Gebiet zu schreiben, das nicht nur hochspannend ist, sondern auch nahezu perfekt zu meinen Interessen paßt.

Ich danke Herrn Cand. Scient. Hans Kristian Soltveit dafür, daß er mir die Möglichkeit bot sehr selbstständig zu arbeiten und meine Fähigkeit unter Beweis zu stellen, eigenständig Probleme zu lösen. Ich wünsche ihm alles Gute bei der Geburt seiner Zwillinge und für die Zukunft dieser neuen Familie.

Dank gebührt meinen Eltern, Elke und Walter Lischer, die mich trotz aller Umstände und Unwidrigkeiten während meines langen Studiums bis zum Ende unterstützt haben.

Weiterhin möchte ich Constanze Mandlmeir danken, die mich in diesem Jahr zwang mir bewußt zu machen, was wahre Freunde sind.

Frau Janice Knoetgen danke ich für jedes Wort das sie für mich hatte, denn sie schafft es auf wunder-same Weise immer wieder mich mit nur wenigen ihrer Worte aus den dunkelsten Tiefs zu holen und mir ein lächeln ins Gesicht zu zaubern.

Bei Christian Bergmann möchte ich mich bedanken für die oft unerwarteten, aber dafür um so willkommeneren Aufmunterungen und Ablenkungen von unschönen Gedanken und Situationen. Ich möchte ihm versichern: Unsere Islandreise wird kommen!

Tanja Schmertmann, die ich in den letzten Monaten sehr lieb gewonnen habe, danke ich für ihre aufmunternden Worte und ihre Ablenkungen wann immer ich sie nötig gehabt habe \*feste drück\*.

Ein ganz besonderer Dank geht an Herrn apl. Prof. Dr. Hans Merzendorfer. Was er die letzten Jahre für mich getan hat, werde ich ihm nie alles zurückgeben können. Danke dir für alles!

Herrn Dipl.-Ing. Victor Herz zu danken für all das, was dankenswert wäre, würde an dieser Stelle den Rahmen sprengen. Er weiß wofür ich ihm alles dankbar bin, auch wenn er es nicht gerne hört. Danke dir Victor!

Nicht auslassen möchte ich meine Katze Sadie, denn sie gibt mir die Wärme und Zärtlichkeit, die mich alltäglich und immer wieder davor bewahrt, von einem Loch in das nächste zu fallen.

Euer Maggi, der manchmal auch Sascha genannt wird...



Erklärung:

Ich versichere hiermit, daß ich diese Arbeit selbstständig verfaßt und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel verwendet habe.

Heidelberg, den 20. Oktober 2011

.....