Einsatz integrierter Transformatoren in HF-Empfängern für den Mobilfunk

vorgelegt von
Diplom-Ingenieur
Carsten Hermann
aus Berlin

Fakultät IV – Elektrotechnik und Informatik
der Technischen Universität Berlin
Institut für Technische Informatik und Mikroelektronik
zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften
– Dr.-Ing. –

genehmigte Dissertation

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. Post
1. Prüfer: Prof. Dr.-Ing. H. Klar
2. Prüfer: Prof. Dr.-Ing. S. Heinen

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 8. Dezember 2006

Berlin 2007

D 83

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung **1**

2 Anforderungen an moderne HF-Empfänger **3**
2.1 Empfänger-Architekturen 4
2.1.1 Heterodyne Empfänger-Architektur 4
2.1.2 Homodyne Empfangsstruktur 7
2.2 Reduktion von Versorgungsspannung und Leistungsaufnahme . 10
2.2.1 Auswirkungen auf die Schaltungs-Architektur 11
2.2.2 Reduktion der Gate-Source-Spannung 13
2.3 Verstärkung und Linearität 15
2.3.1 Linearitätsmessung 16
2.3.2 Entstehung von Nichtlinearitäten 18
2.3.3 Einfluß der Versorgungsspannung 22
2.4 Rauschen 23
2.5 Zusammenfassung des zweiten Kapitels 24

3 HF-Schaltungen mit geringer Versorgungsspannung **27**
3.1 Reduzierte Versorgungsspannung am Beispiel eines Mischers . 27
3.2 Aufspalten von Strompfaden 31
3.3 Einsatz von LC-Parallelschwingkreisen in HF-Schaltungen . . 34
3.3.1 Wirkungsweise 35
3.3.2 Schaltungsfaltung beim Mischer 37
3.3.3 Induktive Lasten im Empfänger 38
3.3.4 Vergrößerung des Ausgangsspannungsbereiches 39
3.3.5 Abdeckung mehrerer Frequenzbänder 41
3.4 Schaltungsfaltung mit Transformatoren 41
3.4.1 Bisherige Arbeiten 42
3.4.2 Erhöhung der Stromverstärkung 44
3.5 Zusammenfassung des dritten Kapitels 47

4 Integrierte Transformatoren **49**
4.1 Einsatzmöglichkeiten in HF-Empfängern 49
4.1.1 Impedanzwandlung und Signal-Symmetrierung 52
4.1.2 Linearisierung 52
4.2 Modelle für integrierte induktive Bauelemente 53
4.2.1 Modellierung integrierter Spulen 54
4.2.2 Modellierung integrierter Transformatoren 56
4.3 Physikalische und geometrische Spuleneigenschaften 60
4.3.1 Induktivitäten 61
4.3.2 Leitungsverluste 66
4.3.3 Oxydkapazitäten 68
4.3.4 Substratwiderstände 69
4.3.5 Kapazität zwischen den Windungen 69
4.3.6 Kopplungsfaktor 72
4.4 Modellanpassung für den Einsatz im Frequenzmischer 73
4.4.1 Modellvereinfachung bei differentiellem Betrieb 73
4.4.2 Transformatorbasierter Abwärtsmischer 79
4.5 Design-Methode zur Erzielung einer hohen Stromverstärkung . 81
4.5.1 Stromübertragung mit Transformatoren 83
4.5.2 Stromkopplung im Frequenzmischer 84
4.5.3 Qualitative Betrachtung der Stromverstärkung 87
4.5.4 Resonanzbetrieb des integrierten Transformators 89
4.5.5 Bestimmung der Resonanzfrequenzen 92
4.5.6 Optimierung der Stromverstärkung 94
4.6 Zusammenfassung des vierten Kapitels 95

5 Analytische Berechnung der Stromverstärkung **97**
5.1 Übertragungsfunktion 97
5.1.1 Kleinsignal-Ersatzschaltbild 98
5.1.2 Verlustfreier Fall 100
5.1.3 Einfluß der Leitungsverluste 103
5.1.4 Einfluß der Substratverluste 108
5.2 Maximale Stromverstärkung 111
5.3 Entwurf der Transformatorwicklungen 114
5.4 Primärinduktivität und Windungsverhältnis 118
5.5 Anwendungsbeispiel 120
5.5.1 Transformatorstruktur 121
5.5.2 Technologie 123
5.5.3 Berechnung der Elemente des Transformatormodells . . 123

5.5.4 Optimierung der Transformatorwicklungen 130
5.5.5 Simulation des Transformators 138
5.6 Auswirkung auf Linearität und Leistungsaufnahme 141
5.7 Zusammenfassung des fünften Kapitels 142

6 Experimentelle Untersuchungen 145
6.1 Ein 2.5-GHz Abwärtsmischer für 0.6 V 145
6.1.1 Schaltungsbeschreibung 146
6.1.2 Layout 148
6.1.3 Meßaufbau 150
6.1.4 Meßergebnisse 151
6.2 Ein 1.8 – 1.9-GHz Empfänger für 1 V 155
6.2.1 Empfänger-Architektur 157
6.2.2 Schaltungsbeschreibung 158
6.2.3 Empfänger-Testchip 169
6.2.4 Meßsystem 170
6.2.5 Meßaufbau 174
6.2.6 Meßergebnisse 177
6.2.7 Vergleich mit bisherigen Arbeiten 181

7 Zusammenfassung und Ausblick 185

Veröffentlichungen 187

Literaturverzeichnis 189

Danksagung 197

Lebenslauf 199

Kapitel 1

Einleitung

Die Hochintegration von Halbleiter-Bauelementen schreitet scheinbar unaufhörlich voran und führt durch die Strukturverfeinerung, insbesondere bei modernen digitalen CMOS-Prozessen, zu immer kleineren Versorgungsspannungen. Vor allem durch die hohen Stückzahlen von verkauften Speicherbausteinen getrieben, lassen sich integrierte Schaltkreise auf *digitalen* Standard CMOS-Prozessen besonders kostengünstig herstellen. Die Reduktion der Versorgungsspannung *analoger* HF-Schaltungen ist daher eine wichtige Maßnahme, um auch integrierte Schaltkreise für den Mobilfunkbereich auf diesen Prozessen ohne zusätzliche Maskenoptionen fertigen zu können. Neue Schaltungskonzepte sind dafür erforderlich, denn klassische analoge Schaltungen mit ihrer vertikalen Anordnung von Bauelementen, bei denen sich oft sehr viele einzelne Verbraucher in einem Strompfad zwischen der positiven und der negativen Versorgungsspannung befinden, müssen in horizontale Architekturen mit parallelen Strompfaden umgeformt werden.

Integrierte Transformatoren sind hervorragend geeignet, um diese Aufgabe zu erfüllen. Mit ihnen können Ströme von einem Pfad in einen anderen induktiv eingekoppelt werden. In der Vergangenheit wurden integrierte Transformatoren daher oft verwendet, um Empfänger mit reduzierter Versorgungsspannung zu realisieren. Durch ihren schlechten Wirkungsgrad ergab sich dabei jedoch eine Signaldämpfung, die von aktiven Bauteilen kompensiert werden mußte. Die Reduktion der Versorgungsspannung mit Hilfe integrierter Transformatoren wurde so durch eine erhöhte Leistungsaufnahme erkauft. Aufgrund der ständig steigenden Komplexität moderner mobiler Kommunikationsgeräte und der Tendenz zu immer längeren Batterielaufzeiten ist jedoch eine geringe Leistungsaufnahme von Mobilfunkschaltungen sehr wünschenswert.

Der Einsatz integrierter Transformatoren in HF-Empfängern für den Mobilfunk erweist sich hingegen als gewinnbringend, wenn die ohmschen Verluste in den Wicklungen des Transformators und die durch das Substrat hervorgerufenen Verluste mit Hilfe schaltungstechnischer Maßnahmen überwunden werden können. Hierfür ist eine analytische Berechnung der Stromverstärkung dieses induktiven Bauelementes unter Einbeziehung seiner relevanten Verlustmechanismen erforderlich, und es wird eine Methode benötigt, die den Rückschluß auf die optimalen geometrischen Eigenschaften integrierter Transformatoren ermöglicht. Die Lösung dieses Problems ist Hauptbestandteil der vorliegenden Arbeit.

Kapitel 2

Anforderungen an moderne HF-Empfänger

Jedes zusätzliche Bauelement in einem Gerät verringert die Zuverlässigkeit des Gesamtsystems und verursacht zusätzliche Kosten, so daß es aus dieser Sicht sinnvoll erscheint, die Versorgungsspannung des Analogteils auf das Niveau des Digitalteils abzusenken, um so den Digital- und den Analogteil zusammen in einem IC integrieren zu können. Das ist ein wichtiger Schritt, dem Ziel einer Ein-Chip-Lösung für mobile Kommunikationsgeräte näher zu kommen, bei der alle Schaltungsteile, vom analogen HF-Empfänger, über die analoge Signalverarbeitung im Basisband, bis hin zum Analog-Digital-Wandler, auf einem einzigen Chip integriert werden können. Um diese Vollintegration bewerkstelligen zu können, müssen beim Entwurf moderner HF-Empfänger Architekturen zum Einsatz kommen, die auf zusätzliche externe Komponenten verzichten können. Neue Schaltungskonzepte sind hierfür erforderlich.

Im Folgenden werden Grundlagen über den Aufbau und die Funktionsweise von Empfängern behandelt. Dabei wird die Problematik kleiner Versorgungsspannungen und ihre Auswirkung auf die Schaltungs-Architektur moderner HF-Empfänger einbezogen. Anschließend werden charakteristische Kenngrößen von Empfängern, insbesondere Kenngrößen der Linearität, sowie der Einfluß der reduzierten Versorgungsspannung auf die Empfänger-Eigenschaften beschrieben. Die einführenden Abschnitte dieses Kapitels, in denen die Empfänger-Architekturen und die Kenngrößen zur Charakterisierung von Empfängern behandelt werden, basieren auf den ausführlichen Darstellungen in [1].

2.1 Empfänger-Architekturen

Ein HF-Empfänger für den Mobilfunk muß sehr schwache, hochfrequente Analogsignale auch in Anwesenheit starker Störer fehlerfrei detektieren. Das hochfrequente Eingangssignal des Empfängers muß dabei gefiltert, verstärkt und zu einer niedrigeren Frequenz transformiert werden, damit das Ausgangsprodukt des Empfängers letztlich von einem Digital-Analog-Umsetzer abgetastet und digitalisiert werden kann. Komplexität, Kosten, Leistungsaufnahme und die Anzahl externer Komponenten sind neben der technischen Spezifikation primäre Kriterien für die Auswahl einer Empfänger-Architektur.

2.1.1 Heterodyne Empfänger-Architektur

In klassischen *heterodynen* Empfänger-Architekturen wird das gesamte Spektrum des hochfrequenten Eingangssignals in zwei Schritten, über eine Zwischenfrequenz, in das niederfrequente Basisband verschoben. Um ein HF-Eingangssignal der Form $\cos(\omega_{HF}t)$ mit der Frequenz ω_{HF} zu einer niedrigeren Frequenz ω_{IF} zu transformieren, wird ein Mischer eingesetzt. Mathematisch betrachtet, wird das HF-Eingangssignal im Mischer mit dem sinusförmigen Ausgangssignal $\cos(\omega_{LO}t)$ eines lokalen Oszillators multipliziert, wobei ω_{LO} die Frequenz des Oszillators ist.[1] Für zwei beliebige sinusförmige Signale $\cos(\omega_1 t)$ und $\cos(\omega_2 t)$ gilt:

$$\cos(\omega_1 t)\cos(\omega_2 t) = \frac{1}{2}\cos((\omega_1 - \omega_2)\,t) + \frac{1}{2}\cos((\omega_1 + \omega_2)\,t)\ . \qquad (2.1)$$

Das HF-Eingangssignal wird durch die Multiplikation somit zu den Frequenzen $\omega_{HF} - \omega_{LO}$ und $\omega_{HF} + \omega_{LO}$ verschoben. Alle benachbarten Frequenzen werden um die gleiche Distanz verschoben, so daß das komplette Eingangsspektrum um ω_{LO} im Frequenzbereich sowohl nach oben als auch nach unten transformiert am Ausgang des Mischers erscheinen wird. Das Spektrum um $\omega_{HF} + \omega_{LO}$ wird im Empfänger nicht benötigt. Es kann durch ein Tiefpaßfilter eliminiert werden.

Neben dem eigentlichen Nutzsignal können starke Störsignale in benachbarten Frequenzbereichen existieren. Diese haben eventuell eine sehr viel hö-

[1] Der Einfachheit halber wurde hier für das HF- und das LO-Signal eine Amplitude von *eins* angenommen. Die Frequenz der lokalen Oszillators (*Local Oscillator Frequency*) wird im folgenden auch als *LO-Frequenz* bezeichnet. Die Zwischenfrequenz (*Intermediate Frequency*) wird im folgenden auch als *IF-Frequenz* bezeichnet.

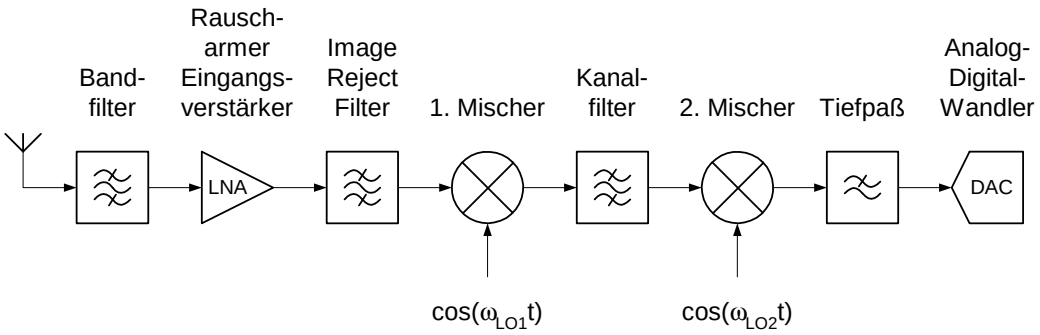


Abbildung 2.1: Heterodyne Empfänger-Architektur [1].

here Energie als das Nutzsignal, so daß sie den Empfänger übersteuern können. Ein Bandfilter eliminiert daher zunächst alle Störsignale, die außerhalb des zu empfangenden Bandes liegen. Das verbleibende Frequenzband wird von einem rauscharmen Eingangsverstärker (*Low Noise Amplifier, LNA*) verstärkt und anschließend mit einem Mischer zu einer Zwischenfrequenz transformiert. Der gewünschte Kanal kann nun mit einem Kanalfilter aus dem Band selektiert werden. Mit einem zweiten Mischer wird der selektierte Kanal in das Basisband heruntergemischt.[2] Die prinzipielle Architektur eines heterodynen Empfängers zeigt Abbildung 2.1. Hier werden zwei sinusförmige Taktsignale $\cos(\omega_{LO1}t)$ und $\cos(\omega_{LO2}t)$ benötigt, die mit Hilfe eines Teilers aus dem Ausgangssignal eines einzigen lokalen Oszillators gewonnen werden können.

Für den Mischprozeß ist es unerheblich, ob die Frequenz des lokalen Oszillators oberhalb oder unterhalb des Eingangsspektrums liegt. Für zwei beliebige Frequenzen ω_1 und ω_2 ist

$$\cos((\omega_1 - \omega_2)\,t) = \cos((\omega_2 - \omega_1)\,t) \tag{2.2}$$

stets erfüllt. Folglich werden alle Frequenzen oberhalb und unterhalb von ω_{LO1}, die den selben Abstand zu ω_{LO1} haben, auf die gleiche Frequenz ω_{IF} heruntergemischt. Liegt das Eingangsspektrum oberhalb von ω_{LO1}, also bei $\omega_{HF} = \omega_{LO1} + \omega_{IF}$, so wird es durch den Mischprozeß zu ω_{IF} hin verschoben. Gleichzeitig wird aber auch das unterhalb von ω_{LO1} befindliche Spek-

[2]Wollte man den gewünschten Kanal bereits aus dem hochfrequenten Eingangssignal ausfiltern, benötigte man Filter mit extrem hoher Güte. Die Selektierung eines 200-kHz-Kanals aus einem 900-MHz-Signal erfordert bei einem einfachen LC-Filter 1. Ordnung eine Güte von $Q = 4500$. Bei einem Kanalfilter müssten weitaus höhere Anforderungen an die Selektivität gestellt werden, so daß sich noch viel größere Werte für die Güte ergäben.

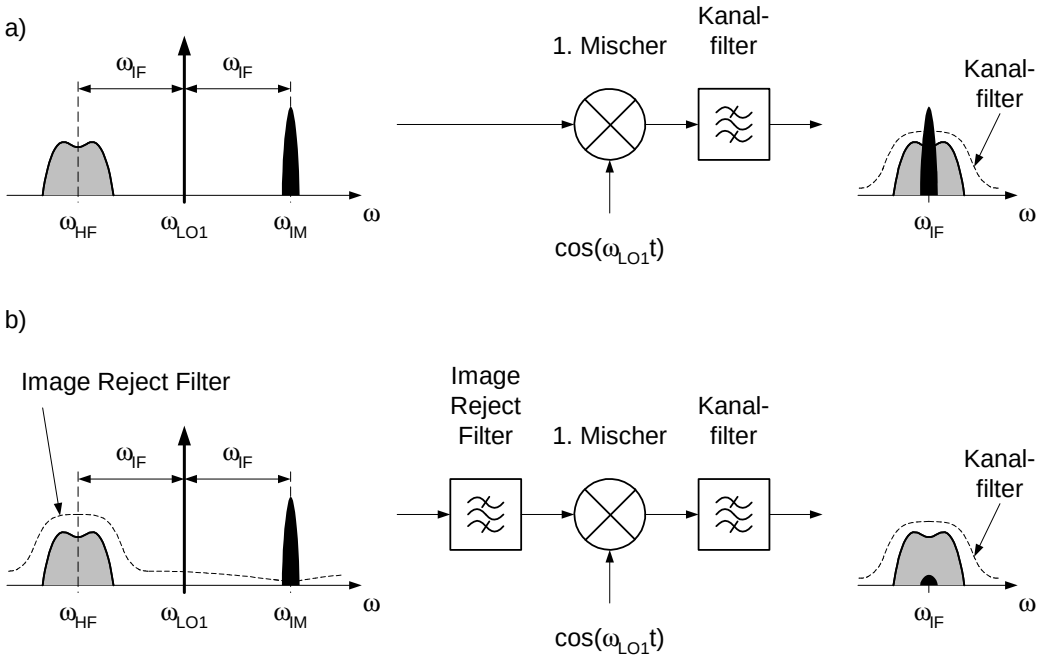


Abbildung 2.2: Funktion des Image-Reject-Filters [1], a) Das Spektrum um ω_{IM} wird zur gleichen Zwischenfrequenz ω_{IF} heruntergemischt wie das Nutzspektrum um ω_{HF}. b) Unterdrückung des Spektrums um ω_{IM}.

trum, dessen Mittenfrequenz bei $\omega_{IM} = \omega_{LO1} - \omega_{IF}$ liegt, zu ω_{IF} hin verschoben (Abbildung 2.2a). Dieses Spektrum wird als *Image* bezeichnet. Es muß von einem *Image-Reject-Filter* unterdrückt werden, bevor es den Eingang des ersten Mischers erreichen kann, weil es sonst das heruntergemischte Eingangsspektrum überlagert [1]. Gemäß diesem Zweck wird das Filter zwischen Eingangsverstärker und Mischer geschaltet (Abbildung 2.2b). Das Image-Reject-Filter muß eine hohe Selektivität und damit auch eine hohe Güte besitzen. Es ist daher nicht integrierbar und wird stattdessen als externe Komponente an den Empfangsbaustein angeschlossen. Der Ausgang des Eingangsverstärkers und der Eingang des Mischers müssen über Gehäuseanschlüsse nach außen geführt werden und darüber hinaus an die Ein- und Ausgangsimpedanz des Filters angepaßt sein, damit keine Reflexionen auftreten. Die zusätzlichen Anschlüsse erfordern gegebenenfalls ein größeres Gehäuse. Zusammen mit dem extern zu bestückenden Filter werden hierdurch zusätzliche Material- und Herstellungskosten verursacht. Eine Anforderung an moderne HF-Empfänger für den Mobilfunk besteht daher in der Vermeidung externer Bauteile, insbesondere der des externen Image-Reject-Filters.

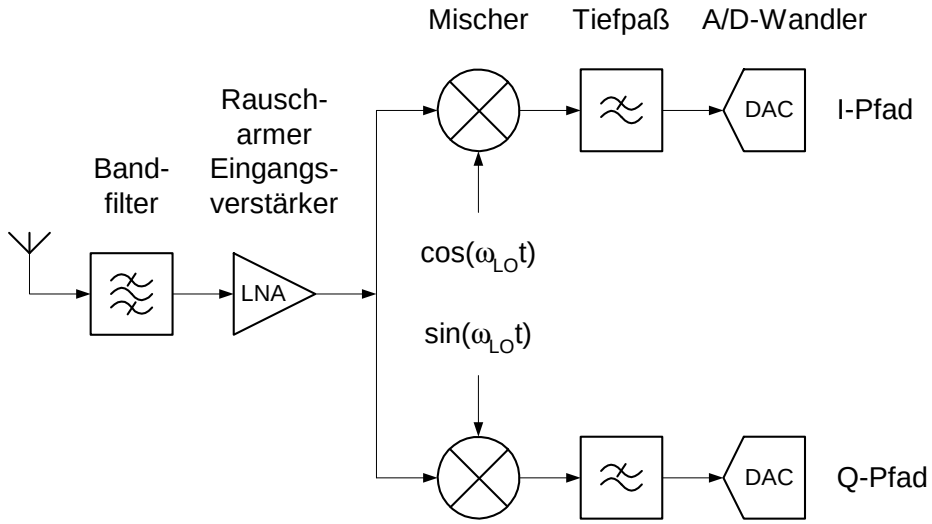


Abbildung 2.3: Homodyne Empfänger-Architektur [1].

2.1.2 Homodyne Empfangsstruktur

Ein homodyner Empfänger mischt das HF-Eingangssignal in einem einzigen Schritt direkt ins Basisband herunter. Diese Architektur wird auch als *Direct-Down-Converter* oder *Zero-IF-Receiver* bezeichnet. Die Frequenz ω_{LO} des lokalen Oszillators entspricht dabei der Mittenfrequenz ω_{HF} des HF-Eingangsspektrums. Anstelle eines Bandpaßfilters zur Selektion eines einzelnen Kanals genügt ein Tiefpaßfilter am Ausgang des Mischers. Die Kanalfilterung erfolgt dann nach der Digitalisierung. Wegen (2.2) werden alle Frequenzen oberhalb und unterhalb von $\omega_{LO} = \omega_{HF}$, die den selben Abstand zu ω_{LO} haben, auf die gleiche Frequenz im Basisband heruntergemischt, so daß sich beide Hälften des Eingangsspektrums überlappen. Bei FM- und QPSK-modulierten Signalen enthalten beide Hälften unterschiedliche Informationen, so daß die Demodulation mit einem IQ-Mischer, wie in Abbildung 2.3 dargestellt, erfolgen muß, um die Information vollständig zurückgewinnen zu können. Hier werden zwei um 90° phasenverschobene sinusförmige Taktsignale $\cos(\omega_{LO}t)$ und $\sin(\omega_{LO}t)$ benötigt, die mit Hilfe eines IQ-Teilers aus dem Ausgangssignal eines einzigen lokalen Oszillators abgeleitet werden können. Ein Beispiel für die schaltungstechnische Realisierung eines IQ-Teilers wird in Abschnitt 6.2.2 behandelt.

Architekturbedingt ist eine hohe Isolation zwischen dem HF-Eingang und dem LO-Eingang des Mischers erforderlich. Andernfalls können die am HF-Eingang anliegenden Signale in den LO-Eingang einkoppeln, oder umgekehrt.

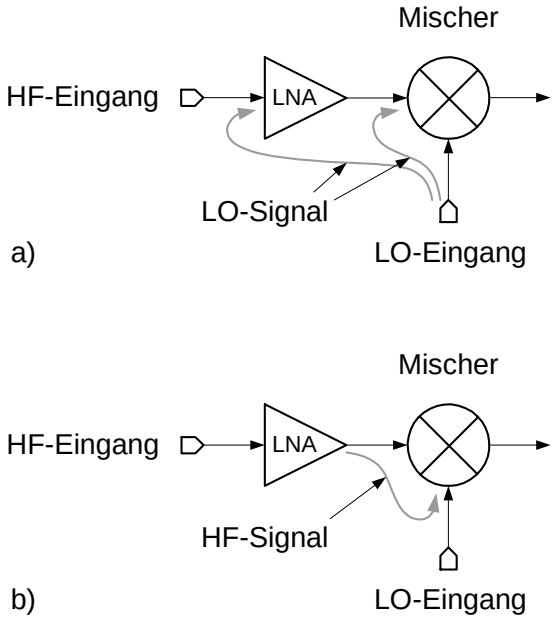


Abbildung 2.4: Selbstmischen [1] durch a) unerwünschtes Einkoppeln des LO-Signals in den HF-Eingang, b) unerwünschtes Einkoppeln des HF-Signals in den LO-Eingang.

Dies kann zum einen induktiv zwischen Bonddrähten erfolgen, zum anderen können auch kapazitive Pfade über das Substrat oder über parasitäre Kapazitäten von Bauteilen dafür verantwortlich sein. Gelingt es beispielsweise dem Taktsignal des lokalen Oszillators über den LO-Eingang des Mischers in den HF-Eingang des LNAs oder des Mischers einzukoppeln, so wird es *mit sich selbst* zur Frequenz *Null* heruntergemischt. Es erscheint durch den Mischprozeß als Gleichspannung am Ausgang des Mischers [1]. Auf die gleiche Weise können starke Störsignale benachbarter Frequenzen über den HF-Eingang in den LO-Eingang des Mischers einkoppeln. Sie erscheinen ebenfalls als Gleichspannung am Ausgang. Folgestufen können durch diese zusätzliche Gleichspannung übersteuert werden. Da die Amplitude der Störsignale variieren kann, ist auch die am Ausgang auftretende Gleichspannung zeitlich veränderlich. Eine Regelung ist erforderlich, um das Ruhepotential am Ausgang des Mischers konstant zu halten. Abbildung 2.4 veranschaulicht den Prozeß des Selbstmischens.

Ein homodyner Empfänger weist gegenüber heterodynen Architekturen eine Reihe von Vorteilen auf: Das Problem des Image-Spektrums tritt bei homodynen Empfänger-Architekturen wegen $\omega_{IF} = 0$ nicht auf. Ein Image-

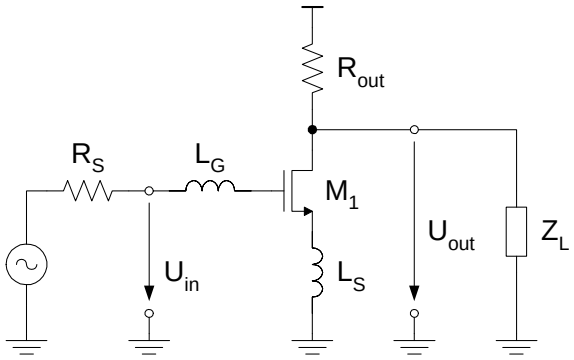


Abbildung 2.5: Rauscharmer Eingangsverstärker eines Empfängers.

Reject-Filter ist nicht erforderlich, ebenso entfällt die Anpassung an die Ein- und Ausgangsimpedanz des Filters. Für die Kanal-Selektion wird nur ein Tiefpaßfilter benötigt, das als aktives Filter realisiert werden kann. Homodyne Empfänger sind somit vollständig integrierbar. Ihre Leistungsaufnahme ist geringer als die heterodyner Architekturen, weil zum einen kein zweiter Mischer benötigt wird, zum anderen, weil der Eingangsverstärker keine niederohmige Last treiben muß. Abbildung 2.5 zeigt hierzu einen Eingangsverstärker, dessen Eingangswiderstand Z_{in} mit Hilfe der Induktivitäten L_G und L_S für einen bestimmten Frequenzbereich um ω_{HF} an den Quellwiderstand R_S angepaßt ist. Die Spannungsverstärkung dieses Eingangsverstärkers beträgt im unbelasteten Fall ($Z_L = \infty$)

$$A_V = \frac{\partial U_{out}}{\partial U_{in}} = Q_{in} g_m R_{out} \tag{2.3}$$

mit

$$U_{in} = \sqrt{P_{in}} R_S$$

$$Q_{in} = \frac{1}{2\omega_{HF} R_S C_{GS}} \,. \tag{2.4}$$

Hierin ist P_{in} die Eingangsleistung, Q_{in} ist die Güte des Eingangskreises, R_{out} ist der Ausgangswiderstand des Eingangsverstärkers und g_m bzw. C_{GS} sind die Steilheit bzw. die Gate-Source-Kapazität des Eingangstransistors M_1. Der Ausgangswiderstand R_{out} des Eingangsverstärkers eines heterodynen Empfängers müßte aufgrund der erforderlichen Leistungsanpassung dem

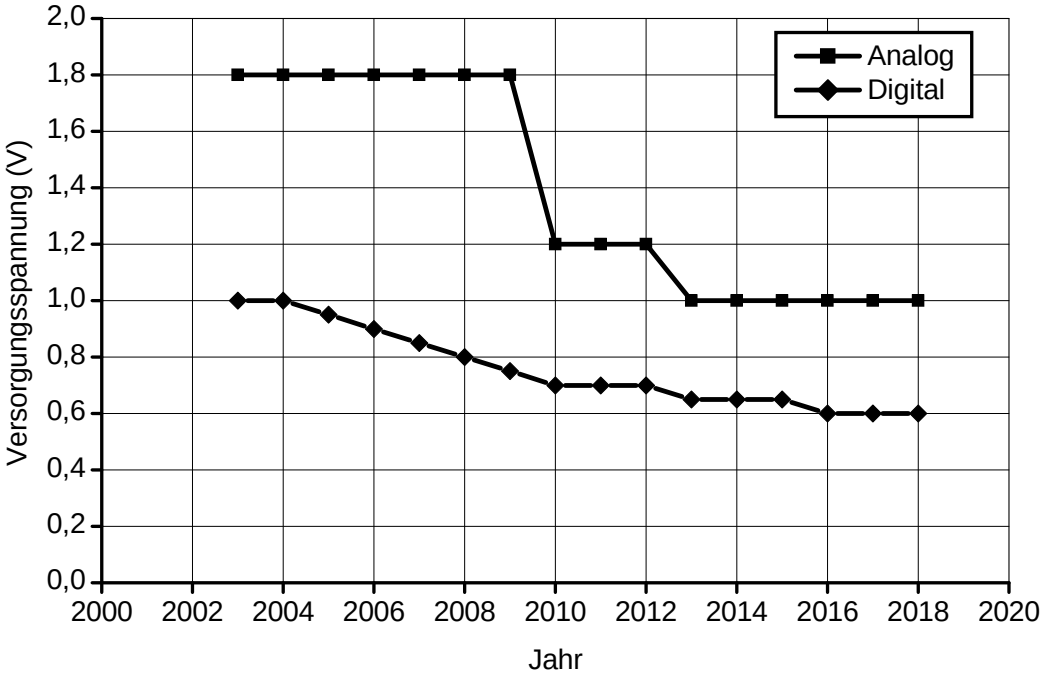


Abbildung 2.6: Entwicklung der digitalen und der *minimalen* analogen Versorgungsspannung bis zum Jahr 2018 [2].

Eingangswiderstand Z_L des Image-Reject-Filters entsprechen. Sowohl der Ausgangswiderstand R_S des Bandfilters als auch der Eingangswiderstand des Image-Reject-Filters betragen in der Regel $50\,\Omega$. Der Eingangsverstärker sähe damit einen Widerstand von $R_{out} \| Z_L = R_S/2 = 25\,\Omega$ in seinem Lastkreis. In einem homodynen Empfänger kann R_{out} hingegen größere Werte annehmen, da der Eingang des Mischers direkt mit dem Ausgang des Eingangsverstärkers verbunden ist, und somit keine Leistungsanpassung erforderlich ist. Die Lastimpedanz Z_L ist in diesem Fall rein kapazitiv. Die Steilheit des Eingangstransistors M_1 kann im Vergleich zu einer heterodynen Architektur um den Faktor $2R_{out}/R_S$ reduziert werden. Dadurch sinkt die Leistungsaufnahme.

2.2 Reduktion von Versorgungsspannung und Leistungsaufnahme

Um die Integrationsdichte von Halbleiter-Bauelementen zu erhöhen, findet in der CMOS-Technologie eine seit Jahrzehnten voranschreitende Struktur-

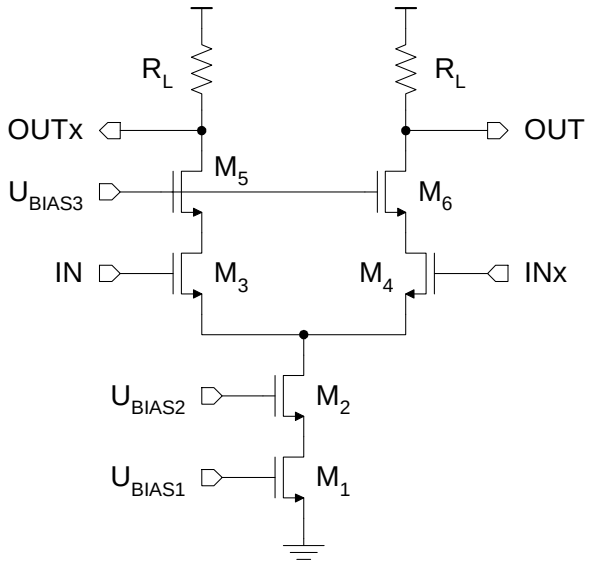


Abbildung 2.7: Differenzverstärker.

verfeinerung der auf einem Mikrochip integrierbaren Bauelemente statt, bei der alle Dimensionen der Bauelemente zu kleineren Abmessungen hin skaliert werden. Neben der Verkürzung der Kanal-Länge von MOS-Transistoren wird hierbei auch das Gate-Oxyd immer dünner. Um zu starke elektrische Felder im Gate-Oxyd zu vermeiden, muß die Versorgungsspannung moderner CMOS-Prozesse verringert werden. Die Grafik in Abbildung 2.6 veranschaulicht diese Entwicklung, die von der ITRS[3] bis zum Jahr 2018 prognostiziert wird. In den kommenden Jahren werden für *digitale* Schaltungen Versorgungsspannungen erwartet, die deutlich unter 1 V liegen. Gleichzeitig sinkt auch die zu erwartende Versorgungsspannung *analoger* HF-Schaltungen. Damit aber analoge HF-Schaltungen auf billigen digitalen CMOS-Prozessen gefertigt werden können, ist es von großer Bedeutung, deren Versorgungsspannung auf das Niveau digitaler Schaltungen zu reduzieren.

2.2.1 Auswirkungen auf die Schaltungs-Architektur

Klassische analoge HF-Schaltungen, wie z.B. Verstärker, Mischer, Oszillatoren oder Filter, haben in einem Strompfad zwischen der positiven und der negativen Versorgungsspannung mehrere in Reihe geschaltete Transistoren und Widerstände. Dabei verursacht jedes dieser Bauelemente aufgrund des

[3]International Technology Roadmap for Semiconductors [2]

durch es hindurchfließenden Gleichstromes einen Spannungsabfall. Ein Beispiel ist der Differenzverstärker in Abbildung 2.7, dessen Kaskodetransistoren M_5 und M_6 insbesondere bei hohen Frequenzen für einen hohen Ausgangswiderstand und eine hohe Isolation zwischen Ein- und Ausgang sorgen. Die Fußpunktstromquelle, bestehend aus M_1 und M_2, sorgt wegen ihres sehr hohen Ausgangswiderstandes für eine hohe Gleichtaktunterdrückung. Für den ordnungsgemäßen Betrieb dieser Schaltung müssen die Transistoren M_1 – M_6 in Sättigung betrieben werden. Hierzu muß die Drain-Source-Spannung U_{DS} von M_1 – M_6 stets oberhalb der Drain-Source-Sättigungsspannung

$$U_{DS.sat} = U_{GS} - U_{Th} \tag{2.5}$$

liegen. Insbesondere ist bei M_5 und M_6 darauf zu achten, daß diese Bedingung auch noch für die größte anzunehmende Ausgangsamplitude $\hat{u}_{out}$ erfüllt werden kann, damit das Ausgangssignal nicht verzerrt wird. Die Drain-Source-Sättigungsspannung $U_{DS.sat}$ eines Transistors entspricht der effektiven Gate-Source-Spannung

$$U_{eff} = U_{GS} - U_{Th}\,. \tag{2.6}$$

Um alle Transistoren des Differenzverstärkers auch bei Prozeßtoleranzen und über einen ausreichend großen Temperaturbereich sicher in starker Inversion zu betreiben, ist eine *minimale* effektive Gate-Source-Spannung ΔU erforderlich, die zugleich auch das Minimum von $U_{DS.sat}$ bestimmt. Ein Wert von $\Delta U = 100 \ldots 200\,\mathrm{mV}$ muß hier berücksichtigt werden. Zusammen mit dem Spannungsabfall U_L über den Lastwiderständen R_L, der sich aus der Größe von R_L und dem Drain-Strom I_D von M_3 und M_4 ergibt, kann die minimale Versorgungsspannung für diese Schaltung zu $U_{DD} = 4\Delta U + \hat{u}_{out} + U_L$ berechnet werden. Sie liegt damit deutlich über 1 V.

Architekturen, bei denen sich viele in Reihe geschaltete Bauelemente in einem Strompfad zwischen der positiven und der negativen Versorgungsspannung befinden, sind für kleine Versorgungsspannungen nicht geeignet. Grundsätzlich besteht die Möglichkeit, in einer Technologie spezielle Transistoren für den Analogteil zur Verfügung zu stellen, die aufgrund eines dickeren Gate-Oxyds höhere Gate-Source-Spannungen und damit auch eine für den Analogteil des ICs höhere Versorgungsspannung erlauben, so daß das Stapeln von Bauelementen in gewissem Umfang möglich bleibt. Hierfür werden aber zu-

sätzliche Masken und Prozeßschritte benötigt.[4] Es ist daher erstrebenswert, analoge Schaltungskonzepte zu finden, die mit geringerer Versorgungsspannung auskommen. Prinzipiell kann dies durch das Aufspalten der Strompfade zwischen der positiven und der negativen Versorgungsspannung in parallele, kleinsignalmäßig gekoppelte Strompfade erfolgen. Auf diese Weise könnte der Differenzverstärker aus Abbildung 2.7 so umgeformt werden, daß er auch mit geringerer Versorgungsspannung auskommt. Kapitel 3 wird diese Technik ausführlich beschreiben.

Aufgrund der verringerten Versorgungsspannung könnte man dann erwarten, daß die Verlustleistung abnehmen müsse. Durch Aufspalten einzelner Strompfade in parallele Strompfade vergrößert sich aber deren Anzahl, so daß die Verlustleistung nicht zwangsläufig im Zuge der Reduzierung der Versorgungsspannung geringer ausfallen muß. Sie kann im ungünstigen Fall sogar zunehmen. Dem gegenüber steht die wachsende Erwartung der Konsumenten mobiler Kommunikationsgeräte bezüglich der Bereitschafts- und der Nutzungsdauer sowie die immer komplexer werdende Funktionalität dieser Geräte. Moderne mobile Kommunikationsgeräte müssen beispielsweise Daten mit verschiedenen Funknetzen austauschen können. Dazu müssen verschiedene Übertragungs-Standards unterstützt werden, für die möglicherweise mehrere leistungsaufnehmende Sende-Empfangs-Module in einem einzigen Gerät vorgesehen werden müssen. Mit voranschreitender Entwicklung dieser Flexibilität steigt die Komplexität der Geräte, so daß neben der geringen Versorgungsspannung auch eine geringe Leistungsaufnahme jedes einzelnen Schaltungsblockes innerhalb des Gesamtsystems gefordert werden muß. Beide Maßnahmen sind notwendig, um mobile Kommunikationsgeräte mit langer Batterielaufzeit kostengünstig herstellen zu können. Neben der niedrigen Versorgungsspannung ist eine geringe Verlustleistung von großer Bedeutung.

2.2.2 Reduktion der Gate-Source-Spannung

Bei geringer Versorgungsspannung muß aus schaltungstechnischen Gründen auch die Gate-Source-Spannung reduziert werden. Unterstützt wird dieses Bestreben durch das mit der Strukturverkleinerung verbundene Absenken der

[4] Die maximale Gate-Source-Spannung eines CMOS-Transistors der Standard CMOS-Technologie *C11n* der Infineon Technologies AG beträgt 1.5 V. Für größere Versorgungsspannungen müssen spezielle *Analog-Transistoren* verwendet werden. Ein Analog-Transistor dieser Technologie hat eine maximal erlaubte Gate-Source-Spannung von 2.5 V. Diese Transistoren haben nicht die minimale Gate-Länge des Prozesses von 130 nm. Die minimale Gate-Länge der Analog-Transistoren beträgt 400 nm.

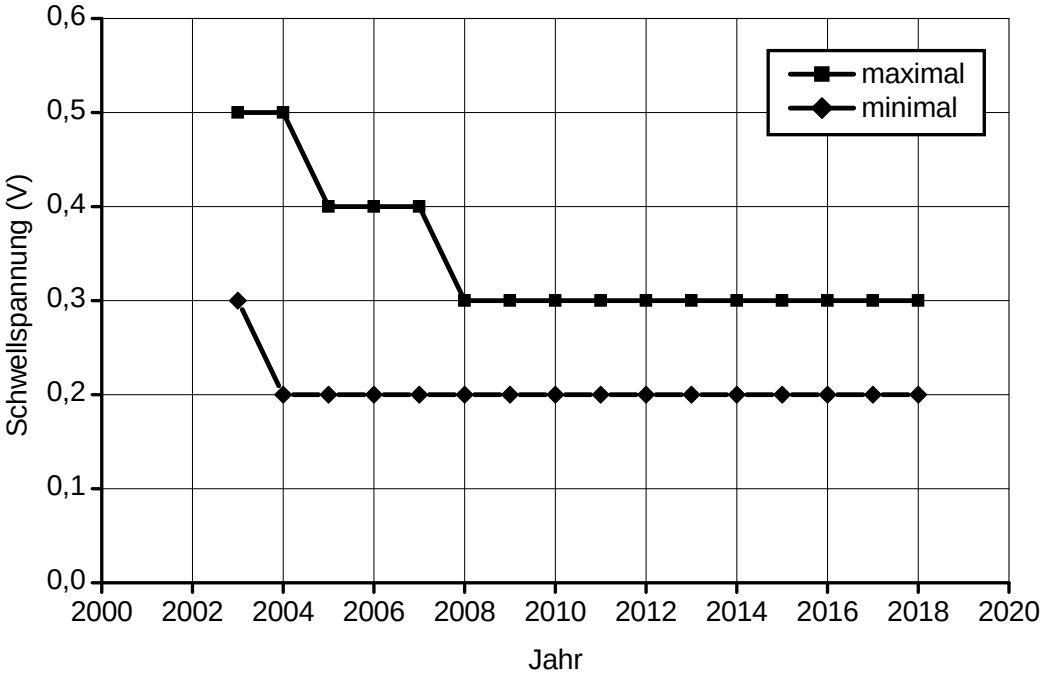


Abbildung 2.8: Entwicklung der Schwellspannung bis zum Jahr 2018 [2].

Schwellspannung von MOS-Transistoren (Abbildung 2.8). Darüber hinaus kann der Spannungsabfall über der Gate-Source-Strecke des MOS-Transistors verringert werden, indem die effektive Gate-Source-Spannung

$$U_{eff} = U_{GS} - U_{Th} = \sqrt{\frac{2I_D L}{\mu c_{ox} W}} \tag{2.7}$$

herabgesetzt wird. Die effektive Gate-Source-Spannung ist die Differenz der angelegten Gate-Source-Spannung U_{GS} und der Schwellspannung U_{Th}. Sie wird durch den Drain-Strom I_D, die Beweglichkeit μ der Elektronen bzw. Löcher, die Oxydkapazität pro Fläche c_{ox}, die Weite W und die Länge L des Transistor-Gates bestimmt. Um U_{eff} zu reduzieren, kann entweder I_D verkleinert, oder das Verhältnis W/L vergrößert werden. Im ersten Fall sinkt die Steilheit des Transistors, im zweiten steigt sie. Soll die Verstärkung der betroffenen Schaltung trotz verringertem Wert von U_{eff} unverändert bleiben, muß die Steilheit des MOS-Transistors gleich bleiben. Die Steilheit läßt sich aus der Stromgleichung

$$I_D = \frac{1}{2}\mu c_{Ox}\frac{W}{L}(U_{GS} - U_{Th})^2 \tag{2.8}$$

des Transistors bestimmen. Sie ist durch

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \tag{2.9}$$

definiert und kann z.B. mit

$$g_m = \sqrt{2\frac{W}{L}\mu C_{ox} I_D} \tag{2.10}$$

berechnet werden. Soll die Verstärkung einer Schaltung trotz verringertem Wert von U_{eff} unverändert bleiben, muß das Verhältnis W/L um den gleichen Faktor erhöht werden, um den I_D gesenkt wird. Durch die geringe effektive Gate-Source-Spannung verschlechtert sich die Linearität der Schaltung [3].

2.3 Verstärkung und Linearität

Liegt die Information eines zu übertragenden Signals in dem Wert seiner Amplitude, so ist eine hohe Linearität[5] der zur Signalverarbeitung einzusetzenden Sende-Empfangs-Schaltung von großer Bedeutung. Bei einem Empfänger ist das nicht nur deshalb der Fall, weil das zu empfangende Nutzsignal den Empfänger übersteuern könnte, sondern vor allem auch, weil Störsignale in benachbarten Frequenzbereichen existieren können, die eine viel größere Energie haben können als das eigentliche Nutzsignal. Wollte man diese unerwünschten Störsignale bereits vor dem Eingangsverstärker des Empfängers ausfiltern, benötigte man Filter mit sehr hoher Güte (siehe auch Abschnitt 2.1.1). Stattdessen muß der Empfänger so beschaffen sein, daß die Anwesenheit starker Störer nicht zu einer merklichen Beeinträchtigung des Nutzsignals führt. Das Thema *Linearität* wird ausführlich in [1] diskutiert. Die wichtigsten Zusammenhänge werden in diesem Abschnitt zusammengefaßt wiedergegeben.

[5]Ein zeitinvariantes System ist *linear*, wenn seine Ausgangsgröße $y(t)$ gemäß der Vorschrift $y(t) = ax(t) + b$ von der Eingangsgröße $x(t)$ abhängt [4]. Darin sind a und b Konstanten. Jedes System, daß diese Vorschrift nicht erfüllt, ist *nichtlinear*. Abweichend von dieser Definition, werden in [1] und [5] *Meßgrößen für die Linearität* beschrieben. Das impliziert, daß ein System *linearer* als ein anderes sein kann, und daß der Begriff *Linearität* nicht mehr als *absolut* zu verstehen ist. Diese Sprechweise wird hier übernommen. Ein System, daß obige Vorschrift erfüllt, wird im folgenden als *vollständig linear* bezeichnet.

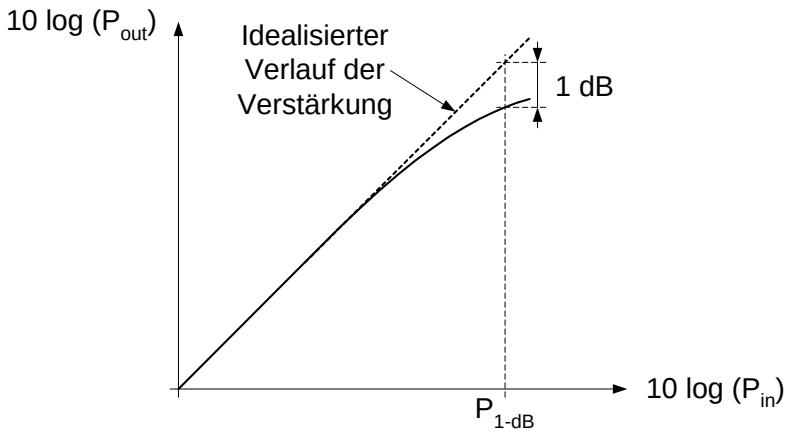


Abbildung 2.9: 1-dB-Kompressionspunkt [1].

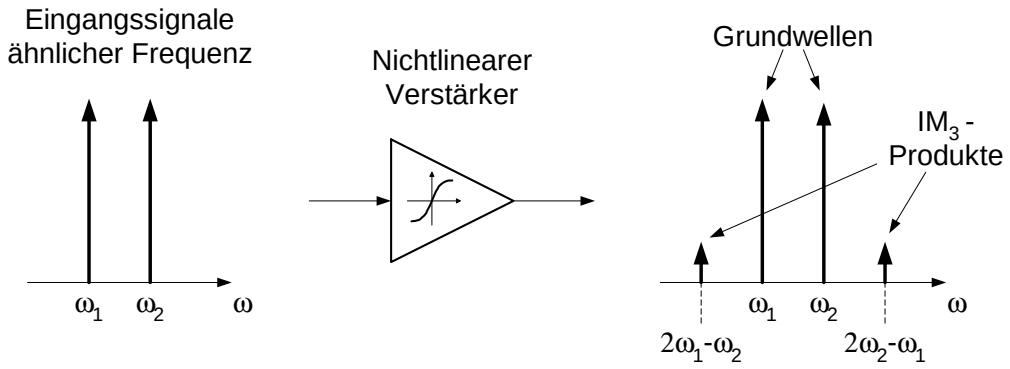


Abbildung 2.10: Entstehung des Intermodulationsproduktes IM_3 [1].

2.3.1 Linearitätsmessung

Ein Maß für die Linearität eines zu charakterisierenden Systems oder eines einzelnen Blockes, wie z.B. eines Eingangsverstärkers oder eines Mischers, ist der 1-dB-Kompressionspunkt [1]. Er gibt an, bei welcher Eingangsleistung die Ausgangsleistung um 1 dB unter dem extrapolierten Wert liegt, den sie hätte, wenn der zu charakterisierende Block *vollständig linear* wäre. Abbildung 2.9 verdeutlicht diesen Zusammenhang. Ein weiteres Maß für die Linearität ist der *Third-Order Interception-Point* IP_3 [1]. Er gibt an, bei welcher Eingangsleistung sich der extrapolierte Verlauf der Grundwelle der Ausgangsamplitude mit dem extrapolierten Verlauf des Intermodulationsproduktes 3. Ordnung IM_3 der Ausgangsamplitude schneidet. Das IM_3-Produkt entsteht als Mischprodukt zweier Signale mit benachbarten Frequenzen ω_1 und ω_2 am Ausgang des zu charakterisierenden Blockes bei den Frequenzen

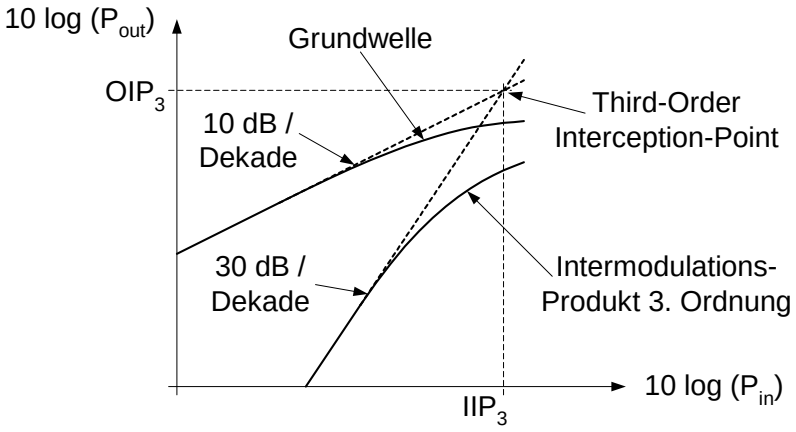


Abbildung 2.11: Third-Order Interception-Point IIP_3 [1].

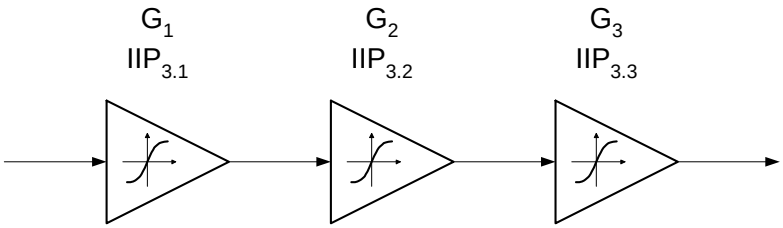


Abbildung 2.12: IIP_3 kaskadierter Einzelblöcke [1].

$2\omega_1 - \omega_2$ und $2\omega_2 - \omega_1$. Abbildung 2.10 veranschaulicht die Entstehung des IM_3-Produktes, und in Abbildung 2.11 wird gezeigt, wie der IP_3 aus den Verläufen der Grundwelle und des IM_3-Produktes graphisch bestimmt werden kann. Für den IP_3 kann sowohl der eingangsbezogene Wert IIP_3 als auch der ausgangsbezogene Wert OIP_3 angegeben werden. Beide können mit Hilfe der Verstärkung G über die Beziehung

$$OIP_3 = IIP_3 + G \tag{2.11}$$

ineinander umgerechnet werden.[6] Sind mehrere Blöcke wie in Abbildung 2.12 hintereinandergeschaltet, berechnet sich der Gesamt-IIP_3 aus den IIP_3-

[6]Zur Verwendung von (2.11) müssen alle Werte im logarithmischen Maßstab vorliegen.

Werten der Einzelblöcke nach [1] zu

$$A_{IIP3} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{A_{IIP3.1}^2} + \frac{A_{v.1}}{A_{IIP3.2}^2} + \frac{A_{v.1}A_{v.2}}{A_{IIP3.3}^2}}}, \tag{2.12}$$

wobei A_{IIP3} die Spannungsamplitude des Gesamt-IIP_3 und $A_{IIP3.i}$ die Spannungsamplitude des IIP_3 des i-ten Blockes ist. Die Angabe des IIP_3 erfolgt in der Einheit *dBm*, die der Verstärkung in der Regel in *dB*. Zur Berechnung des Gesamt-IIP_3 müssen diese Werte zuvor in lineare Größen umgerechnet werden. Die Spannungsamplitude des IIP_3 und die Verstärkung im linearen Maßstab ergeben sich zu

$$A_{IIP3} = 10^{\frac{IIP3-10}{20}}$$

$$A_v = 10^{\frac{G}{10}}. \tag{2.13}$$

Nach der Berechnung der Spannungsamplitude des Gesamt-IIP_3 kann dieser mit

$$IIP_3 = 10 + 20 \log A_{IIP3} \tag{2.14}$$

wieder in den logarithmischen Maßstab transformiert werden.[7] Wie (2.12) entnommen werden kann, wirkt sich der IIP_3 der letzten Stufe am stärksten auf den Gesamt-IIP_3 aus. Die Linearität des Mischers ist daher von besonderer Bedeutung. Bei bekannten Mischerstrukturen stellt sie oft einen Flaschenhals dar [3].

2.3.2 Entstehung von Nichtlinearitäten

Verzerrungen in Transistor-Verstärkerschaltungen entstehen gewöhnlich aufgrund der nichtlinearen Abhängigkeit des Drain-Stromes $i_D(t)$ von der Gate-Source-Spannung $u_{GS}(t)$ der im Signalpfad befindlichen Transistoren. Bei geringer Versorgungsspannung können jedoch *zusätzliche* Verzerrungen auftreten, wenn der am Ende eines Signalpfades befindliche Ausgangstransistor seinen *normalen* Arbeitspunkt, der sinnvollerweise im Sättigungsbereich

[7] Diese Umrechnung gilt für ein 50-Ω-System (siehe auch Fußnote 11 in Abschnitt 2.3.3).

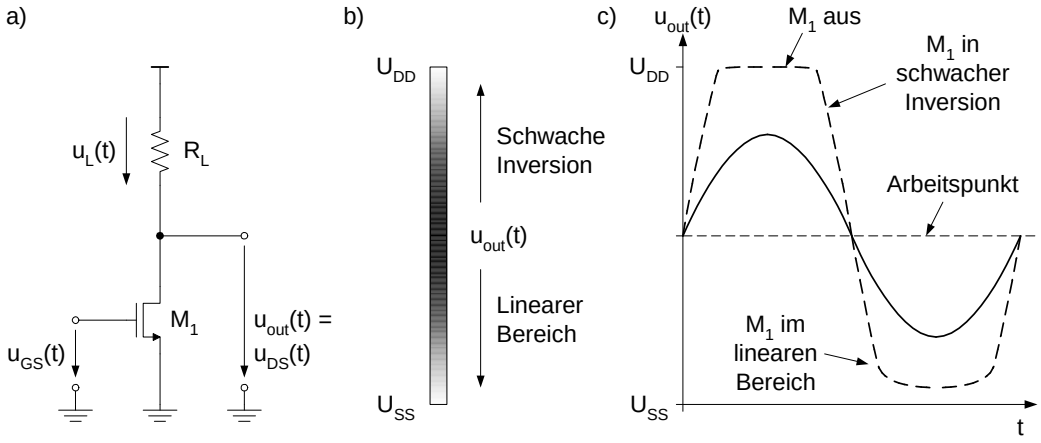


Abbildung 2.13: a) Ausgangstransistor mit ohmscher Last, b) Arbeitsbereiche des Ausgangstransistors, c) zeitlicher Verlauf der Ausgangsspannung.

liegt, aufgrund einer zu großen Ausgangsamplitude bei der positiven oder der negativen Halbwelle verläßt. Die Ausgangsspannung $u_{out}(t)$ des Ausgangstransistors M_1 (Abbildung 2.13a) kann sich der positiven bzw. negativen Versorgungsspannung während des Durchlaufens einer Periode nur mit einem bestimmten Spannungsabstand nähern, bevor merkliche Verzerrungen auftreten.

Wird der *Momentanwert* der Gate-Source-Spannung $u_{GS}(t)$ des Transistors M_1 während der negativen Halbwelle zu klein, so sinkt die Anzahl der freien Ladungsträger unter dem Gate-Oxyd, und der Ausgangstransistor geht kurzzeitig in den Bereich moderater Inversion über (Abbildung 2.13b, Pfeil nach oben). Bei nur schwach invertiertem Kanal weist $i_D(t)$ einen eher exponentiellen anstelle eines quadratischen Verlaufes in Abhängigkeit von $u_{GS}(t)$ auf. Es treten Terme dritter Ordnung am Ausgang auf. Das zu verstärkende Signal wird verzerrt. In moderater Inversion ist der Transistor langsam. Dies führt bei hohen Frequenzen zusätzlich zur Abnahme der Verstärkung und damit zu noch stärkeren Nichtlinearitäten. Unterschreitet $u_{GS}(t)$ während der negativen Halbwelle die Einsatzspannung U_{Th}, sperrt der Transistor vollständig und die Ausgangsspannung $u_{out}(t)$ ist kurzzeitig gleich der positiven Versorgungsspannung.

Wird der Momentanwert der Gate-Source-Spannung $u_{GS}(t)$ des Transistors M_1 während der positiven Halbwelle hingegen zu groß, so fließt ein entsprechend großer Drain-Strom $i_D(t)$ und es ergibt sich ein großer Spannungsabfall $u_L(t)$ über dem Lastwiderstand R_L. Wird $u_L(t)$ zu groß, sinkt die

Drain-Source-Spannung $u_{DS}(t)$ unter die Drain-Source-Sättigungsspannung[8] $u_{DS.Sat}(t)$, und M_1 geht kurzzeitig in den Triodenbereich über (Abbildung 2.13b, Pfeil nach unten). In diesem Bereich ist der Ausgangswiderstand des Transistors sehr viel kleiner als im Sättigungsbereich. Die Verstärkung nimmt ab und es treten Nichtlinearitäten auf.

Die Begrenzung der Ausgangsamplitude ist in Abbildung 2.13c dargestellt. Die durchgezogene Sinuskurve entsteht bei kleiner Amplitude $\hat{u}_{GS}$ der Gate-Source-Spannung $u_{GS}(t)$ und damit bei kleiner Auslenkung des Ausgangs (bzw. kleiner Amplitude $\hat{u}_{out}$ von $u_{out}(t)$). Bei zu großer Amplitude von $u_{GS}(t)$ nimmt die Ausgangsspannung den gestrichelten Verlauf an. Dabei entsteht die verzerrte positive Halbwelle des Ausgangssignals $u_{out}(t)$, weil der Transistor M_1 durch die zu große Ansteuerung an seinem Gate in den Bereich moderater Inversion bzw. ausgeht. Die verzerrte negative Halbwelle entsteht, weil der Transistor M_1 durch die zu große Ansteuerung an seinem Gate in den Triodenbereich geht.

Eine kleine Versorgungsspannung begrenzt auf die eben beschriebene Weise den Aussteuerbereich aller im Signalpfad befindlichen Transistoren, besonders jedoch den des *Ausgangstransistors*, da hier die größten Amplituden der Gate-Source-Spannung und folglich die größten Amplituden der Drain-Source-Spannung (bzw. der Ausgangsspannung) auftreten. Die Wahl des Arbeitspunktes des Ausgangstransistors muß daher so getroffen werden, daß der Transistor auch bei maximaler Aussteuerung stets in Sättigung verbleibt. In Abbildung 2.14 sind zwei Fälle extremer Aussteuerung von M_1 dargestellt. Die gestrichelten Linien stellen Momentanwerte der Gate-Source-Spannung $u_{GS}(t)$, der Drain-Source-Sättigungsspannung $u_{DS.sat}(t)$ und der Drain-Source-Spannung $u_{DS}(t)$ dar. Solange sich die gestrichelten Linien innerhalb der grauen Bereiche befinden ist der Transistor zum einen in Sättigung und zum anderen in starker Inversion. Abbildung 2.14a zeigt die maximale Aussteuerung des Ausgangstransistors M_1 bei maximal zulässiger Gate-Source-Spannung $u_{GS}(t)$. Würde $u_{GS}(t)$ noch weiter ansteigen, so würde $u_{DS}(t)$ unter $u_{DS.sat}(t)$ fallen und M_1 würde den Sättigungsbereich mit den oben geschilderten Konsequenzen verlassen. Abbildung 2.14b zeigt die maximale Aussteuerung des Ausgangstransistors M_1 bei minimal zulässiger Gate-Source-Spannung $u_{GS}(t)$. Würde $u_{GS}(t)$ noch weiter fallen, so würde M_1 zunächst in den Bereich schwacher Inversion und schließlich ausgehen.

[8]Die Drain-Source-Sättigungsspannung von M_1 liegt immer eine Schwellspannung unterhalb der Gate-Source-Spannung ($u_{DS.sat}(t) = u_{GS}(t) - U_{Th}$). Bei steigender Gate-Source-Spannung steigt daher auch die Drain-Source-Sättigungsspannung (und umgekehrt).

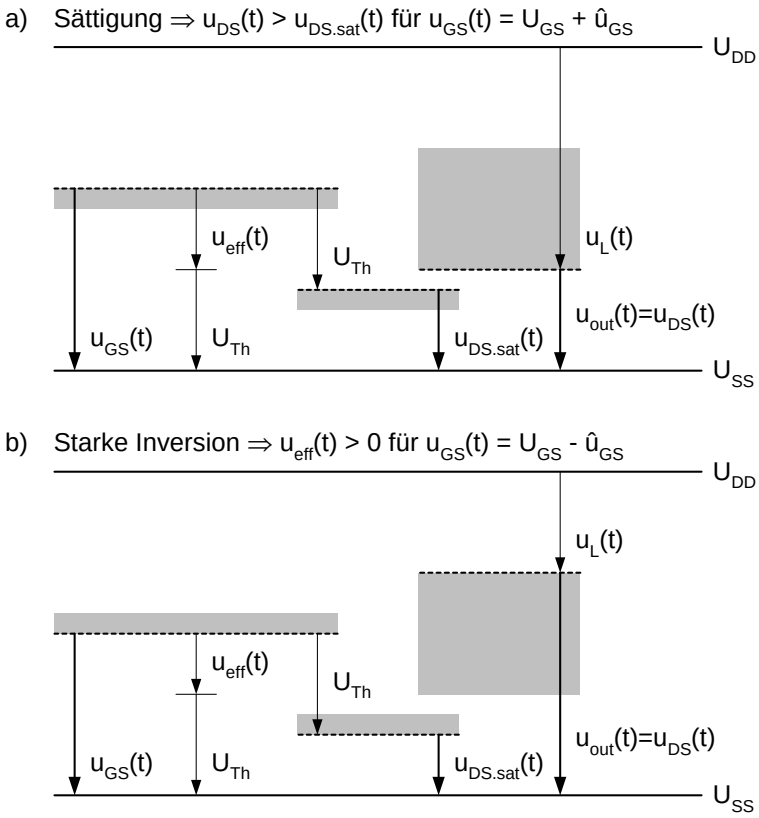


Abbildung 2.14: Maximale Aussteuerung des Ausgangstransistors. Der Momentanwert der Gate-Source-Spannung $u_{GS}(t)$ darf a) nur so groß werden, daß der Ausgangstransistor noch in Sättigung ist, b) nur so klein werden, daß der Ausgangstransistor noch in starker Inversion ist.

Bei kleiner Versorgungsspannung sind diese Grenzen schnell erreicht. Zum einen, weil nur eine kleine effektive Gate-Source-Spannung $U_{\mathit{eff}} = U_{GS} - U_{Th}$ erlaubt werden kann[9]: Der Wert von $u_{GS}(t)$ liegt nahe bei U_{Th}, und der Transistor kommt zwangsläufig bereits bei kleiner Absenkung von $u_{GS}(t)$ schnell in oder in die Nähe des Bereiches schwacher Inversion. Zum anderen, weil U_{DS} dicht bei $U_{DS.Sat}$ liegt. Eine kleine Erhöhung von $u_{GS}(t)$ vergrößert $u_L(t)$ und bewegt $u_{DS}(t)$ schnell in Richtung $u_{DS.Sat}(t)$. Die Nichtlinearität der Ausgangsstufe bestimmt in diesem Fall wesentlich die Gesamtlinearität der Verstärkerschaltung.[10]

[9]Die Spannungsbezeichnungen in Großbuchstaben kennzeichnen Arbeitspunkte.

[10]Bei ausreichend großer Versorgungsspannung könnte der Arbeitspunkt des Ausgangstransistors M_1, bestimmt durch U_{eff} und U_{DS}, so gewählt werden, daß nichtlineare Effekte erst bei viel größeren Ein- bzw. Ausgangsspannungsamplituden deutlich würden.

2.3.3 Einfluß der Versorgungsspannung

Kann die Ausgangsspannung $u_{out}(t)$ bis zu einem ΔU an die positive und die negative Versorgungsspannung heranreichen, bevor die Verstärkung um mehr als 1 dB abgenommen hat, und liegt das Ruhepotential der Ausgangsspannung genau bei $V_{DD}/2$, dann ergibt sich die Amplitude zu

$$\hat{u}_{out} = \left(\frac{V_{DD}}{2} - \Delta U \right) \tag{2.15}$$

und am differentiellen Ausgang zu

$$\hat{u}_{out} = \left(\frac{V_{DD}}{2} - \Delta U \right) \cdot 2 \,. \tag{2.16}$$

Der ausgangsbezogene 1-dB-Kompressionspunkt ist dann[11]

$$P_{1-\mathrm{dB}.out} = 10 + 20 \log \hat{u}_{out} \,. \tag{2.17}$$

Bei einer Versorgungsspannung von 1 V und $\Delta U = 0.2\,\mathrm{V}$ ist der maximal erzielbare ausgangsbezogene 1-dB-Kompressionspunkt $P_{1-\mathrm{dB}.out} = +5.6\,\mathrm{dBm}$. Bei Versorgungsspannungen von 0.8 V bzw. 0.6 V sinkt er auf +2.0 dBm bzw. −4.0 dBm. Je größer die Verstärkung ist, desto kleiner muß die Eingangsamplitude sein, damit am Ausgang keine Verzerrungen auftreten. Der IIP_3 sinkt daher um den gleichen Wert, um den die Verstärkung der Schaltung erhöht wird, sofern die Ausgangsstufe das die Linearität begrenzende Element ist.

Ist die Signalfrequenz am Ausgang groß genug und ist ein Bandpaßverhalten akzeptabel oder sogar erwünscht, kann statt einer ohmschen Last auch ein mit seiner Resonanzfrequenz auf die Signalfrequenz abgestimmter LC-Parallelschwingkreis eingesetzt werden. Die Ausgangsamplitude kann dann in etwa doppelt so groß sein (siehe auch Abschnitt 3.3), und ein höherer 1-dB-Kompressionspunkt ist erreichbar.

[11] Diese Umrechnung der Spannungsamplitude in eine Leistung gilt nur bei einer Impedanz von 50 Ω: Eine Leistung von 0 dBm im logarithmischen Maßstab entspricht einer Leistung von 1 mW im linearen Maßstab. Die Umrechnung erfolgt mit $P_{dBm} = 10 \log (1000P)$. Aus $P = UI$, $I = U/R$, $U = \hat{u}/\sqrt{2}$ und $R = 50\,\Omega$ folgt $P_{dBm} = 10 \log \left(10\hat{u}^2\right)$ und schließlich $P_{dBm} = 10 + 20 \log \hat{u}$.

2.4 Rauschen

Das Rauschen in HF-Schaltungen wird oft in Form des Rauschfaktors F bzw. der Rauschzahl NF angegeben [1]. Der Rauschfaktor ist durch das Verhältnis von Signal-Rausch-Abstand SNR_{in} am Eingang zu Signal-Rausch-Abstand SNR_{out} am Ausgang definiert:

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}}\,. \tag{2.18}$$

Die Rauschzahl

$$NF = 10 \log F \tag{2.19}$$

ergibt sich, wenn man den Rauschfaktor in den logarithmischen Maßstab überträgt. Sind mehrere Stufen hintereinander geschaltet, so trägt jede Stufe zum Gesamtrauschen bei. Die Rauschzahl des Gesamtsystems, bestehend aus n Stufen, ergibt sich nach [1] zu

$$F = 1 + (F_1 - 1) + \frac{F_2 - 1}{A_{p.1}} + \cdots + \frac{F_n - 1}{A_{p.1} \cdots A_{p.n-1}}\,, \tag{2.20}$$

wobei $A_{p.i}$ die Leistungsverstärkung (*available power gain*) der i-ten Stufe mit

$$A_{p.i} = \left(\frac{R_{in.i}}{R_{out.i-1} + R_{in.i}}\right)^2 A_{v.i}^2 \frac{R_{out.i-1}}{R_{out.i}} \tag{2.21}$$

ist [1]. Hierbei sind $A_{v.i}$, $R_{in.i}$ und $R_{out.i}$ die Spannungsverstärkung und der Ein- bzw. Ausgangswiderstand der i-ten Stufe. Für die erste Stufe entspricht der Ausgangswiderstand der vorangehenden Stufe dem Quellwiderstand R_S. Aus (2.20) folgt, das die Rauschzahl der ersten Stufe den größten Einfluß auf die Rauschzahl des Gesamtsystems hat. Für die Dimensionierung eines HF-Empfängers bedeutet das, daß das Rauschen des HF-Eingangsverstärkers so gering wie möglich und seine Verstärkung so hoch wie möglich sein sollte. Dem Rauschen des nachfolgenden Mischers ist eine geringere Bedeutung beizumessen. Um den Dynamikbereich des HF-Empfängers nicht zu stark

einzuschränken, kann insgesamt nur ein geringes Eigenrauschen des Empfängers toleriert werden.[12]

2.5 Zusammenfassung des zweiten Kapitels

Die Funktionsweise eines HF-Empfängers wurde anhand der heterodynen und der homodynen Empfänger-Architektur erläutert. Diese unterscheiden sich im Wesentlichen darin, daß das HF-Eingangssignal in einer homodynen Architektur direkt ins Basisband heruntergemischt wird, wohingegen dies in einer heterodynen Architektur über eine Zwischenfrequenz in zwei Schritten erfolgt. Hierbei wurden die Vor- und Nachteile beider Architekturen in Bezug auf den Einsatz in Geräten, die mit einer niedrigen Versorgungsspannung betrieben werden und mit geringer Leistungsaufnahme auskommen müssen, verglichen. Ein homodyner Empfänger ist für mobile Anwendungen, bei denen es auf eine geringe Versorgungsspannung, eine geringe Verlustleistung und besonders auf geringe Kosten ankommt, besser geeignet, weil kein externes Image-Reject-Filter benötigt wird, auch wenn diese Architektur hohe Anforderungen an die Isolation zwischen dem HF- und dem LO-Eingang stellt.

Die Auswirkung einer niedrigen Versorgungsspannung auf Schaltungs- und Transistorebene wurden erörtert. Hierbei wurde auf die zwangsläufige Reduktion des Ausgangsspannungsbereiches und auf die Reduktion der effektiven Gate-Source-Spannung eingegangen. Es wurde gezeigt, daß moderne HF-Empfänger nach horizontalen Schaltungsarchitekturen verlangen, bei denen sich anstelle von mehreren Verbrauchern in einem Strompfad wenige Verbraucher in parallelen Strompfaden zwischen der positiven und der negativen Versorgungsspannung befinden. Abschließend wurden charakteristische Kenngrößen eines Empfängers eingeführt, und es wurden Zusammenhänge aufgezeigt, die zwischen der Versorgungsspannung und der Linearität bestehen, und die bewirken, daß ein Empfänger mit reduzierter Versorgungsspannung ohne geeignete schaltungstechnische Maßnahmen zwangsläufig eine vergleichsweise schlechtere Linearität aufweist.

Zusammenfassend ergeben sich daraus die wesentlichen Anforderungen an moderne HF-Empfänger: Trotz sinkender Versorgungsspannung bleiben die Anforderungen bezüglich der charakteristischen Kenngrößen, insbeson-

[12] Die Eigenrauschleistung bildet die untere Grenze des Dynamikbereiches. Die obere Grenze ist erreicht, wenn die Leistung des IM_3-Produktes die Eigenrauschleistung überschreitet.

dere der Linearität, bezogen auf einen Übertragungs-Standard unverändert. Gleichzeitig müssen moderne mobile Kommunikationsgeräte bei steigender Funktionalität eine reduzierte Leistungsaufnahme zugunsten einer längeren Bereitschafts- und Nutzungsdauer aufweisen. Schließlich werden nur Konzepte am Markt bestehen können, die darüber hinaus kostengünstig angeboten werden können, so daß eine Vollintegration angestrebt werden muß, bei der sich alle Schaltungsteile, vom analogen HF-Empfänger, über die analoge Signalverarbeitung im Basisband, bis hin zum Analog-Digital-Wandler, auf einem einzigen Chip befinden. Diese Anforderungen können insgesamt nur durch neue Schaltungskonzepte erfüllt werden.

Kapitel 3

HF-Schaltungen mit geringer Versorgungsspannung

Die klassischen Schaltungsarchitekturen mobiler Kommunikationsgeräte sind für den Betrieb mit geringer Versorgungsspannung, wie das Beispiel in Abschnitt 2.2.1 deutlich gemacht hat, ungeeignet. Innerhalb eines Empfängers verlangt eine niedrige Versorgungsspannung, in besonderem Maße beim Mischer, schaltungstechnische Veränderungen, da hier zum einen architekturbedingt die größte Anzahl von in Reihe geschalteten Bauelementen zwischen der positiven und der negativen Versorgungsspannung existiert, zum anderen deshalb, weil an den Mischer die höchsten Anforderungen bezüglich der Linearität gestellt werden.

3.1 Reduzierte Versorgungsspannung am Beispiel eines Mischers

Die bekannteste Schaltung zur Realisierung eines Abwärtsmischers wurde 1967 von Barrie Gilbert in [6] veröffentlicht und ist heute unter dem Namen *Gilbert-Mischer* bzw. *Gilbert Cell* bekannt. Die Schaltung ist in Abbildung 3.1 dargestellt. Das HF-Eingangssignal liegt in Form der Spannung

$$u_{HF} = \hat{u}_{HF} \cos\left(\omega_{HF} t\right) \tag{3.1}$$

an den HF-Eingängen des Mischers und damit an den Gates der Transistoren M_2 und M_3 an. Hierbei ist $\hat{u}_{HF}$ die Spannungsamplitude und ω_{HF} ist die Frequenz des HF-Eingangssignals. Die Transistoren M_2 und M_3 bilden die HF-

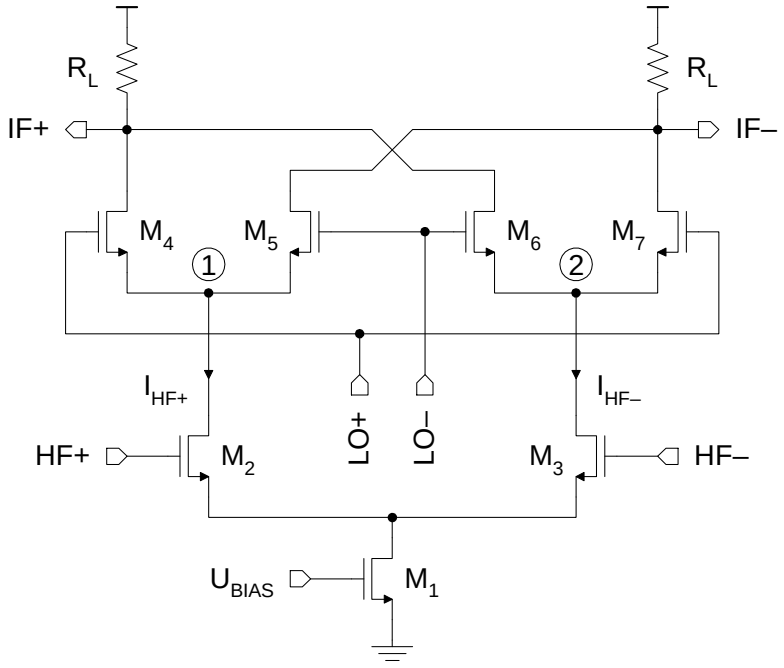


Abbildung 3.1: Gilbert-Mischer [6].

Eingangsstufe und wandeln die differentielle Eingangsspannung zunächst in den differentiellen Strom $\Delta i_{HF} = i_{HF+} - i_{HF-}$ um, der über die Transistoren M_4 – M_7 zu den Lastwiderständen R_L geleitet wird. Dabei ist entweder das Transistorpaar M_4 und M_7 oder das Transistorpaar M_5 und M_6 eingeschaltet, das jeweils andere Paar ist ausgeschaltet. Durch das Umschalten wird eine Richtungsumkehr des Stromes Δi_{HF} durch die Lastwiderstände R_L hervorgerufen. Die Transistoren M_4 – M_7 werden daher auch als Kommutierungsstufe bezeichnet. Der Transistor M_1 wirkt als Stromquelle. Durch ihn wird eine Gleichtaktunterdrückung erzielt. Der Drain-Strom von M_1 stellt zusammen mit den Lastwiderständen das Ausgangsruhepotential der IF-Ausgänge ein. Die Transistoren der Kommutierungsstufe werden von einem lokalen Taktgeber angesteuert, der ein idealerweise rechteckiges Ausgangssignal erzeugt, so daß M_4 – M_7 entweder vollständig ein- oder vollständig ausgeschaltet sind. Die Flankensteilheit des Taktsignals ist dabei idealerweise unendlich groß. Die Gates von M_4 – M_7 werden zu diesem Zweck über die LO-Eingänge mit dem Spannungssignal

$$u_{LO} = \hat{u}_{LO} \,\mathrm{signum}\left(\cos\left(\omega_{LO} t\right)\right) \tag{3.2}$$

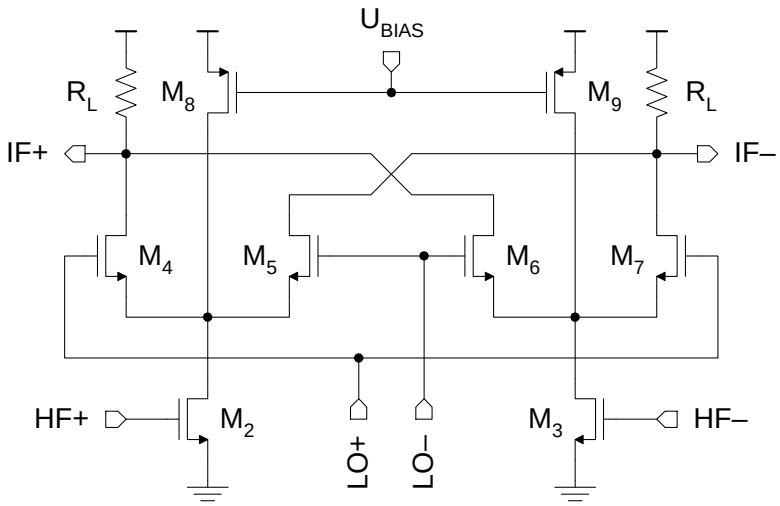


Abbildung 3.2: Gilbert-Mischer mit zusätzlichen Stromquellen parallel zur Kommutierungsstufe und ohne Fußpunktstromquelle [10].

der Frequenz ω_{LO} und der Amplitude $\hat{u}_{LO}$ angesteuert. Am Ausgang des Mischers ergeben sich Mischprodukte

$$u_{IF.1,2} = \hat{u}_{IF.1,2} \cos\left(\omega_{IF.1,2} t\right) \tag{3.3}$$

bei den Frequenzen

$$\begin{aligned} \omega_{IF.1} &= \omega_{HF} - \omega_{LO} \\ \omega_{IF.2} &= \omega_{HF} + \omega_{LO}\,. \end{aligned} \tag{3.4}$$

Die Amplitude am Ausgang beträgt nach [8] bei rechteckiger Ansteuerung der Kommutierungsstufe

$$\hat{u}_{IF.1,2} = \frac{2}{\pi} g_m R_L \hat{u}_{HF}\,, \tag{3.5}$$

wobei g_m die Steilheit der Transistoren M_2 und M_3 der HF-Eingangsstufe ist. Die Mischprodukte entstehen auch bei nicht rechteckiger Ansteuerung der Kommutierungsstufe, dann jedoch mit geringerer Amplitude.

Der Gilbert-Mischer ist aufgrund seiner Architektur mit übereinandergestapelten Transistoren nicht für kleine Versorgungsspannungen geeignet.

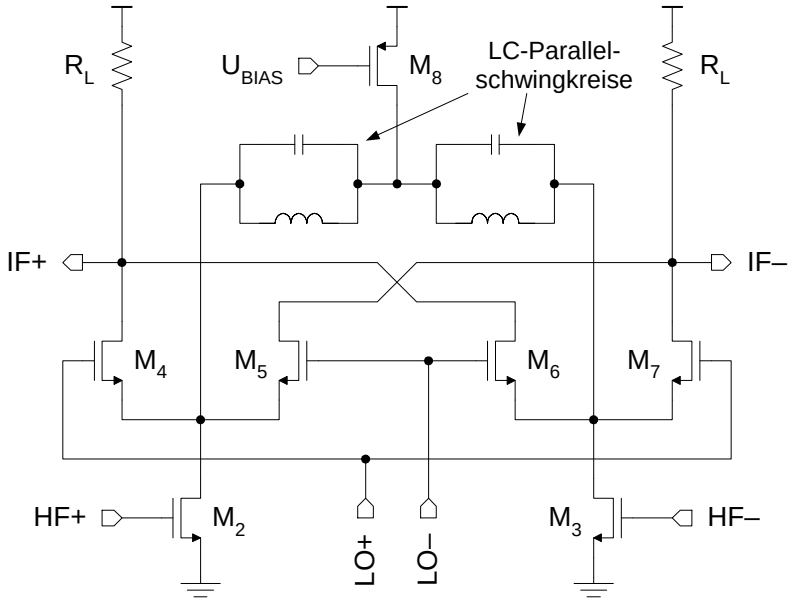


Abbildung 3.3: Gilbert-Mischer mit nur einer zusätzlichen Stromquelle parallel zur Kommutierungsstufe und LC-Parallelschwingkreisen [11].

Entfernt man die Stromquelle M_1, so wird der Spannungsabfall über ihr eingespart und die Versorgungsspannung kann verringert werden. Die HF-Eingangsstufe weist dann keine Gleichtaktunterdrückung mehr auf. Durch das Fortlassen von M_1 erhöht sich die Linearität der HF-Eingangsstufe[1] [8], [9], [10]. Der Arbeitspunkt der Transistoren M_2 und M_3 wird nun allein durch das Ruhepotential U_{HF} der HF-Eingangsspannung festgelegt. Werden zusätzliche Ströme an den Knoten *1* und *2* eingespeist, kann der Gleichanteil des durch die Lastwiderstände fließenden Stromes verringert werden und die Versorgungsspannung kann weiter reduziert werden. Das Prinzip ist in Abbildung 3.2 dargestellt und wurde in [10] realisiert. Das Rauschen der Stromquellen M_8 und M_9 ist nicht korreliert und erhöht dadurch das Ausgangsrauschen der Schaltung. In [11] werden die Stromquellen M_8 und M_9 durch eine einzige ersetzt. Der Strom wird dabei über zwei LC-Parallelschwingkreise in die Knoten *1* und *2* eingespeist (Abbildung 3.3). Die Schwingkreise blockieren einen großen Teil des HF-Signals und lassen hauptsächlich den Gleichstrom der Stromquelle M_8 passieren. Das Rauschen der Stromquelle fällt aufgrund des Differenzbetriebes aus dem Ausgangssignal heraus.

[1] Bei idealer quadratischer Abhängigkeit des Drain-Stromes von der Gate-Source-Spannung wäre $\Delta i_{HF} = i_{HF+} - i_{HF-}$ für $U_{HF} = u_{HF+} + u_{HF-} - 2U_{Th} = const$ linear von $\Delta u_{HF} = u_{HF+} - u_{HF-}$ abhängig [7].

Die Ruheströme der HF-Eingangsstufe und der Kommutierungsstufe sind unabhängig voneinander wählbar, so daß die Drain-Ströme von M_2 und M_3 größer als die von $M_4 - M_7$ dimensioniert werden können. Das ermöglicht eine große Steilheit von M_2 und M_3 zugunsten einer hohen Verstärkung und eines hohen IIP_3.[2] Die Transistoren $M_4 - M_7$ können wie in [10] und [12] mit einem kleinen Drain-Strom und einer kleinen effektiven Gate-Source-Spannung nahe der Schwellspannung betrieben werden. Dadurch verringert sich ihre Umschaltzeit, und ihr Beitrag zum Gesamtrauschen des Mischers sinkt.[3] Durch die geringe effektive Gate-Source-Spannung ist auch eine kleinere Ausgangsamplitude des lokalen Taktgebers möglich, um die Transistoren der Kommutierungsstufe trotzdem als Schalter betreiben zu können. Große Ausgangsamplituden des lokalen Taktgebers wären bei niedriger Versorgungsspannung schwer zu realisieren und würden die Leistungsaufnahme erhöhen [12]. Aufgrund der geringen Gate-Source-Spannung wird auch die Drain-Source-Sättigungsspannung kleiner und die Versorgungsspannung kann weiter reduziert werden. Die Verschiebung des Arbeitspunktes zu moderater Inversion macht die Schaltung anfälliger gegenüber Mismatches [13]. Eine gute Modellierung der Transistoren in moderater Inversion ist erforderlich.

3.2 Aufspalten von Strompfaden

Die bisher gezeigten Maßnahmen reichen nicht aus, um Schaltungen zu realisieren, die bei Versorgungsspannungen von 1 V und weniger arbeiten können. Noch immer ist die Anzahl der in Reihe geschalteten Bauelemente zwischen der positiven und der negativen Versorgungsspannung zu groß, und die Gleichspannungsabfälle über diesen Bauelementen verlangen nach einer höheren Versorgungsspannung. Die Versorgungsspannung kann jedoch weiter reduziert werden, wenn Strompfade in parallele, kleinsignalmäßig miteinander verkoppelte Strompfade aufgespalten werden.

Abbildung 3.4 veranschaulicht das Aufspalten eines Strompfades in zwei parallele Strompfade. Der Strom i_2, der durch den Verbraucher Z_2 fließt, wird durch den Strom i_1 bestimmt, der durch den Verbraucher Z_1 fließt. Dabei kann eine Verstärkung oder Abschwächung erfolgen, die hier durch die

[2] Der IIP_3 ist in erster Näherung proportional zur effektiven Gate-Source-Spannung. Er steigt daher mit dem Drain-Strom an. Siehe auch Abschnitt 5.6

[3] Durch das ausgeschaltete Transistorpaar fließt kein Strom. Es trägt somit gar nicht zum Rauschen bei. Die Transistoren des eingeschalteten Paares wirken wie Kaskodetransistoren. Sie tragen in diesem Zustand nur geringfügig zum Rauschen des Mischers bei. Nur während des Umschaltvorganges rauschen alle vier Transistoren.

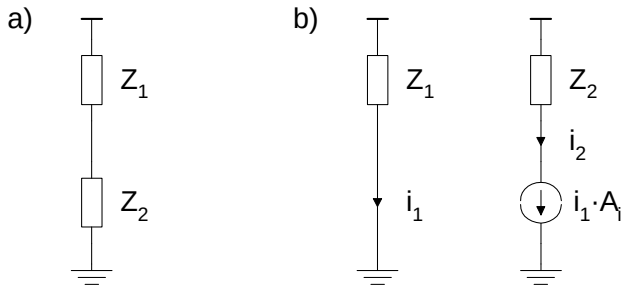


Abbildung 3.4: a) Strompfad mit gestapelten Verbrauchern, b) gekoppelte Strompfade.

Stromverstärkung A_i beschrieben wird. In Abbildung 3.5a ist eine Kaskodeschaltung dargestellt. Der einzige Strompfad zwischen der positiven und der negativen Versorgungsspannung kann in zwei parallele Strompfade aufgeteilt werden, indem die Schaltung zwischen den Transistoren M_1 und M_2 aufgetrennt wird. Der NMOS-Transistor M_1 wird dabei durch einen PMOS-Transistor ersetzt. Zur Realisierung der Stromkopplung wird eine Konstantstromquelle eingefügt. Die sich ergebende Schaltung in Abbildung 3.5b wird in der Literatur als *gefaltete Kaskodeschaltung* bzw. *Folded Cascode* bezeichnet. Die Eingangsspannung u_{in} wird von dem Transistor M_1 in den Strom i_1 umgewandelt. Betrachtet man die Stromquelle M_3 als ideal, so ist der Strom i_2 gleich dem Strom i_1, mit umgekehrtem Vorzeichen. In diesem Fall ist die Stromverstärkung $A_i = -1$. Die Kopplung mittels Stromquelle fügt jedoch einen zusätzlichen Spannungsabfall über der Stromquelle selbst in die beiden aufgespaltenen Pfade ein, so daß der Gewinn, der hier durch die Aufspaltung entsteht, durch den Spannungsabfall über der Stromquelle wieder verloren gehen kann.

In der mobilen Kommunikation werden hauptsächlich Schaltungen benötigt, die nur in einem bestimmten Frequenzband und bei hohen Frequenzen arbeiten, so daß die Stromquelle M_3 aus Abbildung 3.5b, wie in Abbildung 3.6 dargestellt, durch einen LC-Parallelschwingkreis ersetzt werden kann. Über ihm fällt nur eine geringe Gleichspannung, hervorgerufen durch die Leitungsverluste in den Windungen der Spule, ab. Die Resonanzfrequenz des Schwingkreises wird auf die Signalfrequenz abgestimmt. Im Resonanzfall löschen sich der Blindwiderstand der Induktivität und der der Kapazität aus, und der verbleibende äquivalente *reelle* Parallelwiderstand des LC-Parallelschwingkreises wirkt aufgrund seines hohen Wertes wie eine Stromquelle. Durch den Serienwiderstand der integrierten Spule und aufgrund von

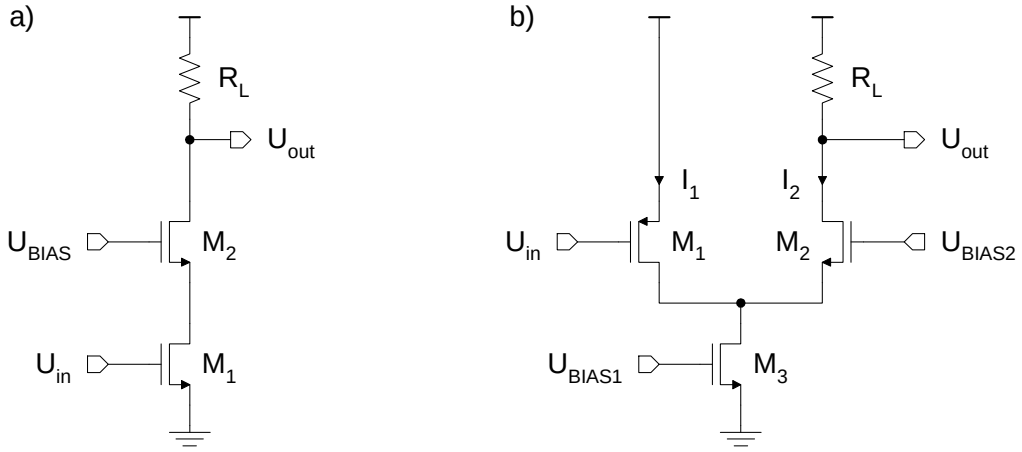


Abbildung 3.5: a) Kaskodeschaltung, b) gefaltete Kaskodeschaltung.

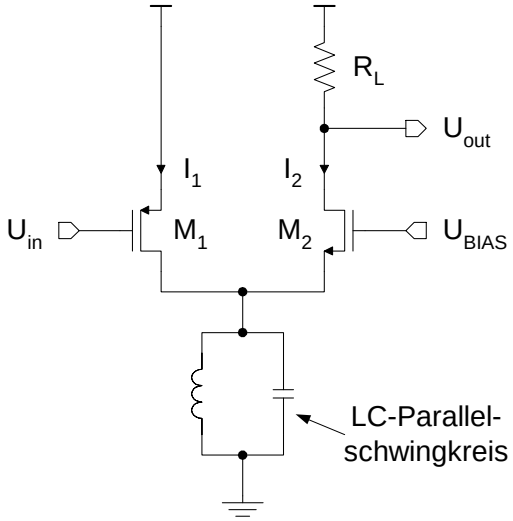


Abbildung 3.6: Kaskodeschaltung mit LC-Parallelschwingkreis als Stromquelle.

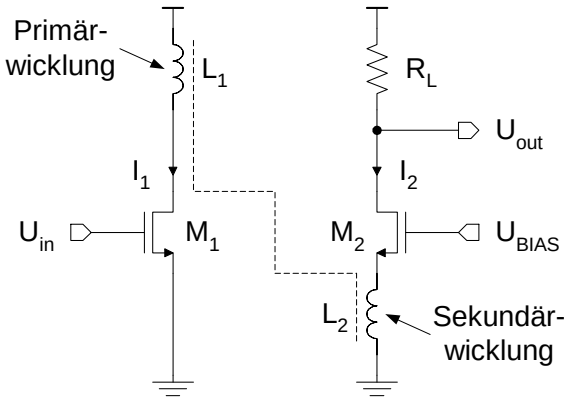


Abbildung 3.7: Aufspaltung eines Strompfades mit Hilfe eines Transformators.

Substratverlusten beträgt der Widerstand des Schwingkreises dann jedoch bestenfalls wenige Kiloohm, so daß nur ein Teil des Signalstromes an dem Schwingkreis gespiegelt wird. Der andere Teil fließt über den Schwingkreis zur positiven bzw. negativen Versorgungsspannung ab [14], [15]. Daraus resultiert eine Stromverstärkung von $A_i < 1$.

In Abbildung 3.7 wird die Aufspaltung eines Strompfades durch einen Transformator realisiert. Die Eingangsspannung u_{in} wird von dem Transistor M_1 in den Strom i_1 umgewandelt. Der Strom i_1 fließt in die Primärwicklung L_1 des Transformators und ruft aufgrund der magnetischen Kopplung zwischen Primär- und Sekundärwicklung den Strom i_2 in der Sekundärwicklung L_2 des Transformators hervor. Über den Wicklungen des Transformators fällt, wie beim LC-Parallelschwingkreis, nur eine geringe Gleichspannung ab, die durch die Leitungsverluste der Transformatorwicklungen hervorgerufen wird. Durch entsprechende Maßnahmen ist eine Stromverstärkung von $A_i > 1$ erreichbar.

3.3 Einsatz von LC-Parallelschwingkreisen in HF-Schaltungen

Moderne Technologien mit mehreren Metallebenen ermöglichen heute die Integration von Induktivitäten in einem IC. Es ist dadurch möglich, LC-Parallelschwingkreise als Last oder auch als Stromquellen zur Schaltungsfaltung einzusetzen, um so die Versorgungsspannung herabsetzen zu können.

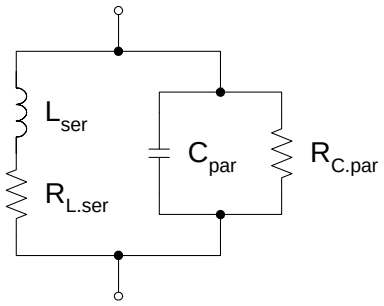


Abbildung 3.8: LC-Parallelschwingkreis mit den parasitären Widerständen R_L und R_C.

3.3.1 Wirkungsweise

Die Resonanzfrequenz eines als Last oder als Stromquelle einzusetzenden LC-Parallelschwingkreises wird auf die Frequenz des HF-Eingangssignals abgestimmt. In Resonanz löschen sich die Blindwiderstände der Induktivität und der Kapazität aus, und es ist nur noch der äquivalente Parallelwiderstand R_{par} des LC-Parallelschwingkreises wirksam. Er bildet den Innenwiderstand der Stromquelle bzw. den Lastwiderstand. Der äquivalente Parallelwiderstand wird hauptsächlich von dem Leitungswiderstand der Spule bestimmt. Abbildung 3.8 zeigt einen LC-Parallelschwingkreis mit dem parasitären Serienwiderstand $R_{L.ser}$ der Spule L_{ser} und dem parasitären Parallelwiderstand $R_{C.par}$ des Kondensators C_{par}. Die Resonanzfrequenz des LC-Parallelschwingkreises beträgt

$$\omega_{res} = \frac{1}{\sqrt{L_{par} C_{par}}} \,. \tag{3.6}$$

Der parasitäre Widerstand $R_{C.par}$ des Kondensators kann aufgrund seines hohen Wertes bei niedrigen Frequenzen vernachlässigt werden. Der äquivalente Parallelwiderstand R_{par} des LC-Parallelschwingkreises entspricht dann im Resonanzfall etwa dem äquivalenten Parallelwiderstand $R_{L.par}$ der Spule. Dieser kann aus der Umwandlung der Serienschaltung, bestehend aus L_{ser} und $R_{L.ser}$, in eine äquivalente Parallelschaltung, bestehend aus L_{par} und $R_{L.par}$, gewonnen werden.[4] Die Umwandlung erfolgt durch Gleichsetzen der Real- und Imaginärteile der Impedanzen Z_{ser} und Z_{par} der Serien- bzw. Par-

[4]Diese Äquivalenz gilt nur für den Resonanzfall.

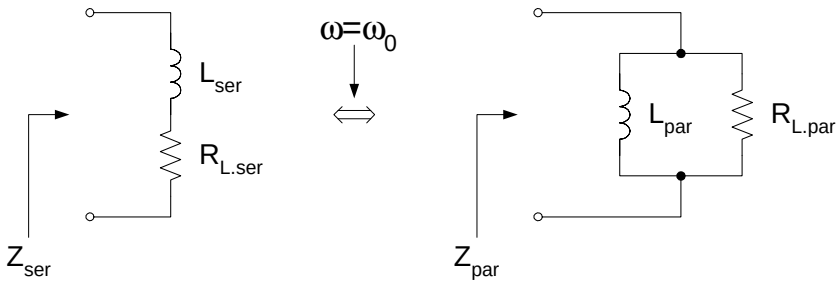


Abbildung 3.9: Umwandlung der Serienschaltung aus L_{ser} und $R_{L.ser}$ in eine Parallelschaltung aus L_{par} und $R_{L.par}$.

allelschaltung aus Abbildung 3.9 mit

$$Z_{ser} = R_{L.ser} + j\omega_{res} L_{ser}$$

$$Z_{par} = \frac{j\omega_{res} R_{L.par} L_{par}}{R_{L.par} + j\omega_{res} L_{par}} \,. \tag{3.7}$$

Da die Güten

$$Q_{ser} = \frac{\omega_{res} L_{ser}}{R_{L.ser}}$$

$$Q_{par} = \frac{R_{L.par}}{\omega_{res} L_{par}} \tag{3.8}$$

beider Schaltungen gleich sind, ergeben sich die Elemente der äquivalenten Parallelschaltungen mit

$$Q_{ser} = Q_{par} = Q \tag{3.9}$$

zu

$$R_{L.par} = R_{L.ser} \left(Q^2 + 1\right)$$

$$L_{par} = L_{ser} \frac{Q^2 + 1}{Q^2} \,. \tag{3.10}$$

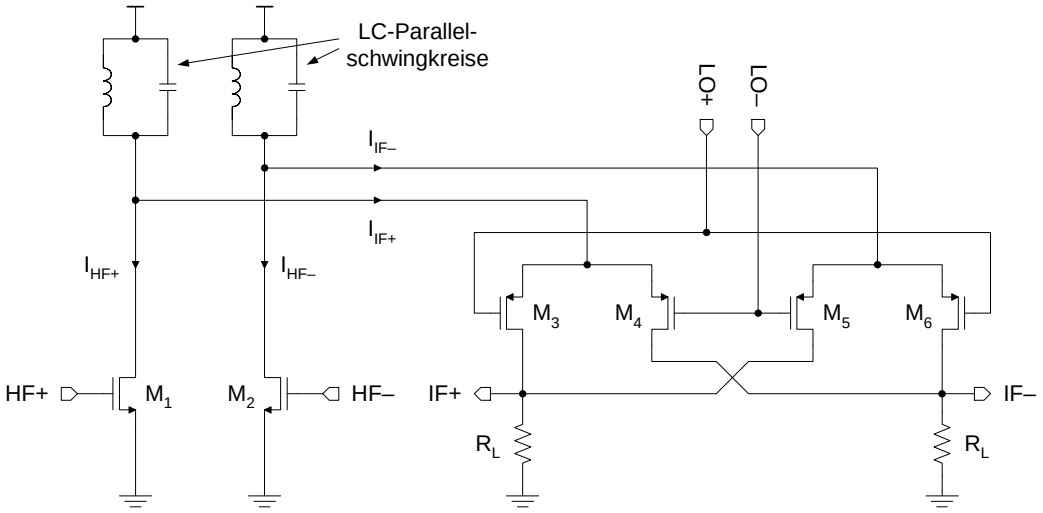


Abbildung 3.10: Aufspalten von Strompfaden eines Mischers durch Falten an LC-Parallelschwingkreisen [14], [15], [16], [17].

Der äquivalente Parallelwiderstand eines LC-Parallelschwingkreises in Resonanz ergibt sich in erster Näherung schließlich zu

$$R_{par} \approx R_{L.par} \approx R_{L.ser} Q^2 \,. \tag{3.11}$$

3.3.2 Schaltungsfaltung beim Mischer

Trennt man die Strompfade des Gilbert-Mischers zwischen der HF-Eingangsstufe und der Kommutierungsstufe auf, und spiegelt die in diesen Pfaden fließenden Ströme i_{HF+} und i_{HF-} an den als Stromquellen wirkenden LC-Parallelschwingkreisen der Abbildung 3.10, so läßt sich die Versorgungsspannung wie in [14], [15], [16] und [17] deutlich reduzieren.

Nach (3.11) ist der äquivalente Parallelwiderstand eines in Resonanz befindlichen LC-Parallelschwingkreises in erster Näherung gleich dem Serienwiderstand der Spule, multipliziert mit dem Quadrat der Güte der Spule. Aufgrund der geringen Güte integrierter LC-Parallelschwingkreise erhält man für R_{par} und damit auch für den Innenwiderstand der Stromquelle bestenfalls Werte von einigen Kiloohm. Beim Mischer führt die Schaltungsfaltung mit Hilfe integrierter LC-Parallelschwingkreise daher zu einer Signaldämpfung; der Differenzstrom $\Delta i_{IF} = i_{IF+} - i_{IF-}$ der HF-Eingangsstufe ist kleiner als der Differenzstrom $\Delta i_{HF} = i_{HF+} - i_{HF-}$ der Kommutierungsstufe. Durch einen hohen Ausgangswiderstand der HF-Eingangsstufe und einen niedrigen

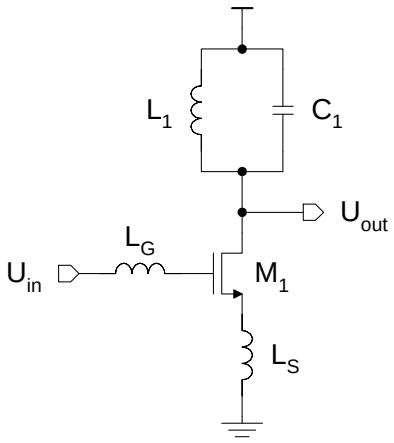


Abbildung 3.11: Eingangsverstärker mit LC-Parallelschwingkreis als Last [16], [18], [19].

Eingangswiderstand der Kommutierungsstufe kann der Signaldämpfung entgegengewirkt werden. Verstärkungen größer als eins sind mit dieser Methode jedoch nicht möglich.

3.3.3 Induktive Lasten im Empfänger

In [16], [18] und [19] werden LC-Parallelschwingkreise auch als Last im Eingangsverstärker verwendet. Das Prinzip zeigt Abbildung 3.11. Über dem LC-Parallelschwingkreis, bestehend aus einer Spule mit der Induktivität L_1 und der Kapazität C_1, fällt nur eine geringe Gleichspannung ab, die durch den Leitungswiderstand der Spule bestimmt wird, so daß das Ruhepotential am Ausgang etwa der positiven Versorgungsspannung entspricht.[5] Die Ausgangsspannung U_{out} kann eine größere Amplitude $\hat{u}_{out}$ annehmen, bevor die Drain-Source-Spannung die Drain-Source-Sättigungsspannung des Ausgangstransistors M_1 unterschreitet, als das bei einer ohmschen Last der Fall wäre. Die Induktivitäten L_G und L_S dienen, wie in Abbildung 2.5, der Eingangsanpassung.

LC-Parallelschwingkreise können auch in einem Mischer als Last eingesetzt werden [20], wenn die Frequenz des Ausgangssignals groß genug ist, so daß sich Werte für die Induktivität ergeben, die eine Integration der Spule erlauben.[6] Beim Aufwärtsmischer eines Senders für den Mobilfunk ist das in

[5] In der verwendeten CMOS-Technologie *C11n* liegen die ohmschen Verluste in den Leitungen bei etwa $1\,\Omega/\mathrm{nH}$

[6] In der Fachliteratur sind viele Anwendungsbeispiele für den Frequenzbereich um

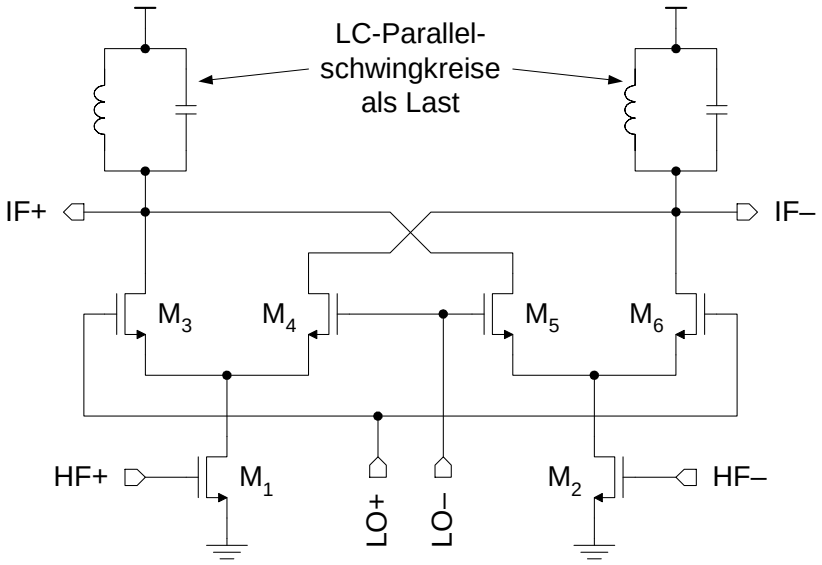


Abbildung 3.12: Abwärtsmischer mit LC-Parallelschwingkreis als Last [20].

der Regel gewährleistet. In einer heterodynen Empfänger-Architektur kann ein LC-Parallelschwingkreis auch beim ersten Abwärtsmischer wie in [18] und [19] als Last verwendet werden (Abbildung 3.12).

3.3.4 Vergrößerung des Ausgangsspannungsbereiches

Der Einsatz von LC-Parallelschwingkreisen im Lastkreis eines Eingangsverstärkers oder eines Mischers hat besonders bei kleinen Versorgungsspannungen einen großen Vorteil, denn der Spannungsabfall über der Last ist durch die geringe Versorgungsspannung limitiert, so daß sich im Falle von ohmschen Lasten nur kleine Widerstandswerte ergeben können. Beispielsweise ergäbe sich bei einem Drain-Strom von 5 mA und einem Lastwiderstand von 100 Ω ein Spannungsabfall von 0.5 V, der bei einer Versorgungsspannung von 1 V gerade noch akzeptabel sein kann. Durch den Einsatz eines LC-Parallelschwingkreises im Lastkreis reduziert sich der Spannungsabfall auf wenige Millivolt. Der äquivalente Parallelwiderstand des Schwingkreises kann hingegen im Kiloohm-Bereich liegen. Damit sind wesentlich größere

900 MHz (GSM) zu finden, bei denen integrierte Spulen eingesetzt werden. Die Integration von Spulen ist bei höheren Frequenzen leichter möglich. Für höhere Frequenzen sinkt der für die Applikation erforderliche Induktivitätswert und gleichzeitig auch der Flächenbedarf.

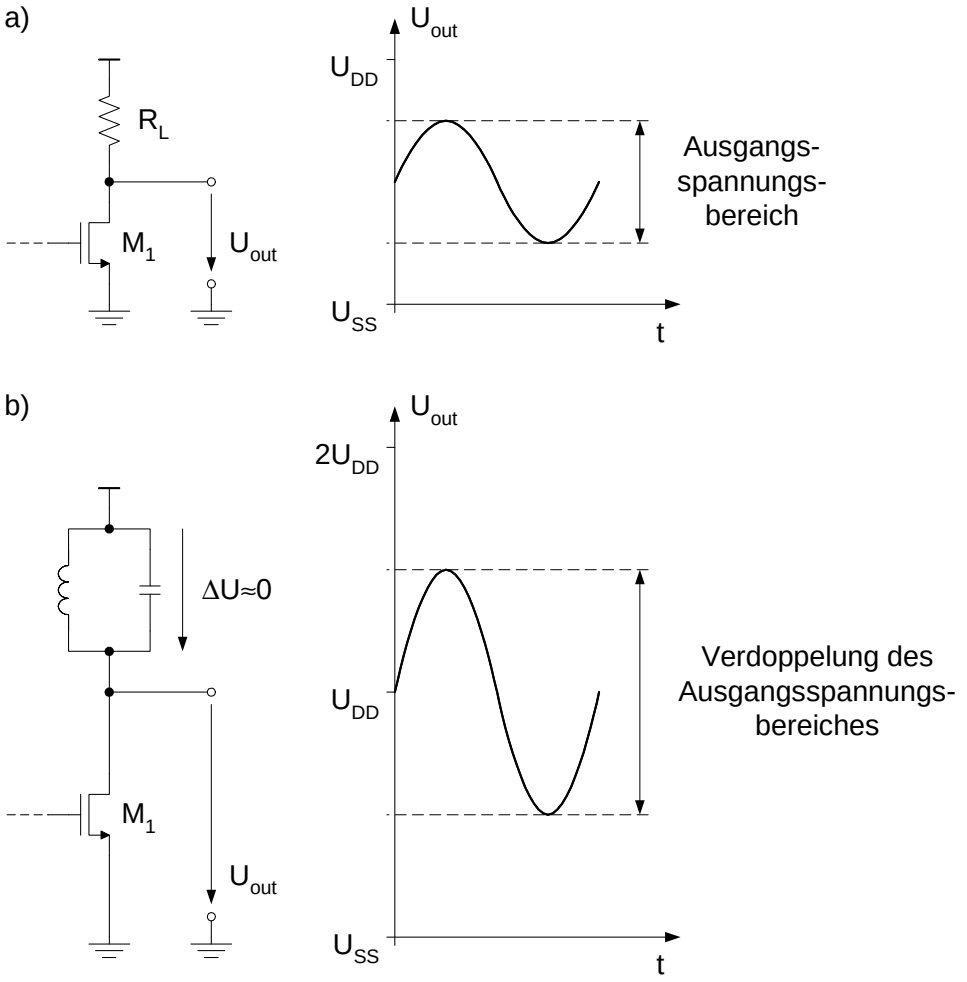


Abbildung 3.13: a) Ausgangsspannungsbereich bei ohmscher Last, b) bei Verwendung eines LC-Parallelschwingkreises als Last.

Verstärkungen erreichbar.[7]

Wie Abbildung 3.13 verdeutlicht, ist prinzipiell eine Verdoppelung der Ausgangsamplitude möglich. Wird die vom Prozeß maximal zugelassene Versorgungsspannung ausgenutzt, so ist unbedingt die Spannungsfestigkeit des Transistors M_1 zu beachten. Insbesondere ist hier die maximal zulässige Gate-Source- bzw. Gate-Drain-Spannung des MOS-Transistors zu berücksichtigen, die in der Regel der maximal zulässigen Versorgungsspannung entspricht.

[7]Alternativ zu einer größeren Verstärkung könnte auch die Steilheit der Transistoren im Signalpfad reduziert werden, wodurch sich deren effektive Gate-Source-Spannungen erhöhen würde. Dadurch ergäbe sich eine höhere Linearität.

Entspricht die Versorgungsspannung der maximal für den Prozeß zulässigen Gate-Source-Spannung, dann darf der Momentanwert der Ausgangsspannung $u_{out}(t)$ die Versorgungsspannung um maximal den Wert überschreiten, der der kleinsten Spannung entspricht, die am Gate von M_1 vorkommen kann. Diese Forderung ist beim Eingangsverstärker wegen der erwartungsgemäß kleinen Ausgangsamplituden leicht zu erfüllen.

3.3.5 Abdeckung mehrerer Frequenzbänder

Der LC-Parallelschwingkreis verhält sich nur im Bereich der Resonanzfrequenz wie eine Stromquelle. Weicht die Signalfrequenz deutlich von der Resonanzfrequenz ab, so sinkt der äquivalente Parallelwiderstand des Schwingkreises drastisch ab. Die Stromquellen-Wirkung ist somit nur für ein schmales Frequenzband gegeben, dessen Mittenfrequenz der Resonanzfrequenz entspricht. Je höher die Güte ist, desto größer wird der Innenwiderstand der Stromquelle im Resonanzfall, desto schmalbandiger wird jedoch auch der Frequenzbereich, in dem der LC-Parallelschwingkreis wie eine Stromquelle wirkt. In diesem Fall ist es ohne weitere Maßnahmen nicht möglich, mehrere Frequenzbänder gleichzeitig abzudecken.

In [21] wird ein LC-Parallelschwingkreis als Last in einem rauscharmen Eingangsverstärker verwendet. Mit schaltbaren Kapazitäten wird die Resonanzfrequenz des LC-Parallelschwingkreises auf unterschiedliche Signalfrequenzen abgestimmt. Damit können verschiedene Frequenzbänder mit einem Eingangsverstärker abgedeckt werden. Das Verfahren zur Verschiebung der Resonanzfrequenz kann direkt auf die als Stromquelle wirkenden LC-Parallelschwingkreise in einem Mischer angewendet werden. Abbildung 3.14 zeigt das Prinzip.

3.4 Schaltungsfaltung mit Transformatoren

Wie bereits in Abschnitt 3.2 anhand einer einfachen Kaskodeschaltung beschrieben, können Schaltungen mit Hilfe integrierter Transformatoren gefaltet werden, um dann mit reduzierter Versorgungsspannung betrieben werden zu können. Im Mobilfunkbereich wurden integrierte Transformatoren in der Vergangenheit oft in Empfängern verwendet, die mit geringer Versorgungsspannung auskommen müssen. Darüber hinaus kann der Einsatz integrierter Transformatoren aber auch eine Reduktion der Leistungsaufnahme und eine Verbesserung der Linearität ermöglichen [30], [31]. Im folgenden wird daher

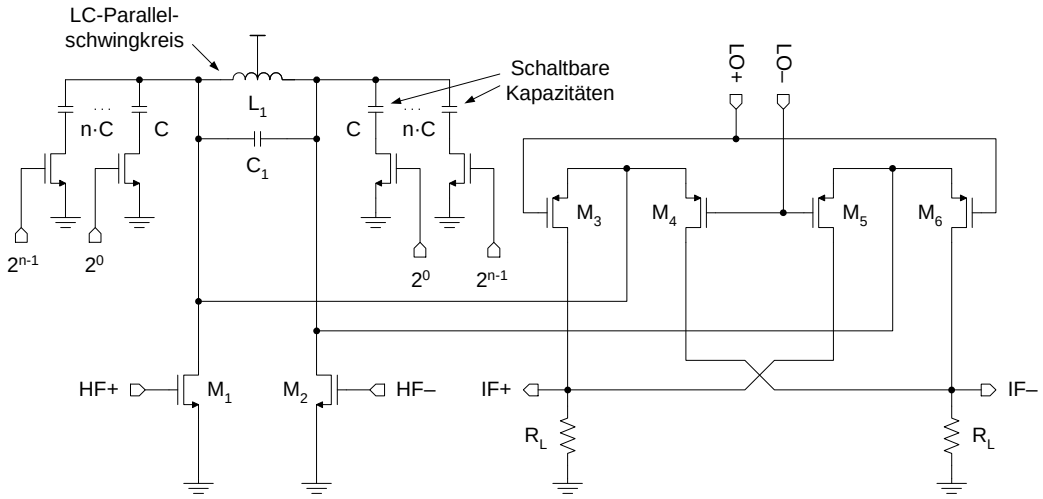


Abbildung 3.14: Gefalteter Mischer mit schaltbaren Kapazitäten zur Verschiebung der Resonanzfrequenz des LC-Parallelschwingkreises nach [21].

ein kurzer Rückblick über vorangegangene Arbeiten gegeben, und es werden die wesentlichen Unterschiede des hier verfolgten Ansatzes, die letztlich zur Verlustleistungsreduktion und zur Linearitätsverbesserung führen, zu den bisherigen Arbeiten aufgezeigt.

3.4.1 Bisherige Arbeiten

Mit Hilfe integrierter Transformatoren können Strompfade aufgespalten und kleinsignalmäßig miteinander verkoppelt werden. Zwar ist mit integrierten Transformatoren anstelle der Stromkopplung auch eine Übertragung von Spannungen, so wie in [22] möglich, das erfordert aber, wie in Abbildung 3.15 dargestellt, jeweils einen Transistor zur Spannungs-Strom-Wandlung, der in die sekundärseitigen Strompfade zwischen der positiven und der negativen Versorgungsspannung eingefügt werden muß. Der Spannungsabfall über den Drain-Source-Strecken der Transistoren M_1 und M_2 wirkt dem eigentlichen Ziel, die Versorgungsspannung zu reduzieren, entgegen.

Damit die Versorgungsspannung mit Hilfe eines integrierten Transformators verringert werden kann, müssen Ströme anstelle von Spannungen übertragen werden. Eine Stromschnittstelle, in die ein Transformator gewinnbringend integriert werden kann, existiert in einem Empfänger nur zwischen der HF-Eingangsstufe und der Kommutierungsstufe des Mischers. Ein integrierter Transformator kann hier eingefügt werden, um den differentiellen

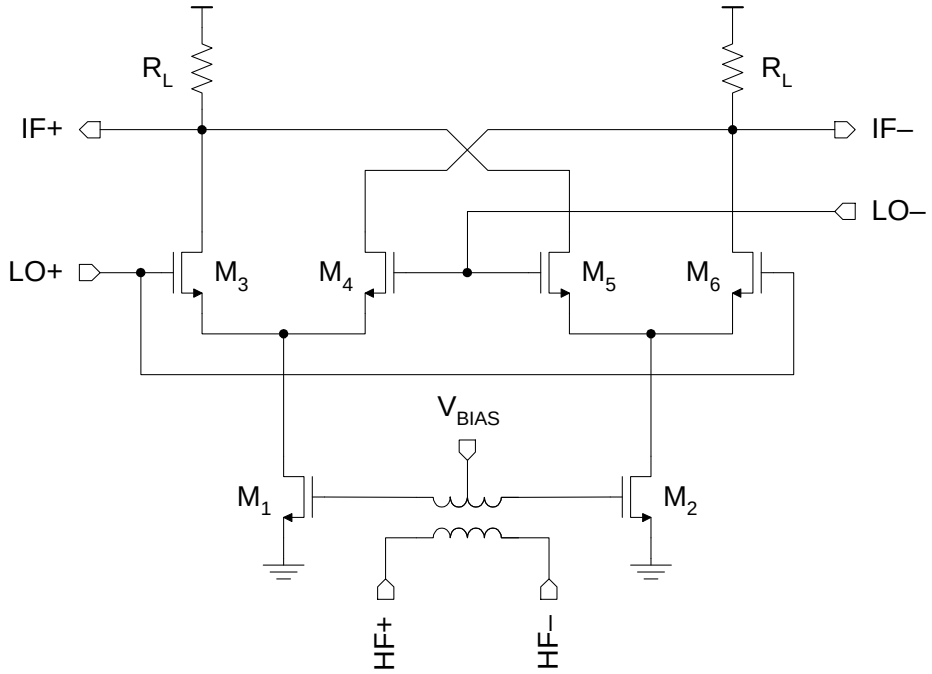


Abbildung 3.15: Spannungskopplung zwischen HF-Eingangsstufe und Kommutierungsstufe mittels integriertem Transformator [22].

Ausgangsstrom der HF-Eingangsstufe in die Kommutierungsstufe des Mischers zu übertragen, so daß die Versorgungsspannung in gleichem Maße wie bei der Schaltungsfaltung an LC-Parallelschwingkreisen herabgesetzt werden kann. Hier ergeben sich aber noch zwei weitere Vorteile: Sowohl die HF-Eingangsstufe als auch die Kommutierungsstufe können mit den schnelleren und, bei gleicher Steilheit, vergleichsweise kleineren NMOS-Transistoren aufgebaut werden. Darüber hinaus kann durch den Transformator eine Stromverstärkung realisiert werden. Der Einsatz integrierter Transformatoren in Mischerschaltungen zur Stromkopplung von HF-Eingangsstufe und Kommutierungsstufe wurde bereits mehrfach, sowohl in CMOS-Technologie [23], [24], [25] als auch in Bipolar-Technologie [26], [27], [28], [29], diskutiert. Das grundlegende Schaltungskonzept zeigt Abbildung 3.16. Allen Schaltungen ist gemeinsam, daß sie eine hohe Stromaufnahme aufweisen oder eine *hohe* Versorgungsspannung benötigen, um eine akzeptable Verstärkung und Linearität zu erzielen.

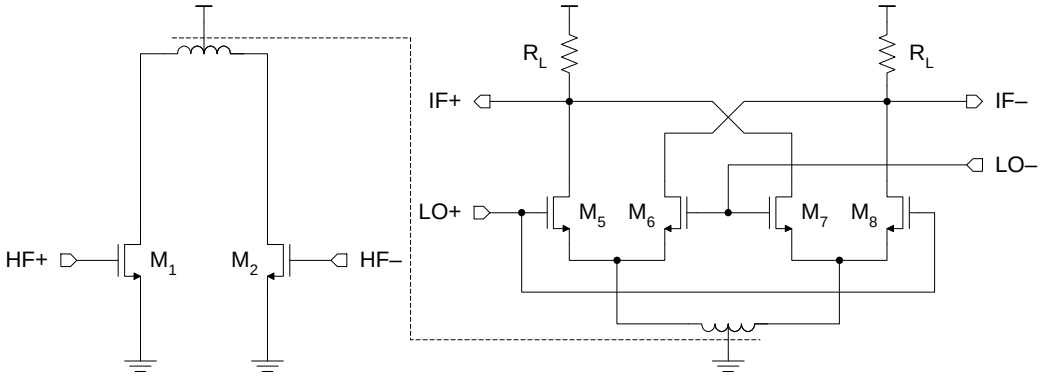


Abbildung 3.16: Stromkopplung zwischen HF-Eingangsstufe und Kommutierungsstufe mittels integriertem Transformator [23], [24], [25].

3.4.2 Erhöhung der Stromverstärkung

Der dieser Arbeit zugrundeliegende und bereits in [30] und [31] veröffentlichte Ansatz unterscheidet sich von den bisherigen in drei Punkten:

- Der integrierte Transformator wird mit Hilfe integrierter Kapazitäten in Resonanz versetzt. Jeweils eine Kapazität wird parallel zur Primär- und zur Sekundärwicklung geschaltet. Es ergibt sich ein Oszillator mit zwei Resonanzfrequenzen.
- Die als Stromquelle arbeitende HF-Eingangsstufe weist einen hohen differentiellen Ausgangswiderstand auf.
- Die als Stromsenke wirkende Kommutierungsstufe hat einen niedrigen differentiellen Eingangswiderstand.

Durch diese Maßnahmen erreicht der integrierte Transformator eine hohe Stromverstärkung, die zur Gesamtverstärkung des Mischers beiträgt. Aufgrund der Stromverstärkung des Transformators können bei gleichbleibender Verstärkung des Mischers Transistoren mit geringerer Steilheit in der HF-Eingangsstufe verwendet werden, als das ohne zusätzliche Signalverstärkung durch den Transformator möglich wäre. Der Drain-Strom der Transistoren der HF-Eingangsstufe kann dadurch herabgesetzt werden, und die effektive Gate-Source-Spannung dieser Transistoren kann größer gewählt werden.[8] Gleichzeitig kann so eine Reduktion der Leistungsaufnahme und eine Steigerung der Linearität des Mischers erreicht werden. Ein nach diesem Prinzip

[8]Eine größere Effektive Gate-Source-Spannung ist trotz kleinerem Drain-Strom möglich, indem die Weite der Transistoren verringert wird.

Tabelle 3.1: Vergleich von Abwärtsmischern mit integriertem Transformator.

Veröffentlichung	Nominal-Frequenz (GHz)	Versorg. Spannung (V)	Stromaufnahme (mA)	Verstärkung (dB)	Ausgangs-IP3 (dBm)
[22][a,b]	0.9	2.75	9.0 / 5.0	17.0 / 5.0	13.0 / 14.0
[23][c]	1.9	1.17	11.0	2.5	9.0
[24][c]	0.9	1.0	10.5[d]	12.7	8.0
[25][c]	1.3 – 4.1	1.0	40.0	5.5	5.5
[26][a,b]	1.9	1.9	2.5	6.1	8.4
[27][a,b]	1.9	1.9	2.0	9.5	6.5
[28][b]	5.1 – 5.8	0.9 / 1.8	13.4 / 5.2[d]	14.2 / 14.0	8.7 / 8.1
[29][a,b]	5.3 / 5.5	2.2 / 2.34	10.1 / 11.8[d]	15.1 / 17.0	5.7 / 12.5
[30], [31][c]	2.5	0.8	3.0 / 4.0	5.7 / 10.2	10.0 / 7.7

[a]Mit LNA, [b]Bipolar, [c]CMOS, [d]I/Q-Mischer, Stromaufnahme halbiert

funktionierender Mischer wurde in der 0.13-μm Standard CMOS-Technologie *C11n* der Infineon Technologies AG realisiert. Er ist in Abbildung 3.17 dargestellt. Eine ausführliche Beschreibung des ICs wird zusammen mit dem Meßaufbau und den Meßergebnissen in Kapitel 6.1 gegeben. Tabelle 3.1 vergleicht die charakteristischen Eigenschaften dieses Mischers mit denen vorangegangener Arbeiten.

Um die Stromverstärkung des integrierten Transformators noch weiter zu erhöhen, kann der Eingangswiderstand der Kommutierungsstufe verringert werden, indem zusätzliche Transistoren zwischen die Sekundärwicklung des Transformators und die Kommutierungsstufe (wie in Abbildung 3.18) geschaltet werden. Diese Transistoren können zugunsten einer hohen Steilheit bzw. eines kleinen Eingangswiderstandes eine sehr große Weite besitzen. Die große Gate-Source-Kapazität wirkt nicht störend auf das Frequenzverhalten des integrierten Transformators, da der Sekundärwicklung sowieso eine Kapazität parallelgeschaltet werden muß, um die Resonanzfrequenz des Transformators auf die Signalfrequenz abzustimmen. Diese muß dann entsprechend

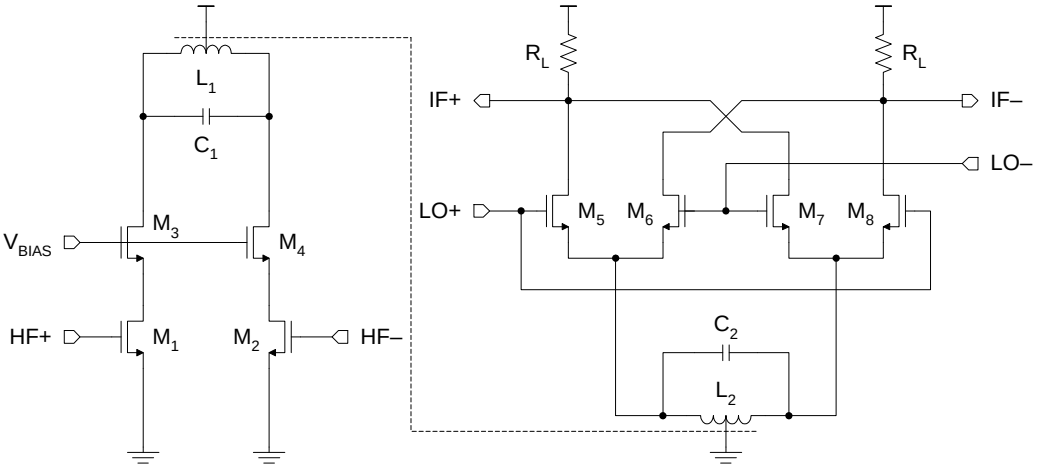


Abbildung 3.17: Zur Erhöhung der Stromverstärkung wird der integrierte Transformator mit Hilfe der Kondensatoren C_1 und C_2 in Resonanz versetzt. Die Kaskodetransistoren M_3 und M_4 vergrößern den Ausgangswiderstand der HF-Eingangsstufe [30], [31].

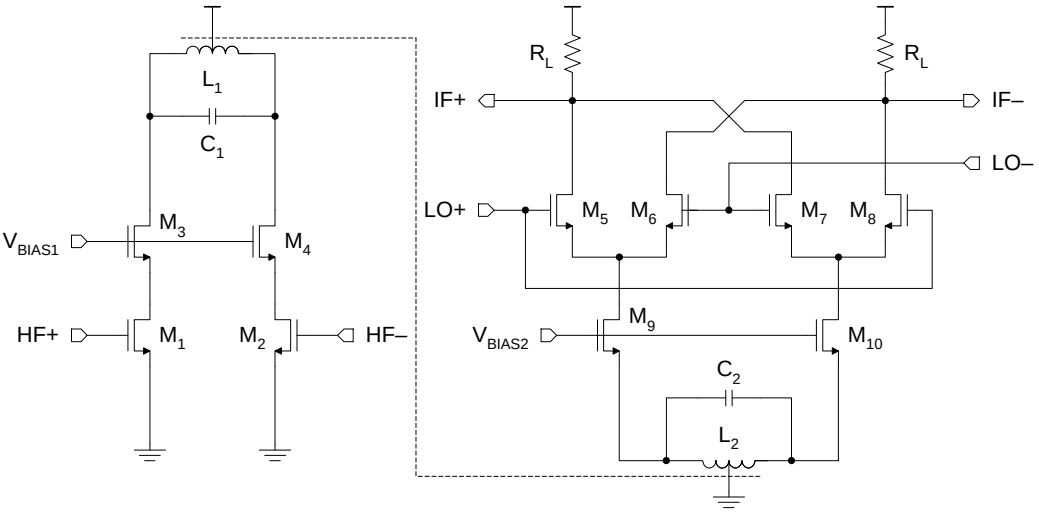


Abbildung 3.18: Verringerung des Eingangswiderstandes der Kommutierungsstufe mit Hilfe der Transistoren M_9 und M_{10}.

kleiner gewählt werden. Mit einem nach diesem Prinzip funktionierenden Mischer wurde ein Empfänger in der 0.13-μm Standard CMOS-Technologie *C11n* der Infineon Technologies AG realisiert. Eine ausführliche Beschreibung des ICs wird zusammen mit dem Meßaufbau und den Meßergebnissen in Kapitel 6.2 gegeben.

3.5 Zusammenfassung des dritten Kapitels

Die Reduktion der Versorgungsspannung eines HF-Empfängers erfordert in besonderem Maße schaltungstechnische Veränderungen beim Mischer, da hier Strompfade mit besonders vielen in Reihe geschalteten Bauelementen zwischen der positiven und der negativen Versorgungsspannung existieren. In diesem Kapitel wurden verschiedene Mischer, ausgehend von dem bekanntesten, dem Gilbert-Mischer, vorgestellt und in Ihrer Funktionsweise beschrieben, um Schritt für Schritt zu einer Mischer-Architektur zu gelangen, die für geringe Versorgungsspannungen geeignet ist. Zunächst wurden in Abschnitt 3.1 Architekturen behandelt, in denen durch Fortlassen der Fußpunktstromquelle in der HF-Eingangsstufe und durch zusätzliche Stromquellen parallel zu den Lastwiderständen der Kommutierungsstufe erste Maßnahmen umgesetzt wurden, um einen Betrieb bei geringerer Versorgungsspannung zu ermöglichen. In Abschnitt 3.2 wurde prinzipiell erläutert wie Strompfade, in denen sich viele übereinander gestapelte Verbraucher zwischen der positiven und der negativen Versorgungsspannung befinden, in parallele Strompfade aufgespalten werden können, zwischen denen eine kleinsignalmäßige Stromkopplung besteht. In Abschnitt 3.3 wurden Mischer-Schaltungen behandelt, in denen die Aufspaltung von Strompfaden mit Hilfe integrierter LC-Parallelschwingkreise bewerkstelligt wird.

Der Abschnitt 3.3.4 hat gezeigt, wie die Versorgungsspannung weiter verringert, und der Ausgangsspannungsbereich vergrößert werden kann, indem integrierte Induktivitäten neben ihrer Verwendung zur Schaltungsfaltung *als Last* im Empfänger, insbesondere im rauscharmen Eingangsverstärker (LNA) und im Mischer, Anwendung finden. Außerdem wurde gezeigt, wie eine Anpassung des Frequenzganges mit Hilfe induktiver Bauelemente durch Hinzu- bzw. Abschalten von Kapazitäten realisiert werden kann. Hierdurch werden Empfänger geschaffen, die mehrere Frequenzbänder abdecken können (Abschnitt 3.3.5).

Die Schaltungsfaltung mit Hilfe integrierter Transformatoren wurde in Abschnitt 3.4.1 behandelt. Im Anschluß an die Diskussion über bereits beste-

hende Konzepte wurde der dieser Arbeit zugrundeliegende Ansatz zur Verringerung der Versorgungsspannung von HF-Empfängern vorgestellt (Abschnitt 3.4.2), der ebenfalls auf dem Einsatz integrierter Transformatoren basiert, sich jedoch von bisherigen Arbeiten in wesentlichen Punkten unterscheidet: Zum einen wird in diesem Ansatz ein hoher differentieller Ausgangswiderstand der HF-Eingangsstufe sowie ein niedriger differentieller Eingangswiderstand der Kommutierungsstufe gefordert, zum anderen arbeitet der integrierte Transformator in Resonanz. Die schaltungstechnische Realisierung wurde erörtert. Im Vorgriff auf Kapitel 6, in dem ein nach diesem Prinzip arbeitender Mischer vorgestellt wird, wurde in diesem Kapitel ein Vergleich zwischen diesem Mischer und anderen Arbeiten angestellt, wobei gezeigt werden konnte, daß das hier vorgeschlagene Prinzip zu einer im Vergleich zu anderen Arbeiten geringeren Versorgungsspannung (0.8 V) und einer geringeren Leistungsaufnahme (3 mW) führt, gleichzeitig aber eine vergleichbare Performanz aufweist.

Kapitel 4

Integrierte Transformatoren

Die Metallisierungsebenen von Bipolar- und CMOS-Technologien können zur Realisierung integrierter Spulen und Transformatoren verwendet werden. Hierbei werden Leiterschleifen gebildet, die durch Über- und Unterführungen miteinander verbunden werden. Die Leiterschleifen können viereckig, achteckig oder rund sein[1]. Je mehr die Leiterschleifen einem Kreis ähneln, desto größer ist deren Induktivität pro Widerstand, desto größer ist auch die Güte der aus Leiterschleifen zusammengefügten Transformatorwicklungen [32]. Gleichzeitig sinkt aber aufgrund der kürzeren Leitungslänge auch die Induktivität pro Fläche [33]. Abbildung 4.1 zeigt einen Transformator mit einer Primärwicklung aus drei, und einer Sekundärwicklungen aus zwei Leiterschleifen. Die Leiterschleifen befinden sich in den oberen beiden Metallebenen, da diese die geringsten parasitären Kapazitäten zum Substrat aufweisen. Beide Metallebenen sind über die gesamte Länge der jeweiligen Leiterschleife durch die Zwischenmetallisierung kurzgeschlossen. Dadurch werden die ohmschen Verluste der Wicklungen reduziert. Die Über- und Unterführungen der Primärwicklung befinden sich ebenfalls in den beiden oberen Metallebenen, die der Sekundärwicklung liegen in den beiden Metallebenen darunter. Für diesen Transformator sind vier Metallebenen erforderlich.

4.1 Einsatzmöglichkeiten in HF-Empfängern

Bereits 1983 wurde in [34] vom Einsatz integrierter Transformatoren in einem Empfänger berichtet. Die dort beschriebene Schaltung besteht aus drei

[1] Prinzipiell sind Leiterschleifen mit beliebig vielen Ecken denkbar. Die meisten Layout-Programme und Design-Regeln schließen jedoch Winkel aus, die nicht einem Vielfachen von 45° entsprechen.

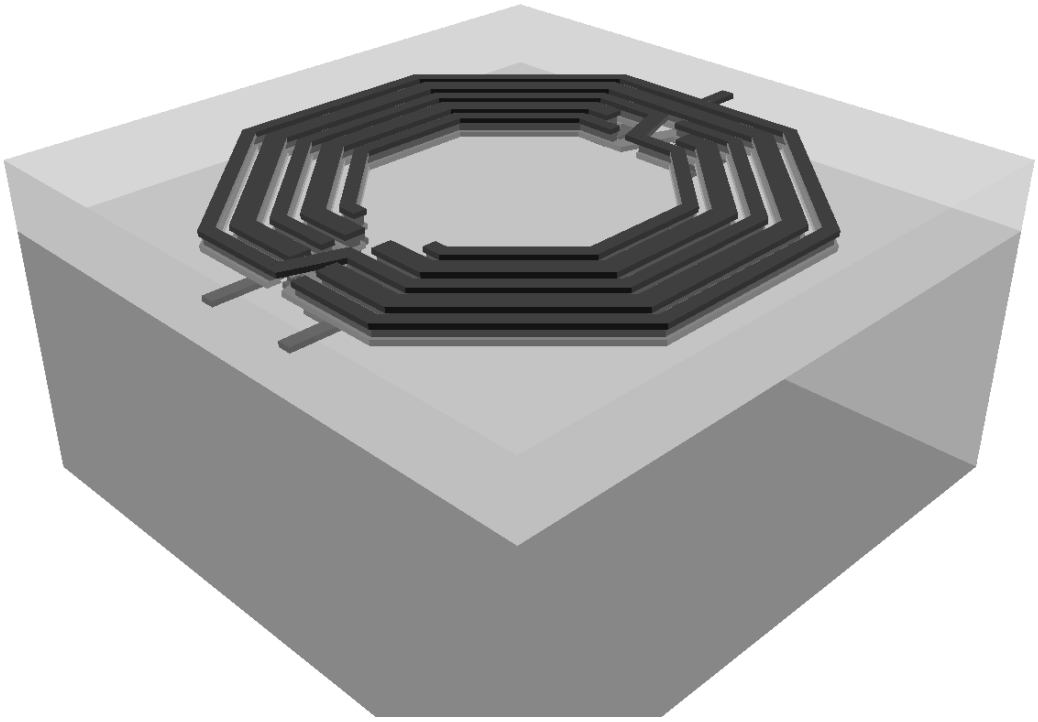


Abbildung 4.1: Räumliche Ansicht eines integrierten Transformators.

HF-Vorverstärkern, einem Mischer und zwei Stufen, die das Taktsignal des lokalen Oszillators verstärken, bevor es den Mischer erreicht. Integrierte Kapazitäten waren in der damaligen Technologie groß und schwer herstellbar. Um Koppelkondensatoren zwischen den einzelnen Verstärkerstufen und dem Mischer zu vermeiden, wurden insgesamt zehn 1:1-Transformatoren in das IC integriert. Der größte Gewinn dieser Arbeit lag in der vollständigen Integration eines Empfängers.

Zahlreich Veröffentlichungen existieren heute, in denen integrierte Transformatoren in Empfängern verwendet werden. Durch die in Abschnitt 3.4 beschriebene Möglichkeit der Schaltungsfaltung sind integrierte Transformatoren hervorragend geeignet, kleine Versorgungsspannungen in integrierten HF-Schaltungen zu ermöglichen. Sie werden daher hauptsächlich zur Stromkopplung zwischen der HF-Eingangsstufe und der Kommutierungsstufe eingesetzt. Daneben gibt es weitere Anwendungsmöglichkeiten, von denen im folgenden einige kurz skizziert werden.

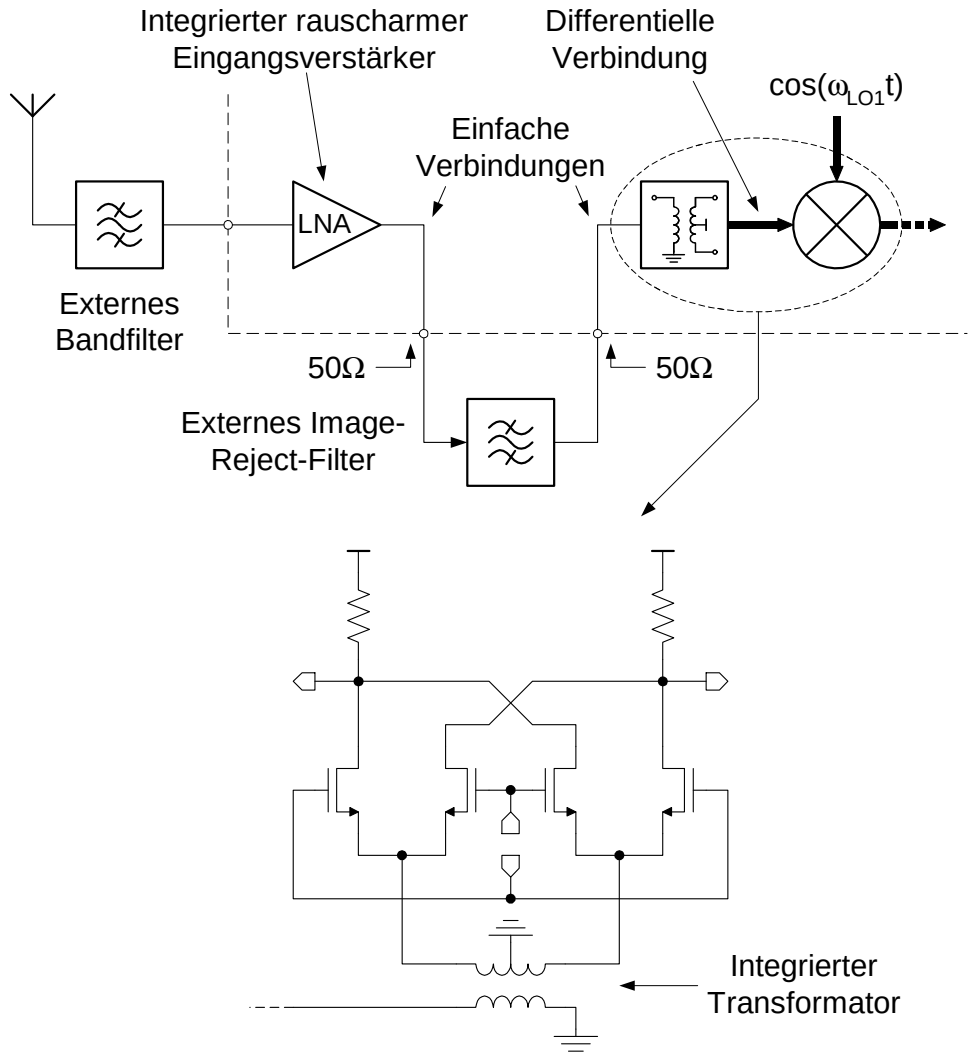


Abbildung 4.2: Integrierter Transformator zur Impedanzwandlung und zur Umwandlung des unsymmetrischen Eingangssignals in ein symmetrisches.

4.1.1 Impedanzwandlung und Signal-Symmetrierung

Das in heterodynen Empfänger-Architekturen zwischen dem Eingangsverstärker und dem Mischer benötigte externe Filter erfordert eine IC-seitige Anpassung an die Ein- und die Ausgangsimpedanz des Filters, um Reflexionen an den Schnittstellen zwischen IC und Filter zu vermeiden. Ein integrierter Transformator kann diese Impedanzwandlung bewerkstelligen: Haben Primär- und Sekundärwicklung eine unterschiedliche Anzahl von Windungen, so erscheint die sekundärseitig angeschlossene Impedanz auf der Primärseite des Transformators, multipliziert mit dem Quadrat des Windungsverhältnisses. In den Mischern in [22], [26] und [27] werden integrierte Transformatoren verwendet, um eine eingangsseitige Anpassung an $50\,\Omega$ zu realisieren. Der Transformator wandelt dabei gleichzeitig auch das unsymmetrische Ausgangssignal des Eingangsverstärkers in ein symmetrisches Eingangssignal für den Mischer um (siehe Abbildung 4.2).

Wird der Transformator zur Impedanzanpassung benutzt, werden Leistungen über die magnetische Schnittstelle zwischen Primär- und Sekundärwicklung übertragen. Die Ausgangsleistung des Transformators liegt aufgrund von Substratverlusten und ohmschen Verlusten in den Leitungen in jedem Fall deutlich unterhalb der Eingangsleistung.[2] Aufgrund des schlechten Wirkungsgrades integrierter Transformatoren erfährt das Eingangssignal eine Dämpfung, die von den aktiven Elementen im Signalpfad auf Kosten einer erhöhten Stromaufnahme kompensiert werden muß.

4.1.2 Linearisierung

In [26] und [27] wird ein Transformator zur Linearisierung des Eingangsverstärkers verwendet. Die Primärwicklung des Transformators bildet hier zusammen mit einem integrierten Kondensator einen LC-Parallelschwingkreis. Über die Sekundärwicklung des Transformators wird ein Teil des im Ausgangskreis fließenden Stromes wieder in den Eingangskreis zurückgekoppelt (Abbildung 4.3). Durch die Gegenphasigkeit der Ströme findet eine Gegenkopplung, und somit eine Linearisierung des Eingangsverstärkers, ähnlich wie bei der Source-Degeneration mit einem ohmschen Widerstand oder einer Induktivität statt.

[2] Integrierte Transformatoren haben aufgrund von Leitungs- und Substratverlusten eine Dämpfung, die je nach Beschaffenheit des Substrates und des Transformators im Bereich von ca. $5 - 10\,\mathrm{dB}$ liegen kann [27].

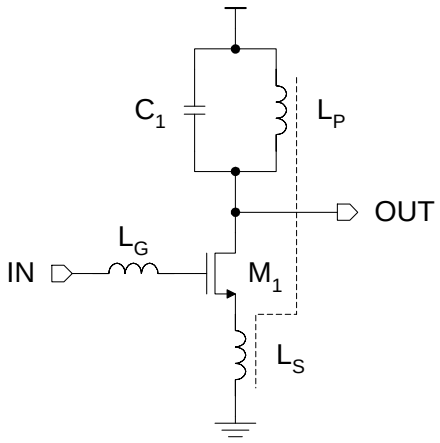


Abbildung 4.3: Eingangsverstärker mit integriertem Transformator zur Linearisierung [26], [27].

4.2 Modelle für integrierte induktive Bauelemente

Um induktive Bauelemente erfolgreich zu integrieren, muß deren Verhalten möglichst exakt vorausgesagt werden können, um teure und langwierige Erprobungen von Test-ICs zu vermieden. Es werden Modelle benötigt, die neben dem Induktivitätswert auch die ohmschen Verluste in den Leitungen, die kapazitive und induktive Verkopplung der einzelnen Leitungssegmente untereinander sowie die kapazitive Kopplung ins Substrat und die sich daraus ergebenden ohmschen Verluste im Substrat voraussagen, so daß integrierte Bauelemente bereits in der Entwurfsphase optimiert werden können.

Neben ihrem gewünschten induktiven Verhalten weisen integrierte Spulen und Transformatoren eine Reihe ungewollter physikalischer Eigenschaften auf. In ihren Leitungen ergeben sich ohmsche Verluste aufgrund der endlichen spezifischen Leitfähigkeit der verwendeten Metallisierung.[3] Bei höheren Frequenzen werden diese Verluste zusätzlich durch den Skin-Effekt[4] und den

[3]Die spezifische Leitfähigkeit hängt vom verwendeten Material und der Temperatur ab. Bei Raumtemperatur beträgt die spezifische Leitfähigkeit von Aluminium $3.65 \times 10^7\,\mathrm{S}/m$ und die von Kupfer $5.88 \times 10^7\,\mathrm{S}/m$.

[4]Ein von Wechselstrom durchflossener Leiter erzeugt ein Magnetfeld, das in dem Leiter selbst ein elektrisches Feld induziert, welches dem den Stromfluß verursachenden elektrischen Feld entgegenwirkt. In der Mitte des Leiters ist das induzierte Feld am stärksten, so daß die Stromdichte zur Mitte des Leiters hin abnimmt. Durch diese Stromverdrängung verringert sich der effektive Querschnitt des Leiters und sein Widerstand steigt mit zu-

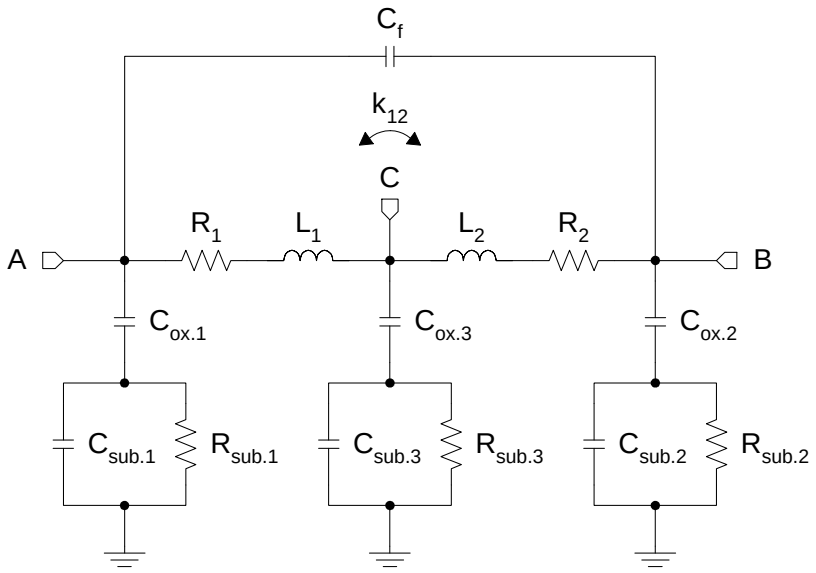


Abbildung 4.4: Modellierung integrierter Spulen [36].

Proximity-Effekt[5] verstärkt. Das Substrat ist eine weitere Verlustquelle. Je höher die Leitfähigkeit des Substrates ist, desto mehr elektromagnetische Energie wird in Wärme umgewandelt. Diese Verluste entstehen durch Verschiebungsströme und durch im Substrat induzierte Ströme, die aufgrund des zeitveränderlichen magnetischen Feldes hervorgerufen werden. Diese Effekte werden ausführlich in [35] beschrieben.

4.2.1 Modellierung integrierter Spulen

Eine Spule kann durch das Modell in Abbildung 4.4 beschrieben werden. Dieses Modell ist für Spulen ohne ferromagnetischen Kern verwendbar. Es berücksichtigt keine Hystereseverluste (siehe auch Fußnote 16 in Abschnitt 5.6). Die Modellierung integrierter induktiver Bauelemente mit konzentrierten idealen Bauelementen wie Widerständen, Induktivitäten und Kapazitäten ist zulässig, solange die Wellenlänge groß gegenüber den Abmessungen

nehmender Frequenz. Eine effektive Eindringtiefe des Stromes kann definiert werden. Bei 2 GHz ist die Eindringtiefe für Aluminium 1.8 μm und für Kupfer 1.5 μm. Sie ist damit größer als die Dicke typischer Metallisierungen von Standard CMOS-Prozessen. Sie muß berücksichtigt werden, wenn die Leiterhöhe durch Zusammenschließen mehrerer Metallisierungsebenen in den Bereich der Eindringtiefe kommt (siehe auch Abschnitt 4.3.2).

[5]Der Proximity-Effekt ist dem Skin-Effekt ähnlich. Die Stromverdrängung findet jedoch durch das Magnetfeld benachbarter Leiter statt.

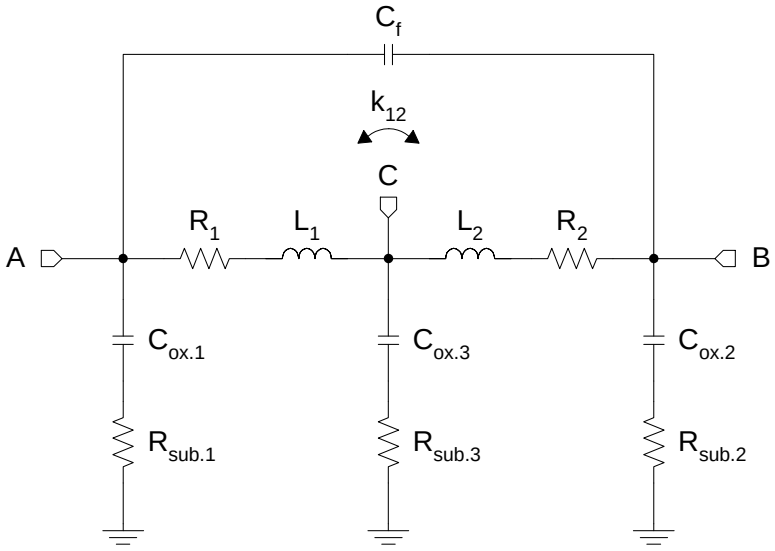


Abbildung 4.5: Vereinfachtes Spulenmodell [36].

der zu modellierenden Leiterstruktur ist.[6] Die Gesamtinduktivität der Spule wird in dem Modell der Abbildung 4.4 auf die Einzelinduktivitäten L_1 und L_2 aufgeteilt. Beide Induktivitäten sind über den Kopplungsfaktor k_{12} verbunden, so daß sich eine symmetrische Struktur ergibt, die im Simulator differentiell betrieben werden kann. Die ohmschen Verluste in den Windungen der Spule sowie die Substratverluste werden durch die Widerstände R_1 und R_2 bzw. $R_{sub.1}$ – $R_{sub.3}$ beschrieben. Die kapazitive Kopplung zwischen den einzelnen Windungen der Spule sowie die kapazitive Kopplung zum Substrat werden durch die Kapazität C_f bzw. die Oxydkapazitäten $C_{ox.1}$ – $C_{ox.3}$ modelliert. Das Substrat stellt selbst eine Kapazität dar. Die sich ergebenden parasitären Substratkapazitäten der Spule werden in Abbildung 4.4 durch $C_{sub.1}$ – $C_{sub.3}$ berücksichtigt. Eine ausführliche Beschreibung dieses Modells ist in [36] zu finden.

Die Substratkapazitäten $C_{sub.1}$ – $C_{sub.3}$ können für genügend kleine Frequenzen vernachlässigt werden. Ein beliebigen Quader des Substrates mit der Grundfläche A, der Höhe h, der spezifischen Dielektrizitätskonstanten ε_r und dem spezifischen Widerstand ρ bzw. der spezifischen Leitfähigkeit σ hat

[6] Die Wellenlänge muß mindestens zehnmal so groß wie die Abmessungen des Bauelementes sein. Bei einer Frequenz von $f = 2\,\mathrm{GHz}$ und einer relativen Dielektrizitätskonstante von $\varepsilon_r = 4$ (entspricht Silizium-Dioxyd) ist die Wellenlänge $\lambda = c/(\sqrt{\varepsilon_r} f) = 75\,\mathrm{mm}$, wobei $c = 3 \times 10^8\,\mathrm{m/s}$ die Ausbreitungsgeschwindigkeit im Vakuum ist. Eine integrierte Spule von 10 nH hat zum Vergleich einen Außendurchmesser von weniger als 500 μm.

einen Widerstand von

$$R_{sub} = \frac{\rho h}{A} = \frac{h}{\sigma A} \tag{4.1}$$

und eine Kapazität von

$$C_{sub} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{h}\,. \tag{4.2}$$

Darin ist $\varepsilon_0 \approx 8.854 \times 10^{-12}\,\mathrm{Am/Vs}$ die Dielektrizitätskonstante vom Vakuum. Aus R_{sub} und C_{sub} kann die Grenzfrequenz f_g bestimmt werden, bis zu der die Substratkapazitäten aus Abbildung 4.4 vernachlässigt werden können. Sie kann mit

$$f_g = \frac{1}{2\pi R_{sub} C_{sub}} = \frac{1}{2\pi \rho \varepsilon_0 \varepsilon_r} = \frac{\sigma}{2\pi \varepsilon_0 \varepsilon_r} \tag{4.3}$$

abgeschätzt werden.[7] Das vereinfachte Spulenmodell zeigt Abbildung 4.5. In der Fachliteratur werden die *Oxyd*kapazitäten $C_{ox.1}$ – $C_{ox.3}$ des vereinfachten Modells oft als *Substrat*kapazitäten bezeichnet. Eine begriffliche Trennung wird deshalb im folgenden auch hier nicht vorgenommen.

4.2.2 Modellierung integrierter Transformatoren

Ein Transformator besteht aus einer Primär- und einer Sekundärwicklung, die miteinander magnetisch verkoppelt sind. Der Grad der magnetischen Verkopplung wird durch den Kopplungsfaktor k angegeben. Bei idealer Kopplung ist $k = 1$. In diesem Fall durchströmt der gesamte, von der Primärinduktivität L_P erzeugte, magnetische Fluß die Sekundärinduktivität L_S. Sind Primär- und Sekundärinduktivität völlig entkoppelt, so ist $k = 0$.

Abbildung 4.6a zeigt das Symbol eines Transformators mit der Primärinduktivität L_P, der Sekundärinduktivität L_S und dem Kopplungsfaktor k. Eine äquivalente Darstellung ist in Abbildung 4.6b zu sehen. Der Grad der magnetischen Verkopplung wird hier durch die Gegeninduktivität M, mit

$$M = k\sqrt{L_P L_S}\,, \tag{4.4}$$

berücksichtigt.

[7] Für die Technologie $C11n$ liegt die Grenzfrequenz bei $f_g = 18.9\,\mathrm{GHz}$.

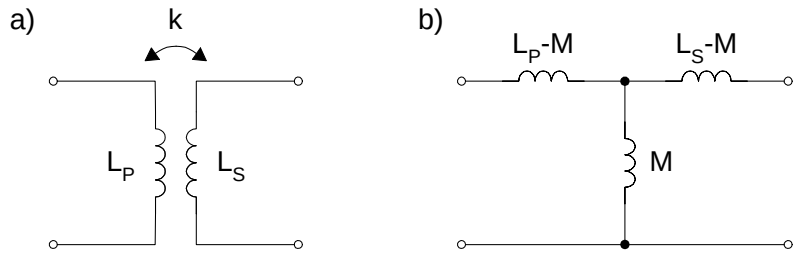


Abbildung 4.6: a) Transformator, b) äquivalente Darstellung.

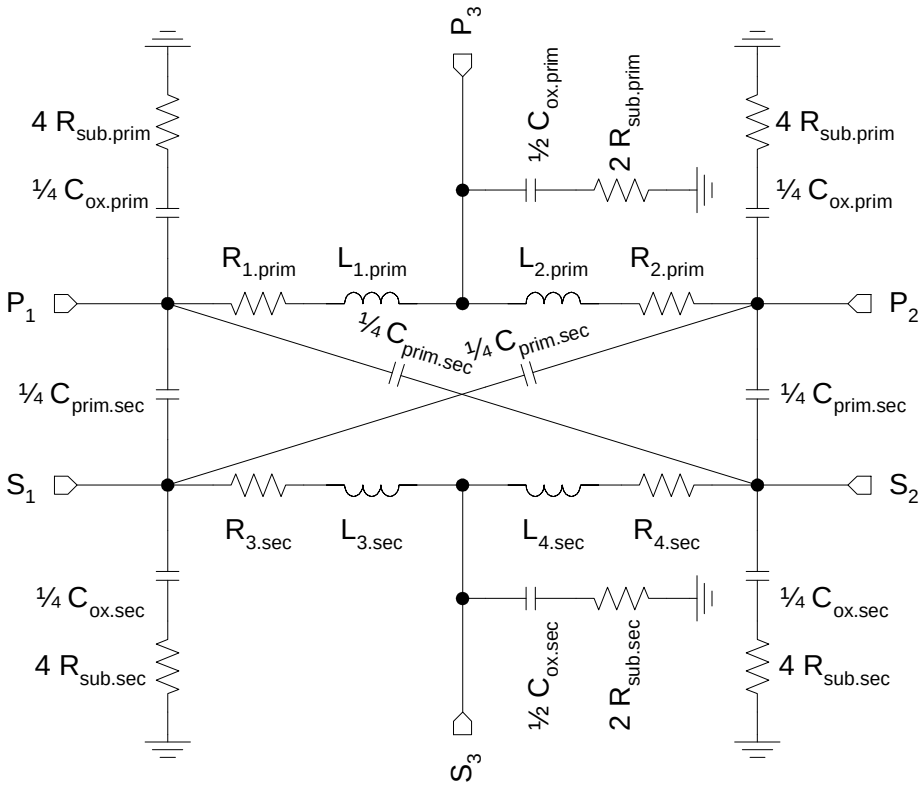


Abbildung 4.7: Modell eines symmetrischen integrierten Transformators [37].

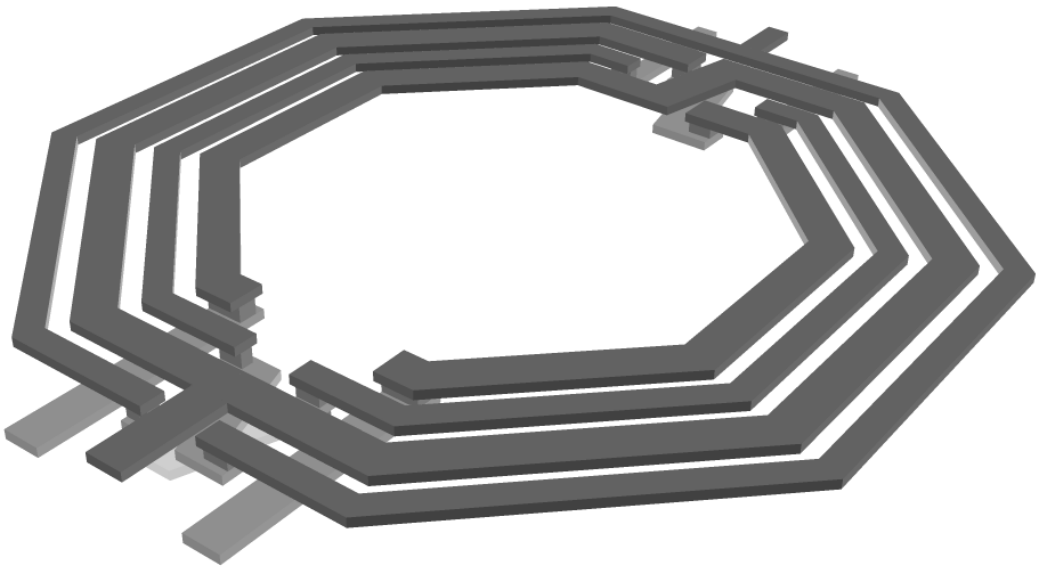


Abbildung 4.8: Transformator mit ineinander verschlungenen Wicklungen. In der selben Metallebene wechseln sich die schmalen Primärwindungen mit den weiten Sekundärwindungen ab. Die Primär- und Sekundärwicklungen bestehen aus jeweils zwei Windungen.

Ein integrierter Transformator mit Mittelanzapfung an der Primär- und an der Sekundärwicklung kann durch das Modell in Abbildung 4.7 nachgebildet werden [37]. Die Induktivitäten und die ohmschen Verluste der Primär- und der Sekundärwicklung werden durch $L_{1.prim} - L_{4.sec}$ und $R_{1.prim} - R_{4.sec}$ beschrieben. Jede der vier Induktivitäten ist gegenseitig mit den übrigen Induktivitäten gekoppelt. Dies wird durch sechs Kopplungsfaktoren k_{ij} ausgedrückt. Die Gesamtwiderstände und Gesamtinduktivitäten der Wicklungen ergeben sich zu

$$\begin{aligned} R_{prim} &= R_{1.prim} + R_{2.prim} \\ R_{sec} &= R_{3.sec} + R_{4.sec} \\ L_{prim} &= L_{1.prim} + L_{2.prim} + 2M_{1,2} \\ L_{sec} &= L_{3.sec} + L_{4.sec} + 2M_{3,4}\,. \end{aligned} \tag{4.5}$$

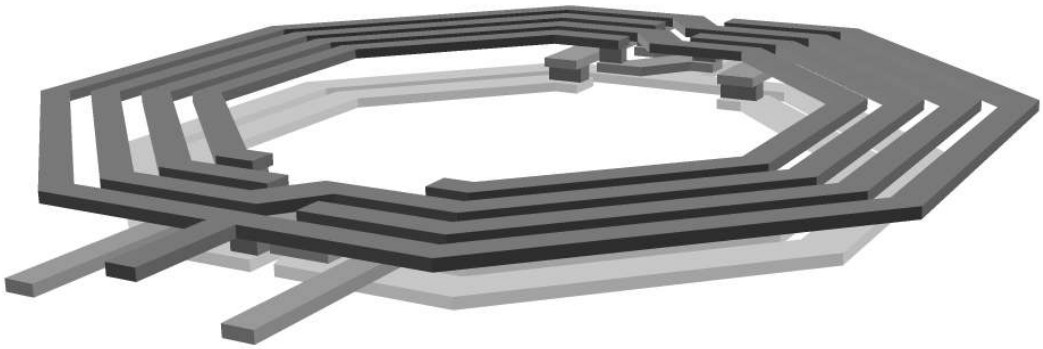


Abbildung 4.9: Transformator mit übereinandergestapelten Wicklungen. In der obersten Metallebene befindet sich die Primärwicklung mit vier Windungen. Zwei Ebenen darunter ist die Sekundärwicklung mit zwei Windungen. In der Zwischenebene liegen die Kreuzverbindungen sowie die Anschlüsse beider Wicklungen.

mit

$$M_{1,2} = k_{1,2}\sqrt{L_{1.prim}L_{2.prim}}$$

$$M_{3,4} = k_{3,4}\sqrt{L_{3.sec}L_{4.sec}}\,. \tag{4.6}$$

Die Elemente $C_{ox.prim}$ und $C_{ox.sec}$ stellen die Kapazitäten zwischen den Windungen und dem Substrat dar. Die Kapazität zwischen der Primär- und der Sekundärwicklung wird durch $C_{prim.sec}$ ausgedrückt. Substratverluste werden durch $R_{sub.prim}$ und $R_{sub.sec}$ berücksichtigt. Eine ausführliche Beschreibung dieses Modells ist in [37] zu finden.

Für die Konstruktion eines Transformators ist prinzipiell jede Konfiguration denkbar, bei der eine magnetische Kopplung zweier Spulen entsteht. Häufig werden Transformatoren eingesetzt, bei denen die Primär- und die Sekundärwicklung durch ineinander verschlungene Spulen realisiert werden. Die Leiterschleifen von Primär- und Sekundärwicklung wechseln sich wie in Abbildung 4.8 in radialer Richtung ab. Ein Vorteil dieser Konfiguration ist die hohe magnetische Kopplung zwischen beiden Wicklungen [38]. Beide Wicklungen können sich in den obersten Metallisierungsebenen befinden, so daß ihr Abstand zum Substrat groß und ihre parasitären Kapazitäten zum Substrat klein sind. Mehrere Ebenen können zur Reduzierung der Serienwiderstände parallelgeschaltet werden. In der Konfiguration in Abbildung 4.9 sind die Wicklungen übereinander gestapelt. Es ist sinnvoll, die Wicklung mit der

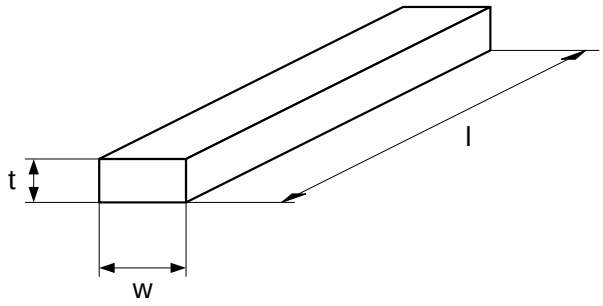


Abbildung 4.10: Zur Berechnung der Induktivität einer Spule kann diese in einzelne Segmente zerlegt werden.

höheren Induktivität zu oberst anzuordnen, um eine größtmögliche Resonanzfrequenz zu erzielen. Der Vorteil dieser Konfiguration liegt in dem geringeren Flächenverbrauch. Nachteilig ist die große Kapazität zwischen Primär- und Sekundärwicklung. Gegenüber der ersten Konfiguration werden zusätzliche Ebenen benötigt. Das Transformatormodell ist für beide Konfigurationen gültig. Welche Konfiguration die bessere ist, wird von der Dicke der Metallebenen, ihrem Abstand zum Substrat, ihrer Anzahl, der Leitfähigkeit des Metalls und der Beschaffenheit des Substrates bestimmt.

4.3 Physikalische und geometrische Spuleneigenschaften

Die Elemente des Spulenmodells aus Abbildung 4.5 und die des Transformatormodells aus Abbildung 4.7 können mit Hilfe eines Fitting-Verfahrens aus gemessenen S-Parametern oder durch Simulation mit Hilfe eines Feldsimulators ermittelt werden. Eine weitere Möglichkeit ist durch das bei der Infineon Technologies AG entwickelte Programm *FastTrafo* gegeben, das sowohl die Elemente des Spulenmodells als auch die des Transformatormodells, entsprechend den Abbildungen 4.5 und 4.7, aus den geometrischen Abmessungen der zu simulierenden induktiven Bauelemente extrahiert. Eine ausführliche Beschreibung dieses Programms ist in [36] und [39] zu finden. Alternativ können die Elemente der Modelle der Abbildungen 4.5 und 4.7 auch mit Hilfe physikalischer Modelle aus ihren geometrischen Eigenschaften bestimmt werden. Die folgenden Betrachtungen beschränken sich auf achteckige Spulen bzw. Transformatorwicklungen.

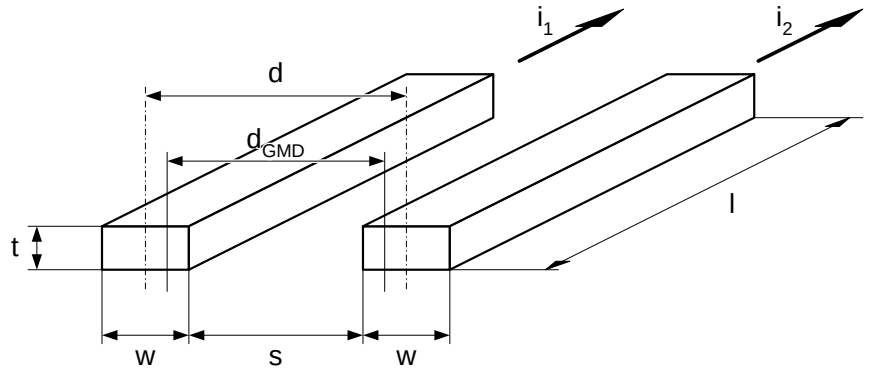


Abbildung 4.11: Zwei gleich lange, parallele, von Strömen durchflossene Segmente.

4.3.1 Induktivitäten

Eine sehr präzise Methode, die Induktivität einer Spule (oder einer Transformatorwicklung) aus ihrer geometrischen Beschaffenheit zu berechnen, wird in [40] vorgestellt. Bei diesem Ansatz wird die Spule zunächst in einzelne, gerade Segmente zerlegt (Abbildung 4.10). Für jedes einzelne Segment i wird die Selbstinduktivität

$$L_i = \frac{\mu_0 l}{2\pi}\left[\ln\left(\frac{2l}{w+t} + 5.0049 + \frac{w+t}{3l}\right)\right] \tag{4.7}$$

berechnet. Hierin ist $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}\,\mathrm{Vs/Am}$ die Permeabilität vom Vakuum und l, t und w sind die Länge, Höhe bzw. Weite des Segmentes. Da jedes einzelne Segment der Spule mit jedem anderen Segment der Spule in magnetischer Wechselwirkung steht, muß nach [40] die Gegeninduktivität

$$M_{i,j} = \frac{\mu_0 l}{2\pi}\left[\ln\left(\frac{l}{d_{GMD}} + \sqrt{1+\frac{l^2}{d_{GMD}^2}}\right) - \sqrt{1+\frac{d_{GMD}^2}{l^2}} + \frac{d_{GMD}}{l}\right] \tag{4.8}$$

mit

$$\ln d_{GMD} = \ln d - \frac{1}{12}\left(\frac{w}{d}\right)^2 - \frac{1}{60}\left(\frac{w}{d}\right)^4 - \frac{1}{168}\left(\frac{w}{d}\right)^6 - \frac{1}{360}\left(\frac{w}{d}\right)^8 - \frac{1}{660}\left(\frac{w}{d}\right)^{10} \tag{4.9}$$

aller möglichen Segmentpaare berücksichtigt werden, wobei s den Abstand der beiden Segmente i und j angibt und d_{GMD} in etwa dem Abstand d der Segmentmittelpunkte entspricht und mit *Geometric Mean Distance* bezeichnet wird (Abbildung 4.11). Bei gleicher Stromrichtung ($i_1 = i_2$) ist $M_{i,j}$ positiv, bei entgegengesetzter Stromrichtung ($i_1 = -i_2$) ist $M_{i,j}$ negativ. Haben die Segmente wie in Abbildung 4.12a unterschiedliche Längen l und m, so beträgt die Gegeninduktivität nach [40]

$$M_{l,m} = \frac{1}{2}\left[(M_{m+p} + M_{m+q}) - (M_p + M_q)\right] . \tag{4.10}$$

Schließen die Segmente wie Abbildung 4.12b den Winkel ϕ ein, so berechnet sich die Gegeninduktivität nach [41] zu

$$M_{l,m} = 2\cos\phi \left[l \tanh^{-1}\left(\frac{m}{l+y}\right) + m \tanh^{-1}\left(\frac{l}{m+y}\right)\right] . \tag{4.11}$$

Liegt der Schnittpunkt außerhalb der beiden Segmente (Abbildung 4.13a), so ergibt sich

$$M_{l,m} = 2\cos\phi\left[(M_{\mu+l,\nu+m} + M_{\mu+\nu}) - (M_{\mu+l,\nu} + M_{\mu,\nu+m})\right] \tag{4.12}$$

für die Gegeninduktivität [41]. Liegt der Schnittpunkt wie in Abbildung 4.13b innerhalb genau eines Segmentes, so werden die Gegeninduktivitäten $M_{l,m1}$ und $M_{l,m2}$ jeweils getrennt mit Hilfe von (4.11) berechnet.

Die Gesamtinduktivität einer Spule mit n Segmenten ergibt sich nach [40] aus der Summe der Selbstinduktivitäten aller Segmente und der Summe der Gegeninduktivitäten aller möglichen Segmentpaare unter Berücksichtigung der Stromrichtung mit

$$L_{tot} = \sum_{i=1}^{n} L_i + \sum_{i=1}^{n}\left(\sum_{j=1}^{i-1} M_{i,j} + \sum_{j=i+1}^{n} M_{i,j}\right) . \tag{4.13}$$

Da $M_{i,j} = M_{j,i}$ ist, kann die Gesamtinduktivität auch mit

$$L_{tot} = \sum_{i=1}^{n} L_i + 2\sum_{i=1}^{n-1}\sum_{j=i+1}^{n} M_{i,j} \tag{4.14}$$

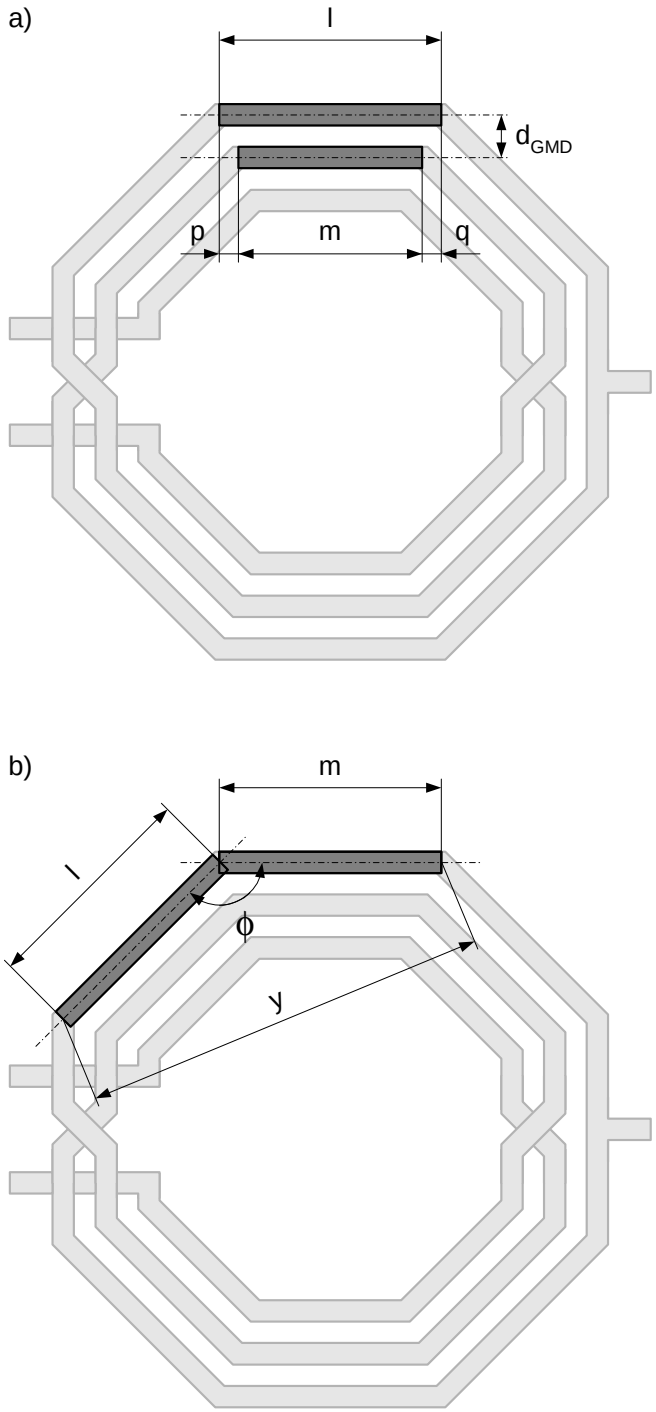


Abbildung 4.12: a) Zwei gegenüberliegende Segmente m und l mit unterschiedlichen Längen m bzw. l, b) Zwei Segmente m und l schließen den Winkel ϕ ein.

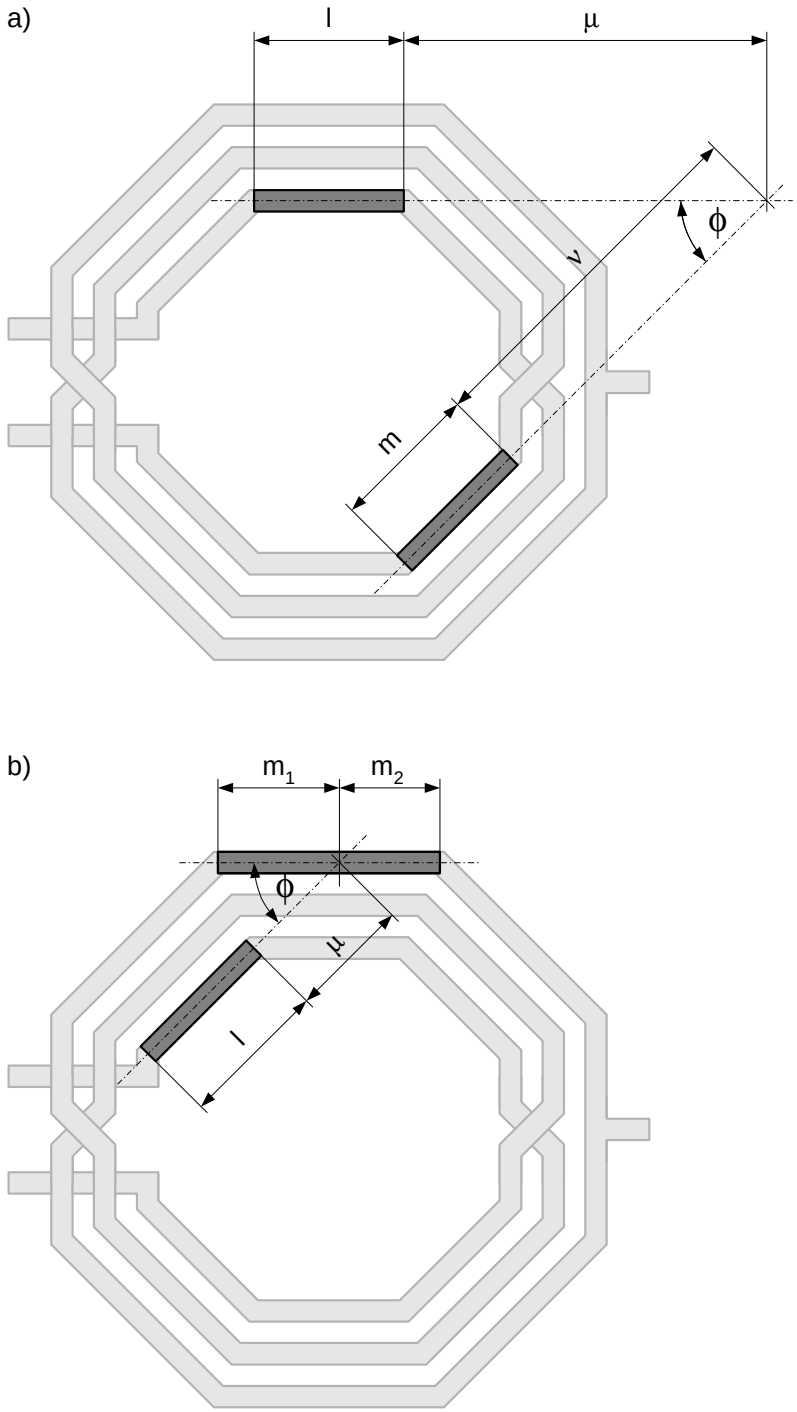


Abbildung 4.13: Zwei Segmente schließen den Winkel ϕ ein. a) Ihr Schnittpunkt liegt außerhalb der beiden Segmente, b) Ihr Schnittpunkt liegt innerhalb eines Segmentes.

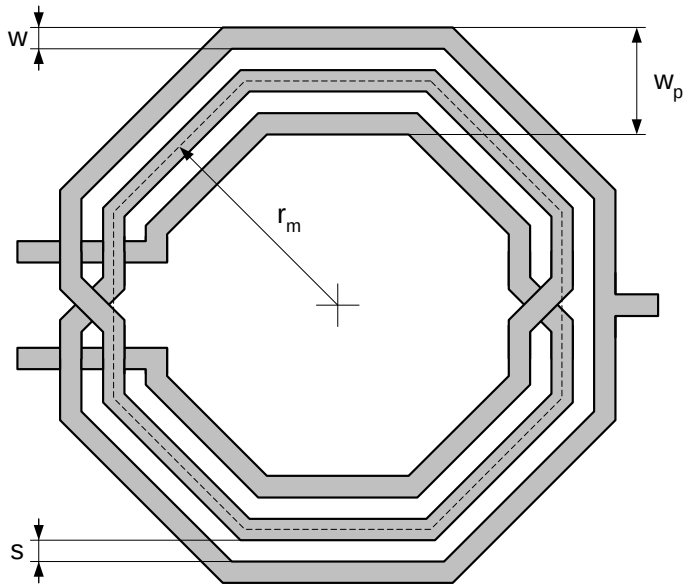


Abbildung 4.14: Achteckige Spule mit drei Windungen

berechnet werden.

Zur Lösung von (4.14) müssen sehr viele Rechenoperationen ausgeführt werden, die den Einsatz eines Computers erfordern. Einfacher kann die Induktivität einer achteckigen Spule mit Hilfe der in [42] vorgestellten und in [33] auf planare Spulen angepaßten Formel

$$L_{tot} = 2.25\mu_0 \frac{2r_m N^2}{1 + 3.55\frac{w_p}{2r_m}} \tag{4.15}$$

mit

$$w_p = Nw + (N-1)\,s \tag{4.16}$$

aus ihren geometrischen Abmessungen mit einem Fehler von weniger als 3% berechnet werden, wobei N die Anzahl der Windungen, w_p die Weite der gesamten Wicklung und r_m der mittlere Radius der Wicklung ist (Abbildung 4.14).

4.3.2 Leitungsverluste

Die Leitungswiderstände der induktiven Bauelemente können mit Hilfe der spezifischen Leitfähigkeit σ_{metal} der verwendeten Metallisierung, der Gesamtlänge l_{tot} der Wicklung und des Windungsquerschnitts A_w berechnet werden:

$$R_{metal} = \frac{l_{tot}}{\sigma_{metal} w t} \,. \tag{4.17}$$

Der Windungsquerschnitt ergibt sich aus der Höhe t der Windungen sowie deren Weite w zu

$$A_w = wt \,. \tag{4.18}$$

Jede Windung besteht aus acht Segmenten, deren Länge von ihrem Radius r abhängt. Die Länge eines Segmentes beträgt

$$l_{seg} = 2r \tan\left(\frac{\pi}{8}\right) = 2r\left(\sqrt{2}-1\right) \,. \tag{4.19}$$

Für die Gesamtlänge l_{tot} der Wicklung müßten alle Einzellängen der Windungen addiert werden. Da diese Einzellängen linear vom Radius abhängen, kann die mittlere Windungslänge

$$l_m = 16 r_m \left(\sqrt{2}-1\right) \tag{4.20}$$

ermittelt und mit der Anzahl der Windungen N der Wicklung multipliziert werden, um die Gesamtlänge l_{tot} zu bestimmen:

$$l_{tot} = l_m N = 16 r_m N \left(\sqrt{2}-1\right) \,. \tag{4.21}$$

Bei einem von Wechselstrom durchflossenen Leiter nimmt die Stromdichte zur Mitte des Leiters hin ab, wodurch sich der effektive Querschnitt des Leiters verringert und sein Widerstand ansteigt (siehe auch Abschnitt 4.2). Mit zunehmender Signalfrequenz ω_1 wirkt sich diese als Skin-Effekt bezeichnete Stromverdrängung stärker aus, und die Berechnung der Leitungswiderstände nach (4.17) ist nur korrekt, solange die Eindringtiefe [43]

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\mu_0 \omega_1 \sigma_{metal}}} \tag{4.22}$$

größer als die Höhe t der Windungen ist. Für den Frequenzbereich des Mobilfunks wird diese Bedingung von heutigen CMOS-Technologien nicht immer erfüllt, insbesondere dann nicht, wenn mehrere Metallebenen zur Bildung einer Windung zusammengefaßt werden. Nach [44] ergibt sich der Leitungswiderstand der Wicklung zusammen mit (4.17), (4.18) und (4.21) dann zu

$$R_{metal} = \frac{l_m N}{\sigma_{metal} w t} \left[1 + \left(\frac{\omega_1}{\omega_u} \right)^2 + \left(\frac{\omega_1}{\omega_o} \right)^5 \right]^{\frac{1}{10}} \tag{4.23}$$

mit

$$\omega_u = \frac{\pi^2}{\mu_0 \sigma_{metal} w t}$$

$$\omega_o = \frac{2\pi^3}{\mu_0 \sigma_{metal} t E^2}\,, \tag{4.24}$$

wobei E das vollständige elliptische Integral erster Ordnung ist [44] und nach [4] aus

$$E = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{1}{\sqrt{1 - e^2 \sin^2 \varphi}}\, \mathrm{d}\varphi \tag{4.25}$$

mit

$$e = \sqrt{1 - \left(\frac{t}{w} \right)^2} \tag{4.26}$$

berechnet werden kann. Die Frequenzen ω_u und ω_o beschreiben die Grenzfrequenzen, bei denen die Eindringtiefe δ jeweils empfindlicher auf eine Frequenzerhöhung zu reagieren beginnt. Unterhalb der Frequenz ω_u wird der Leitungswiderstand in erster Näherung von (4.17) bestimmt. Zwischen ω_u und ω_o kommt eine frequenzabhängige Komponente hinzu, deren Verlauf proportional zu $\sqrt[5]{\omega_1}$ ist. Oberhalb von ω_o verläuft diese Komponente proportional zu $\sqrt{\omega_1}$.

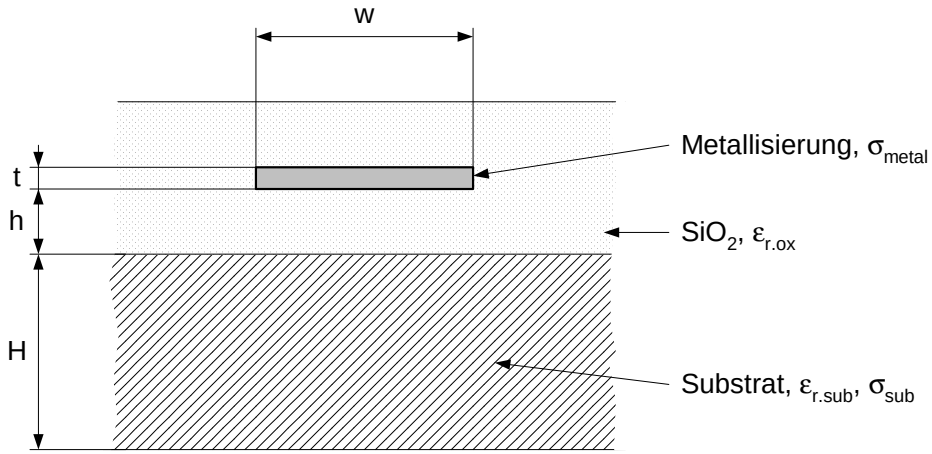


Abbildung 4.15: Leiterbahn über Substrat.

4.3.3 Oxydkapazitäten

Abbildung 4.15 zeigt den Querschnitt einer Windung über leitfähigem Substrat. Vernachlässigte man Randeffekte, so ergäbe sich für die Oxydkapazität C_{ox} einer Windung aus der Formel für den Plattenkondensator

$$C_{ox} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{r.ox} A_{wdg}}{h} \tag{4.27}$$

mit

$$A_{wdg} = l_{wdg} w \,. \tag{4.28}$$

Hierin ist $\varepsilon_0 \approx 8.854 \times 10^{-12}\,\mathrm{Am/Vs}$ die Dielektrizitätskonstante des Vakuums, $\varepsilon_{r.ox}$ ist die Dielektrizitätskonstante von SiO_2, h ist der Abstand der untersten Metallebene der Windung zum Substrat und A_{wdg} ist die sich aus der Länge l_{wdg} und der Weite w der Windung ergebende Gesamtfläche der Windung. Aufgrund der geringen Weiten sowie der geringen Unterschiede zwischen den Weiten und den Höhen der Windungen integrierter induktiver Bauelemente müssen für die Berechnung der Oxydkapazitäten neben dem Anteil der Kapazität, die aus der Formel für den Plattenkondensator resultiert, auch die Randeffekte berücksichtigt werden. Nach [45] ergibt sich für die Oxydkapazität einer Windung

$$C_{ox.wdg} = \varepsilon_0 \varepsilon_{r.ox} l_{tot} \left[\frac{w}{h} + 0.77 + 1.06 \left(\frac{w}{h} \right)^{\frac{1}{4}} + 1.06 \left(\frac{t}{h} \right)^{\frac{1}{2}} \right] . \tag{4.29}$$

Für $w/h \geq 1$ und $0.1 \leq t/h \leq 4$ liefert (4.29) Ergebnisse mit einer Genauigkeit von 3%. Für die Berechnung der Oxydkapazität der gesamten Wicklung wird hier die Weite w_p der Wicklung und die mittlere Länge l_m der Windungen nach (4.16) und (4.20) berücksichtigt. Diese Näherung liefert gute Ergebnisse, solange der Abstand s zwischen den Windungen und die Höhe t der Windungen nicht zu groß werden. Die Oxydkapazität der Spule ist dann

$$C_{ox.tot} = \varepsilon_0 \varepsilon_{r.ox} l_m \left[\frac{w_p}{h} + 0.77 + 1.06 \left(\frac{w_p}{h} \right)^{\frac{1}{4}} + 1.06 \left(\frac{t}{h} \right)^{\frac{1}{2}} \right] . \tag{4.30}$$

4.3.4 Substratwiderstände

Aufgrund der Oxydkapazität, die sich zwischen jeder Windung und dem Substrat ergibt, werden Verschiebungsströme in das Substrat eingekoppelt, die über das Substrat zum Masseanschluß hin abfließen. Der Substratwiderstand einer Windung kann nach [37] mit

$$R_{sub.wdg} = \frac{1}{2\pi\sigma_{sub}} \ln \left[2 \coth \left(\frac{\pi}{8} \frac{w_{eff}}{H} \right) \right] \tag{4.31}$$

berechnet werden. In (4.31) sind σ_{sub} und H die spezifische Leitfähigkeit bzw. die Höhe des Substrates (Abbildung 4.15). Die effektive Weite w_{eff} der Windung ergibt sich aus

$$w_{eff} = w + 6h + t \, . \tag{4.32}$$

Der Substratwiderstand der gesamten Wicklung mit der Weite w_p berechnet sich nach [37] zu

$$R_{sub.tot} = \frac{1}{2\pi\sigma_{sub}} \ln \left[2 \coth \left(\frac{\pi}{8} \frac{w_p + 6h + t}{H} \right) \right] . \tag{4.33}$$

4.3.5 Kapazität zwischen den Windungen

Bei der Berechnung der Kapazitäten zwischen den einzelnen Windungen einer Wicklung mit N Windungen nach Abbildung 4.16 müssen ebenfalls Randeffekte berücksichtigt werden. In [46] findet man für die Kapazität zwischen

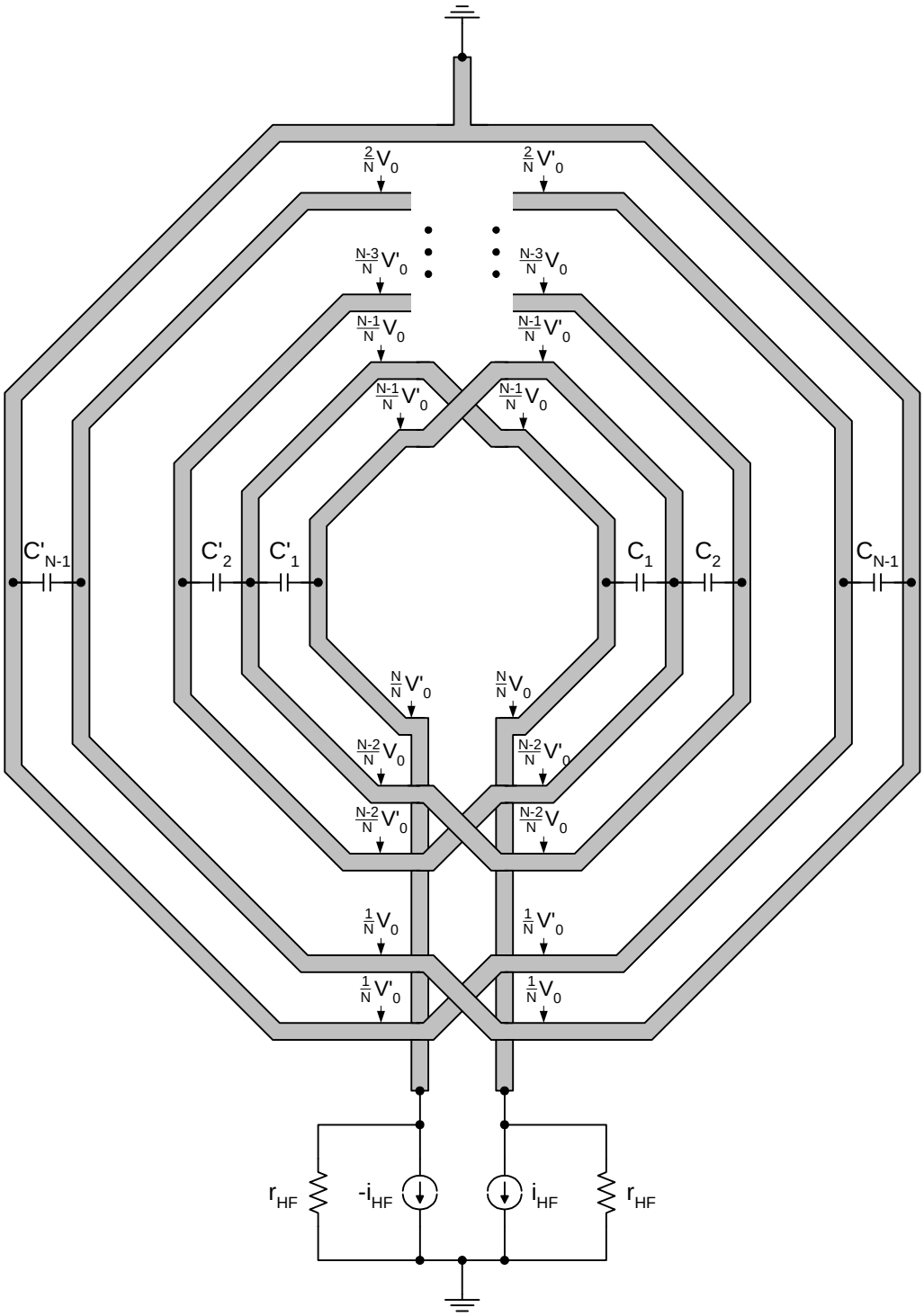


Abbildung 4.16: Potentiale einer Wicklung bei Vernachlässigung der Spannungsabfälle an den Zuleitungen und den Windungskreuzungen.

zwei Windungen

$$C_{f.wdg} = \varepsilon_0 \varepsilon_{r.ox} l_{m.wdg} \left[\frac{t}{s} + \frac{1}{2\pi} \ln \left(\left(1 + \frac{w}{s} \right)^2 - 1 \right) \left(1 + \frac{2s}{w} \right)^{1+\frac{w}{s}} \right] , \quad (4.34)$$

wobei $l_{m.wdg}$ der Mittelwert der beiden Windungslängen, s der Abstand zwischen den Windungen und t bzw. w die Höhe bzw. die Weite der Windungen sind. Für die Berechnung der Gesamtkapazität

$$C_{f.tot} = \sum_{i=1}^{N-1} (C_i + C_i') \quad (4.35)$$

zwischen allen Windungen einer Wicklung müssen die unterschiedlichen Potentiale berücksichtigt werden, die sich für die einzelnen Windungen ergeben, und die bewirken, daß die Kapazitäten zwischen den Windungen unterschiedlich stark gewichtet werden müssen. Vernachlässigt man die unterschiedlichen Windungslängen und den Spannungsabfall über den Zuleitungen und den Windungskreuzungen, so ergeben sich an den einzelnen Halbwindungen die in Abbildung 4.16 angegebenen Potentiale und mit

$$V_0' = -V_0 \quad (4.36)$$

und

$$C_i' = C_i \,, \; i = 1, \ldots, N-1 \quad (4.37)$$

daraus die Gesamtkapazität der rechten Hälfte der Wicklung zu

$$C_{f.tot} = \frac{C_{wdg}}{2} \frac{1}{2V_0} \left(\frac{2N-2}{N} V_0 + \frac{2N-4}{N} V_0 + \frac{2N-6}{N} V_0 + \cdots + \right.$$

$$\left. + \frac{4}{N} V_0 + \frac{2}{N} V_0 \right) . \quad (4.38)$$

Aus Symmetriegründen sind die Kapazitäten beider Hälften einer Wicklung gleich, so daß sich die Kapazität der gesamten Wicklung mit (4.38) zu

$$C_{f.tot} = \frac{C_{f.wdg}}{2} \sum_{i=1}^{N-1} \left(\frac{2i}{N} \right) = \frac{C_{f.wdg} \, (N-1)}{2} \quad (4.39)$$

und mit (4.34) weiter zu

$$C_{f.tot} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{r.ox} l_m \left(N-1\right)}{2} \left[\frac{t}{s} + \right.$$
$$\left. + \frac{1}{2\pi} \ln\left(\left(1+\frac{w}{s}\right)^2 - 1\right)\left(1+\frac{2s}{w}\right)^{1+\frac{w}{s}}\right] \tag{4.40}$$

ergibt.

4.3.6 Kopplungsfaktor

Für die Berechnung des Kopplungsfaktors $k_{prim,sek}$ des Transformators ist neben der Primärinduktivität L_{prim} und der Sekundärinduktivität L_{sec} die Gegeninduktivität $M_{prim,sec}$ zwischen Primär- und Sekundärwicklung erforderlich. Sind alle drei Größen bekannt, so kann der Kopplungsfaktor aus

$$k_{prim,sec} = \frac{M_{prim,sec}}{\sqrt{L_{prim} L_{sec}}} \tag{4.41}$$

berechnet werden. Für die Bestimmung der Gegeninduktivität $M_{prim,sec}$ ist es erforderlich, den magnetischen Einfluß zwischen jedem einzelnen Segment der Primärwicklung und jedem einzelnen Segment der Sekundärwicklung zu berücksichtigen. Die Induktivitäten von Primär- und Sekundärwicklung können mit Hilfe von (4.14) berechnet werden. Die Gegeninduktivität zwischen Primär- und Sekundärwicklung ergibt sich aus

$$M_{prim,sec} = \sum_{i=1}^{n_1} \sum_{j=1}^{n_2} M_{i,j} \,, \tag{4.42}$$

wobei n_1 bzw. n_2 die Anzahl der Segmente der Primär- bzw. Sekundärwicklung ist und $M_{i,j}$ die Gegeninduktivität zwischen dem i-ten Segment der Primär- und dem j-ten Segment der Sekundärwicklung ist.

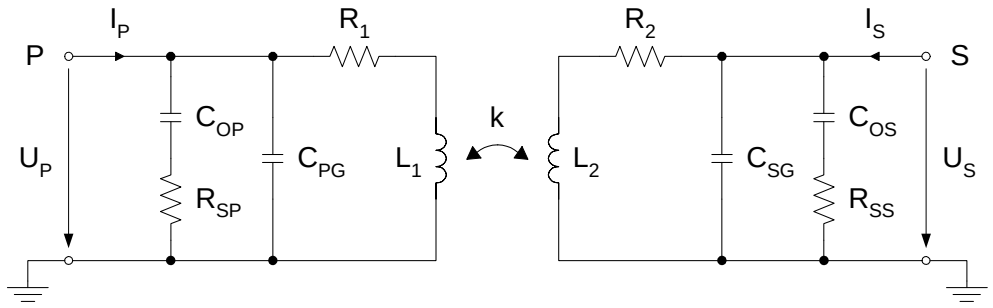


Abbildung 4.17: Vereinfachtes Modell eines integrierten Transformators bei symmetrischer Ansteuerung.

4.4 Modellanpassung für den Einsatz im Frequenzmischer

Integrierte Transformatoren sind mit einem schlechten Wirkungsgrad behaftet. Sie eignen sich somit nicht zur Übertragung von *Leistungen*. Der Einsatz eines integrierten Transformators ist hingegen zur Übertragung von *Strömen* sinnvoll[8], wenn die ihn treibende Stromquelle einen hohen differentiellen Ausgangswiderstand hat und wenn die sekundärseitig angeschlossene Last niederohmig ist [30], [31] (siehe auch Abschnitt 3.4.2). Diese Konstellation von Aus- und Eingangswiderstand findet man in einem HF-Empfänger nur zwischen der HF-Eingangsstufe und der Kommutierungsstufe des Mischers. Zur späteren analytischen Berechnung der Stromübertragung wird das Transformatormodell im folgenden an die Umgebung in einem Mischer (zwischen der HF-Eingangsstufe und der Kommutierungsstufe) angepaßt.

4.4.1 Modellvereinfachung bei differentiellem Betrieb

HF-Schaltungen sind zugunsten einer hohen Störsicherheit überwiegend differentieller Natur. Induktive und kapazitive Einkopplungen sowie Störungen im Substrat werden so weitestgehend unterdrückt. Wenn der Transformator

[8]In beiden Fällen wird das Produkt aus Strom und Spannung auf der Sekundärseite deutlich geringer als auf der Primärseite ausfallen. Im ersten Fall erfährt das zu übertragende Signal dabei eine Dämpfung, weil die Information in dem Produkt aus Strom und Spannung enthalten ist. Im zweiten Fall liegt die übertragene Information hingegen ausschließlich in der Amplitude des hochfrequenten Anteils des Sekundärstromes, die bei der in Abschnitt 3.4.2 beschriebenen Design-Methode aufgrund des Resonanzbetriebes des Transformators größer als die Amplitude des Primärstromes ist; es findet eine Signalverstärkung in der Stromdomäne statt.

differentiell betrieben wird, liegen die Mittelanzapfungen P_3 und S_3 auf konstantem Potential. In diesem Fall bleibt die Spannung über $C_{ox.prim}/2$ und $C_{ox.sec}/2$ konstant und es fließt kein Strom durch $C_{ox.prim}/2$ und $C_{ox.sec}/2$. Die Reihenschaltungen aus $C_{ox.prim}/2$ und $2R_{sub.prim}$ bzw. $C_{ox.sec}/2$ und $2R_{sub.sec}$ können entfallen. Der resultierende Schaltkreis ist symmetrisch und kann halbiert werden. Es ergibt sich das Modell in Abbildung 4.17. Die Elemente R_1 und L_1, bzw. R_2 und L_2 ergeben sich aus (4.5) und beschreiben die ohmschen Verluste sowie die Induktivität der Primär- bzw. der Sekundärwicklung mit

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{1}{2}R_{prim} & R_2 &= \frac{1}{2}R_{sec} \\ L_1 &= \frac{1}{2}L_{prim} & L_2 &= \frac{1}{2}L_{sec}\,. \end{aligned} \tag{4.43}$$

Unter Zuhilfenahme der Gegeninduktivität

$$M = \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{2}\sum_{j=3}^{4} k_{ij}\sqrt{L_{i.prim}L_{j.sec}} \tag{4.44}$$

läßt sich der Kopplungsfaktor

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \tag{4.45}$$

zwischen L_1 und L_2 berechnen. Die parasitären Kapazitäten C_{OP} und C_{OS} zwischen der Primär- bzw. der Sekundärwicklung und dem Substrat sowie die parasitären Substratwiderstände R_{SP} und R_{SS} berechnen sich zu

$$\begin{aligned} C_{OP} &= \frac{1}{4}C_{ox.prim} \\ C_{OS} &= \frac{1}{4}C_{ox.sec} \\ R_{SP} &= 4R_{sub.prim} \\ R_{SS} &= 4R_{sub.sec}\,. \end{aligned} \tag{4.46}$$

Aus der Kapazität $C_{prim.sec}$ zwischen der Primär- und der Sekundärwick-

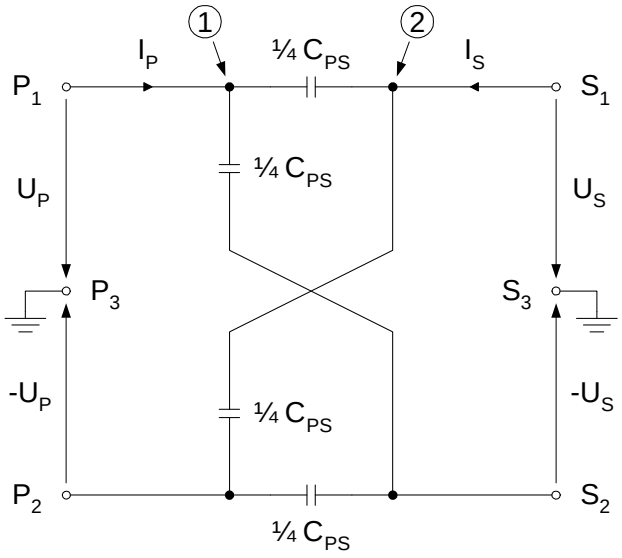


Abbildung 4.18: Kapazitäten zwischen der Primär- und der Sekundärwicklung.

lung läßt sich die primär- und die sekundärseitige Kapazität C_{PG} bzw. C_{SG} bestimmen. Man betrachte hierzu Abbildung 4.18. Die Aufstellung der Knotengleichungen für die Knoten *1* und *2* ergibt

$$I_P = \frac{1}{4} j\omega C_{prim.sec} \, (U_P - U_S) + \frac{1}{4} j\omega C_{prim.sec} \, (U_P + U_S)$$

$$I_S = \frac{1}{4} j\omega C_{prim.sec} \, (U_S - U_P) + \frac{1}{4} j\omega C_{prim.sec} \, (U_S + U_P) \; . \qquad (4.47)$$

Die Sekundärspannung U_S und die Primärspannung U_P sind über die Spannungsverstärkung

$$A_V = \frac{U_S}{U_P} \qquad (4.48)$$

des Transformators miteinander verknüpft. Setzt man (4.48) in (4.47) ein, so wird A_V eliminiert, und man erhält für den primär- und den sekundärseitigen

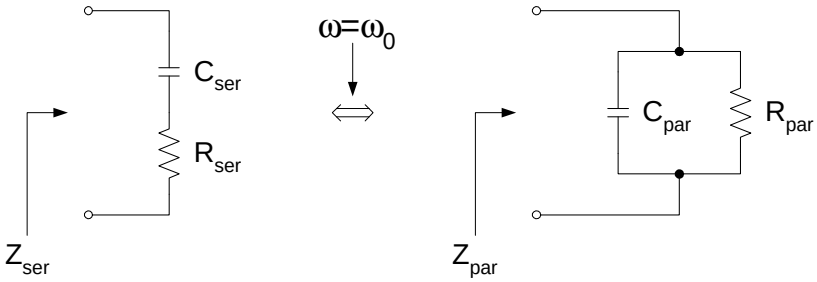


Abbildung 4.19: Umwandlung der Serienschaltung aus R_{ser} und C_{ser} in eine Parallelschaltung aus R_{par} und C_{par}.

Blindwiderstand

$$jX_P = \frac{U_P}{I_P} = \frac{1}{j\omega C_{PG}} = \frac{2}{j\omega C_{prim.sec}}$$

$$jX_S = \frac{U_S}{I_S} = \frac{1}{j\omega C_{SG}} = \frac{2}{j\omega C_{prim.sec}}\,. \tag{4.49}$$

Die daraus resultierende Primär- bzw. Sekundärkapazität berechnet sich zu

$$C_{PG} = C_{SG} = \frac{1}{2} C_{prim.sec}\,. \tag{4.50}$$

Zur weiteren Vereinfachung des Modells können die Serienschaltungen aus C_{OP} und R_{SP} bzw. C_{OS} und R_{SS} in äquivalente Parallelschaltungen umgewandelt werden. Diese Äquivalenz ist nur in der Umgebung einer bestimmten Frequenz ω_1 gültig. Dies stellt hier jedoch keinen Nachteil dar, da die Gültigkeit des Modells bei nur einer einzigen Frequenz, der ersten Resonanzfrequenz ω_1 des Transformators, gefordert ist. Das Prinzip der Umwandlung verdeutlicht Abbildung 4.19. Hier wird die Serienschaltung aus einem Widerstand R_{ser} und einer Kapazität C_{ser} durch eine Parallelschaltung aus einem Widerstand R_{par} und einer Kapazität C_{par} ersetzt. Die Umwandlung erfolgt durch Gleichsetzen der Real- und der Imaginärteile der Impedanzen Z_{ser} und Z_{par} der Serien- bzw. Parallelschaltung aus Abbildung 4.19 mit

$$Z_{ser} = R_{ser} + \frac{1}{j\omega_1 C_{ser}}$$

$$Z_{par} = \frac{R_{par}}{1 + j\omega_1 R_{par} C_{par}}\,. \tag{4.51}$$

Da die Güten

$$Q_{ser} = \frac{1}{\omega_1 R_{ser} C_{ser}}$$

$$Q_{par} = \omega_1 R_{par} C_{par} \tag{4.52}$$

beider Schaltungen gleich sind, ergeben sich die Elemente der äquivalenten Parallelschaltungen mit

$$Q_{ser} = Q_{par} = Q \tag{4.53}$$

zu

$$R_{par} = R_{ser}\left(Q^2 + 1\right)$$

$$C_{par} = C_{ser}\frac{Q^2}{Q^2 + 1}\,. \tag{4.54}$$

Mit (4.54) können nun die äquivalenten Parallelschaltungen für die Serienschaltungen aus C_{OP} und R_{SP} bzw. C_{OS} und R_{SS} der Sekundär- bzw. der Primärseite des Transformators bestimmt werden. Sie ergeben sich zu

$$R'_{SP} = R_{SP}\left(1 + Q_P^2\right)$$

$$C'_{OP} = C_{OP}\,\frac{Q_P^2}{1 + Q_P^2}$$

$$R'_{SS} = R_{SS}\left(1 + Q_S^2\right)$$

$$C'_{OS} = C_{OS}\,\frac{Q_S^2}{1 + Q_S^2} \tag{4.55}$$

mit

$$Q_P = \frac{1}{\omega_1 R_{SP} C_{OP}}$$

$$Q_S = \frac{1}{\omega_1 R_{SS} C_{OS}}\,. \tag{4.56}$$

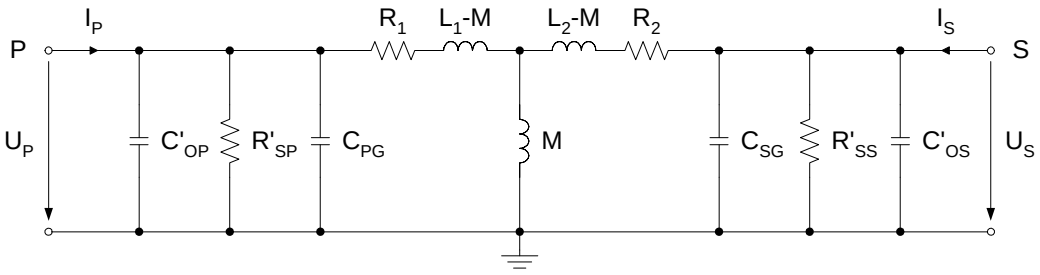


Abbildung 4.20: Vereinfachtes Modell eines integrierten Transformators bei symmetrischer Ansteuerung. Die Serienschaltungen von Widerständen und Kondensatoren wurden in Parallelschaltungen umgewandelt.

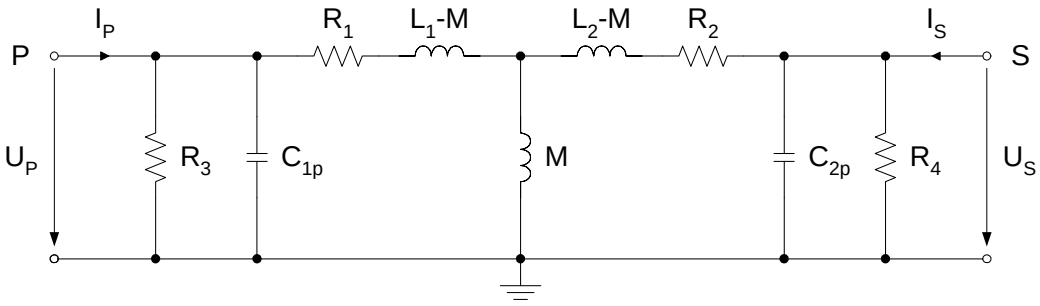


Abbildung 4.21: Vereinfachtes Modell eines integrierten Transformators bei symmetrischer Ansteuerung. Die parasitären Kapazitäten wurden zusammengefaßt.

Für den integrierten Transformator ergibt sich das Modell in Abbildung 4.20. Die Kopplung zwischen der Primär- und der Sekundärinduktivität wurde hier in einer zu Abbildung 4.17 äquivalenten Darstellung ausgedrückt, bei der die Gegeninduktivität M anstelle des Kopplungsfaktors k verwendet wird. Die parasitären Kapazitäten der Primär- und der Sekundärseite können zu C_{1p} und C_{2p} mit

$$C_{1p} = C'_{OP} + C_{PG}$$

$$C_{2p} = C'_{OS} + C_{SG} \tag{4.57}$$

zusammengefaßt werden. Man erhält das Modell in Abbildung 4.21, das nun für die Berechnung der Stromverstärkung verwendet werden kann. Die Bezeichnungen der äquivalenten Parallel-Substratwiderstände R'_{SP} und R'_{SS} wurden zugunsten einer einfacheren Notation durch die Bezeichnungen R_3

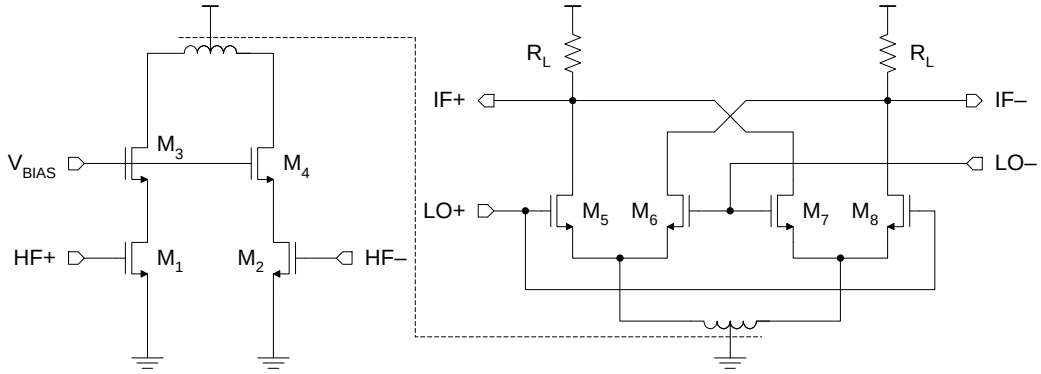


Abbildung 4.22: Stromkopplung zwischen HF-Eingangsstufe und Kommutierungsstufe mit einem Transformator [30], [31].

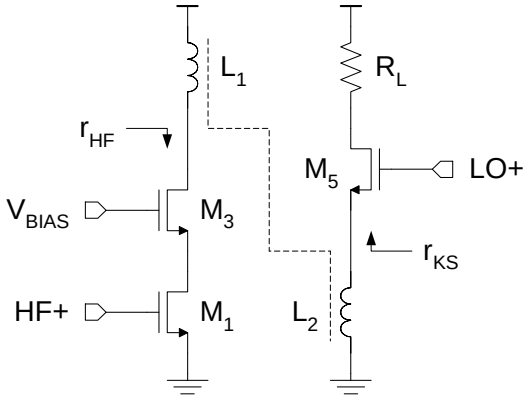


Abbildung 4.23: Eine Hälfte des Mischers während der positiven Phase des LO-Signals [30], [31].

und R_4 ersetzt. Bei differentieller Ansteuerung des Transformators und der Beschränkung auf eine einzige Frequenz bzw. einen sehr kleinen Frequenzbereich, ist dieses sehr einfache Modell äquivalent zu dem in Abbildung 4.7.

4.4.2 Transformatorbasierter Abwärtsmischer

Abbildung 4.22 zeigt einen Frequenzmischer, bei dem die HF-Eingangsstufe über einen integrierten Transformator mit der Kommutierungsstufe gekoppelt ist [30], [31]. Während der positiven Phase des LO-Signals sind die Transistoren M_6 und M_7 ausgeschaltet. Sie können gedanklich aus Abbildung 4.22 entfernt werden. Die resultierende Schaltung ist symmetrisch. Abbildung 4.23 zeigt eine Hälfte des Mischers während der positiven Phase des LO-Signals.

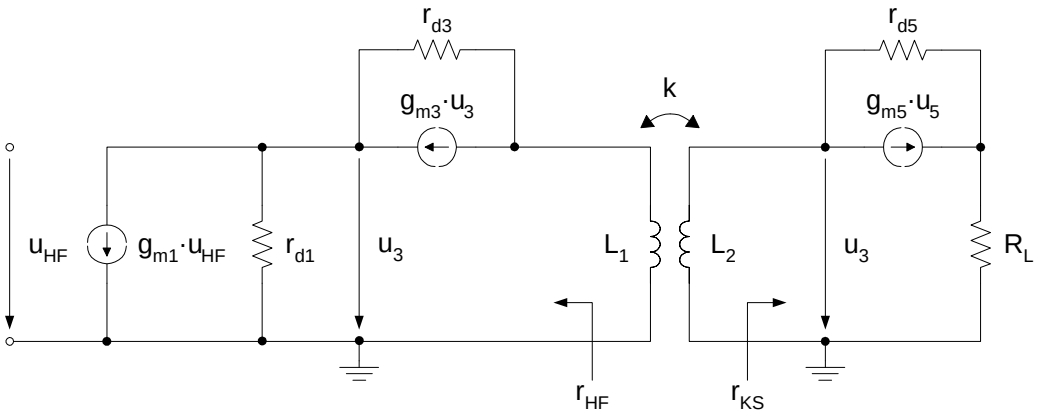


Abbildung 4.24: Kleinsignal-Ersatzschaltbild des Mischers während der positiven Phase des LO-Signals [30], [31].

In Abbildung 4.24 ist das dazugehörige Kleinsignal-Ersatzschaltbild gezeigt. Mit Hilfe von Maschen- und Knotengleichungen können der differentielle Ausgangswiderstand r_{HF} der HF-Eingangsstufe und der differentielle Eingangswiderstand r_{KS} der Kommutierungsstufe zu

$$r_{HF} = r_{d1} r_{d3} g_{m3} + r_{d1} + r_{d3} \approx r_{d1} r_{d3} g_{m3}$$

$$r_{KS} = \frac{r_{d5} + R_L}{1 + g_{m5} r_{d5}} \approx \frac{1}{g_{m5}} \tag{4.58}$$

berechnet werden. Mit

$$i_{HF} = g_{m1} u_{HF} \tag{4.59}$$

ergibt sich das vereinfachte Kleinsignal-Ersatzschaltbild in Abbildung 4.25. Wenn man den Transformator in Abbildung 4.25 durch das Modell aus Abbildung 4.21 ersetzt, erhält man ein Kleinsignal-Ersatzschaltbild (Abbildung 4.26), für das nun leicht Maschen- und Knotengleichungen zur Berechnung der inhärenten Stromverstärkung $A_i = i_{HF}/i_{KS}$ des Mischers aufgestellt werden können. Die Stromverstärkung ist frequenzabhängig. Ihre Berechnung ist nicht trivial.

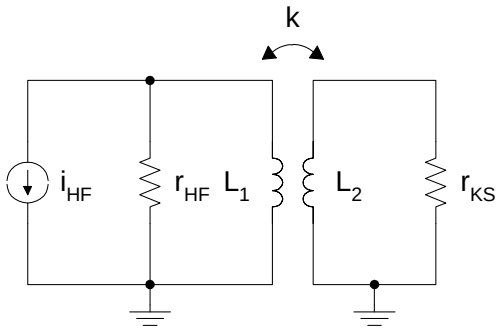


Abbildung 4.25: Vereinfachtes Kleinsignal-Ersatzschaltbild des Mischers während der positiven Phase des LO-Signals.

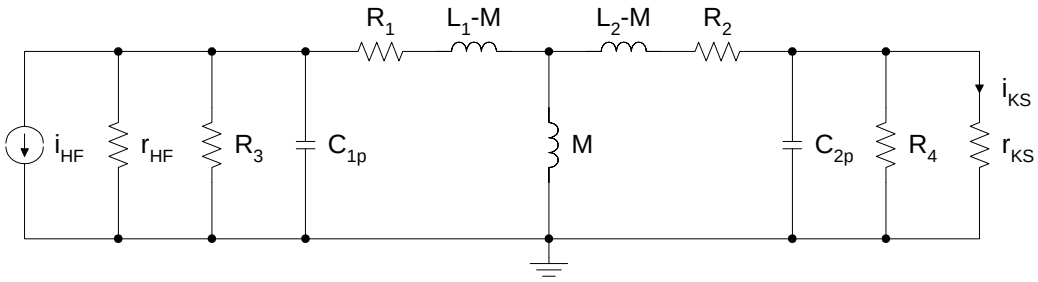


Abbildung 4.26: Vereinfachtes Kleinsignal-Ersatzschaltbild des Mischers während der positiven Phase des LO-Signals mit äquivalenter Darstellung des Transformators.

4.5 Design-Methode zur Erzielung einer hohen Stromverstärkung

Für den erfolgreichen Einsatz integrierter Transformatoren ist es unerläßlich, das Verhalten dieser induktiven Bauelemente analytisch bestimmen zu können. In [47] wird eine Methode zur Berechnung von Übertragungsfunktionen beliebiger *verlustfreier* LC-Netzwerke und *verlustfreier* Transformatoren vorgestellt. Die Leitungs- und die Substratverluste sowie der Einfluß parasitärer Kapazitäten bleiben bei den Betrachtungen in [47] unberücksichtigt. In [31] wird ein Ansatz zur Ermittlung der Stromverstärkung von integrierten Transformatoren vorgestellt, der bereits die *Leitungsverluste* einbezieht. Bisher existiert in der Literatur jedoch keine geschlossene Lösung für die Stromverstärkung eines integrierten Transformators, die *alle* relevanten Verluste, wie Leitungs- und Substratverluste und auch die parasitären Kapazitäten, berücksichtigt.

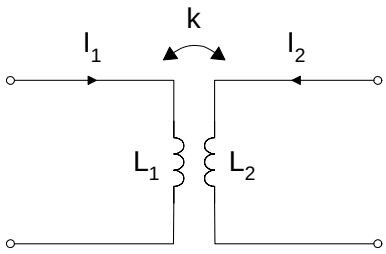


Abbildung 4.27: Transformator mit Primär- und Sekundärinduktivität.

In Kapitel 5 wird nun erstmals eine analytische Berechnung der Stromverstärkung von integrierten Transformatoren unter Berücksichtigung der Leitungs- und Substratverluste und der parasitären Kapazitäten durchgeführt. Bevor die analytische Berechnung der Stromverstärkung eines integrierten Transformators in dem Umfeld eines Frequenzmischers in Kapitel 5 durchgeführt werden wird, gibt *dieser* Abschnitt einen Einblick in die Methodik, mit der eine hohe Stromverstärkung integrierter Transformatoren erzielt werden kann, und er zeigt die dabei zu überwindenden Hindernisse auf. Außerdem wird eine Optimierungsmethode vorgestellt, mit der in wenigen einfachen Schritten aus den Meßdaten einer charakterisierten Spulenbibliothek – notfalls auch aus simulierten Werten – ein Transformator mit optimalem Windungsverhältnis und optimalen Induktivitätswerten für Primär- und Sekundärwicklung entworfen werden kann. Es wird deutlich werden, daß nur kleine Induktivitäten zur Realisierung integrierter Transformatoren verwendet werden können, bevor Eigenresonanz auftritt. Mit kleinen Induktivitätswerten sind aufgrund des endlichen Ausgangswiderstandes der als Stromquelle fungierenden HF-Eingangsstufe und des verhältnismäßig großen Eingangswiderstandes der als Stromsenke arbeitenden Kommutierungsstufe keine hohen Stromverstärkungen möglich. Erst wenn der Transformator in Resonanz versetzt wird und die Ausgangs- bzw. Eingangsimpedanz der HF-Eingangsstufe und der Kommutierungsstufe berücksichtigt werden, können hohe Stromverstärkungen erzielt werden.[9] Dieser Abschnitt verdeutlicht hierbei auch den Einfluß parasitärer Kapazitäten und zeigt die Bedeutung des Resonanzbetriebes von integrierten Transformatoren *qualitativ* auf.

[9]Vergleiche Abschnitt 3.4.2.

4.5.1 Stromübertragung mit Transformatoren

Abbildung 4.27 zeigt einen Transformator mit den Induktivitäten L_1 und L_2 der Primär- bzw. der Sekundärwicklung. Die in den Wicklungen fließenden Ströme sind mit I_1 und I_2 bezeichnet. Aufgrund der magnetischen Verkopplung der beiden Induktivitäten ruft eine Änderung des primärseitigen Stromes I_1 eine Änderung des sekundärseitigen Stromes I_2 hervor. Mit einem Transformator lassen sich auf diese Weise Wechselströme übertragen. Das Verhältnis der Ströme I_2/I_1 ist gleich dem Verhältnis der Windungszahlen N_1/N_2 von Primär- und Sekundärwicklung [48], mit

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{N_1}{N_2}\,. \tag{4.60}$$

Die Induktivität einer Spule ist proportional zum Quadrat ihrer Windungszahl. Das Windungsverhältnis N beider Wicklungen kann somit durch

$$N = \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \tag{4.61}$$

definiert werden. Bezieht man den Grad der magnetischen Verkopplung beider Induktivitäten mit ein, erhält man für die Stromverstärkung des Transformators

$$A_i = \frac{I_2}{I_1} = k\sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = kN\,. \tag{4.62}$$

Für eine hohe Stromverstärkung ist also ein Transformator mit einem hohen Kopplungsfaktor, einer großen Primär- und einer kleinen Sekundärinduktivität erforderlich. Die Induktivitäten des integrierten Transformators verhalten sich aufgrund ihrer parasitären Kapazitäten wie Parallelschwingkreise, die bei einer bestimmten Frequenz in Resonanz gehen.[10] Oberhalb der Resonanzfrequenz dominieren die schlechten kapazitiven Eigenschaften des Transformators; die Güte der parasitären Kapazitäten, die zwischen dem verlustbehafteten Substrat und den Transformatorwicklungen bestehen, ist gering. Die Signalfrequenz sollte daher so gewählt werden, daß sie unterhalb der Resonanzfrequenz liegt. Den Größen der Induktivitäten integrierter

[10] In der CMOS-Technologie *C11n* hat eine integrierte Spule von beispielsweise 10 nH eine Eigenresonanzfrequenz von ca. 2.5 GHz.

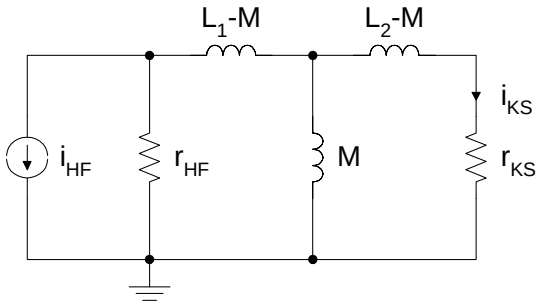


Abbildung 4.28: Kopplung der HF-Eingangsstufe und der Kommutierungsstufe eines Mischers mit Hilfe eines integrierten Transformators.

Transformatoren sind somit Grenzen gesetzt, und man kann vermuten, daß (4.62) nicht für beliebig kleine Induktivitätswerte von Primär- und Sekundärwicklung gelten wird.

4.5.2 Stromkopplung im Frequenzmischer

Die Problematik der kleinen Induktivitätswerte wird deutlich, wenn man das vereinfachte Kleinsignal-Ersatzschaltbild der Abbildung 4.28 heranzieht, um die Stromverstärkung eines integrierten Transformators zu berechnen, die sich ergibt, wenn der Transformator innerhalb eines Mischers zur Stromkopplung zwischen der HF-Eingangsstufe und der Kommutierungsstufe eingesetzt wird. Die parasitären Elemente des Transformators, der HF-Eingangsstufe und der Kommutierungsstufe bleiben darin zunächst unberücksichtigt. Ihr Einfluß wird in Kapitel 5 wieder aufgegriffen. Wie in Abbildung 4.26, wird die HF-Eingangsstufe des Mischers auch in Abbildung 4.28 durch eine Stromquelle i_{HF} mit dem Innenwiderstand r_{HF} nachgebildet, und die Kommutierungsstufe wird durch den Widerstand r_{KS} modelliert. Der Transformator besteht aus der Primärinduktivität L_1 und der Sekundärinduktivität L_2.[11] Nimmt man einen unendlich großen Wert für den Ausgangswiderstand r_{HF} der HF-Eingangsstufe an und stellt die Übertragungsfunktion

$$A_i(s) = \frac{i_{KS}(s)}{i_{HF}(s)} = \frac{kNsL_1}{sL_1 + N^2 r_{KS}} \tag{4.63}$$

[11] Der Kopplungsfaktor k und die Gegeninduktivität M können mit Hilfe von (4.45) ineinander umgerechnet werden.

mit

$$s = j\omega = j2\pi f \tag{4.64}$$

auf, so erkennt man, daß (4.62) nur für

$$|sL_1| \gg N^2 r_{KS} \tag{4.65}$$

gültig ist, wobei ω die Kreisfrequenz und f die Frequenz ist. Ungleichung (4.65) ist erfüllt und das Ergebnis von (4.63) nähert sich dem von (4.62) an, sobald der Blindwiderstand sL_1 der Primärinduktivität groß gegenüber dem Wert des auf die Primärseite transformierten Eingangswiderstandes $N^2 r_{KS}$ der Kommutierungsstufe ist. Die Stromverstärkung sinkt ab, wenn (4.65) verletzt wird. Da der Blindwiderstand der Primärinduktivität durch die relativ geringe Resonanzfrequenz nach oben hin begrenzt wird, ist für eine hohe Stromverstärkung nach (4.63) eine Kommutierungsstufe mit einem kleinen Eingangswiderstand nötig. Der Eingangswiderstand der Kommutierungsstufe ist nach (4.58) antiproportional zur Steilheit

$$g_m = \sqrt{2\frac{W}{L}\mu C_{ox} I_D} \tag{4.66}$$

der Transistoren der Kommutierungsstufe. Hierin ist μ die Beweglichkeit der Elektronen bzw. Löcher, C_{ox} ist die Oxydkapazität pro Fläche, W und L sind die Weite und die Länge des Transistors und I_D ist der Drain-Strom des Transistors (siehe auch Abschnitt 2.2.2). Für eine hohe Steilheit (und damit eine hohe Stromverstärkung) wäre entweder ein hoher Drain-Strom oder eine große Weite der Transistoren der Kommutierungsstufe nötig. Ein zu hoher Drain-Strom würde aber eine hohe Verlustleistung und einen großen Spannungsabfall an den Lastwiderständen der Kommutierungsstufe verursachen, welcher bei kleiner Versorgungsspannung unbedingt zu vermeiden ist. Eine zu große Weite würde eine große kapazitive Last für den lokalen Oszillator darstellen, so daß die Steilheit der Transistoren der Kommutierungsstufe nicht beliebig groß dimensioniert werden kann. Beispielsweise ergibt sich bei einem Verhältnis von $W/L = 100\,\mu\text{m}/120\,\text{nm}$ und einem Drain-Strom von 1.25 mA eine Steilheit von 20 mS.[12] Der Eingangswiderstand der Kommutierungsstufe berechnet sich dann aus (4.58) zu 50 Ω. Eine Spule von 10 nH hat bei

[12] Simulierter Wert für einen Standard NMOS-Transistor in der Technologie *C11n* unter der Bedingung $V_{DS} = 0.6\,\text{V}$ und $V_{BS} = 0\,\text{V}$.

einer Signalfrequenz von 2 GHz einen Blindwiderstand von ca. 126 Ω.[13] Ungleichung (4.65) ist praktisch für integrierte Transformatoren nicht erfüllbar, und anstelle von (4.62) muß (4.63) zur Berechnung der Stromverstärkung herangezogen werden.

Aus (4.63) ist ersichtlich, daß es für eine gegebene Signalfrequenz ω_1 ein optimales Windungsverhältnis N_{opt} zur Erzielung einer maximalen Stromverstärkung A_{max} geben muß, denn für $N \to 0$ und für $N \to \infty$ ist die Stromverstärkung $A_i = 0$, und dazwischen ist sie positiv. Bildet man die erste Ableitung von

$$|A_i(s = j\omega_1)| = \frac{kN\omega_1 L_1}{\sqrt{\omega_1^2 L_1^2 + N^4 r_{KS}^2}} \tag{4.67}$$

nach N, erhält man

$$\frac{\partial}{\partial N}|A_i(s = j\omega_1)| = \frac{k\omega_1 L_1(\omega_1^2 L_1^2 - N^4 r_{KS}^2)}{\sqrt{(\omega_1^2 L_1^2 + N^4 r_{KS}^2)^3}}\,. \tag{4.68}$$

An der Stelle des Maximums ist die erste Ableitung Null,[14] und das optimale Windungsverhältnis ergibt sich zu

$$N_{opt} = \sqrt{\frac{\omega_1 L_1}{r_{KS}}}\,. \tag{4.69}$$

Wenn man (4.69) wieder in (4.63) einsetzt, erhält man die maximale Stromverstärkung

$$A_{i.max} = k\sqrt{\frac{\omega_1 L_1}{2r_{KS}}}\,. \tag{4.70}$$

Bei einem realistischen Kopplungsfaktor von $k = 0.8$ und einer Primärinduktivität von $L_1 = 9\,\text{nH}$ ergibt sich in obigem Beispiel ($g_m = 20\,\text{mS}$ bzw.

[13] Ihre Resonanzfrequenz liegt in der verwendeten CMOS-Technologie bei etwa 2.5 GHz.

[14] Das Verschwinden der 1. Ableitung ist eine notwendige Bedingung für ein lokales Maximum oder Minimum. Als hinreichende Bedingung muß außerdem gelten, daß die 2. Ableitung kleiner bzw. größer Null für ein Maximum bzw. ein Minimum ist. Die 2. Ableitung ist hier kleiner Null.

$r_{KS} \approx 50\,\Omega$) für eine Frequenz von $f_1 = 2\,\mathrm{GHz}$ eine maximale Stromverstärkung von $A_{i.max} = 0.85$.[15] Selbst wenn man die Steilheit der Transistoren der Kommutierungsstufe auf 40 mS verdoppeln würde, ergäbe sich für die maximale Stromverstärkung nur ein Wert von $A_{i.max} = 1.2$.[16] Berücksichtigte man nun auch noch den endlichen Ausgangswiderstand der HF-Eingangsstufe, die Verluste in den Leitungen der Wicklungen und die im Substrat, würden weitaus geringere Werte, als die von (4.70) vorausgesagten, zu erwarten sein.

4.5.3 Qualitative Betrachtung der Stromverstärkung

Der vorangegangene Abschnitt hat gezeigt, daß Transformatoren mit sehr kleinen Induktivitäten erst bei sehr hohen Frequenzen oder sehr kleinen Lastwiderständen eine Stromverstärkung aufweisen, nämlich dann, wenn (4.65) erfüllt ist. Die Frequenz wird dabei von der Eigenresonanzfrequenz des Transformators begrenzt, so daß hohe Stromverstärkungen nach (4.70) nur durch einen geringen Lastwiderstand, und im Falle eines Mischers, nur durch einen geringen Eingangswiderstand der Kommutierungsstufe zu erzielen sind. Für den Einsatz eines integrierten Transformators in einem Mischer müssten die Transistoren der Kommutierungsstufe daher eine hohe Steilheit aufweisen. Dies würde zu einer hohen Verlustleistung, einer großen kapazitiven Belastung des lokalen Oszillators (und damit zu einer weiteren Erhöhung der Verlustleistung) und der Forderung nach einer hohen Betriebsspannung (aufgrund des hohen Spannungsabfalles an den Lastwiderständen) führen. Für mobile Anwendungen sind gerade diese Dinge zu vermeiden.

Die Stromverstärkung nach (4.63) hat eine Nullstelle und eine Polstelle. Sie zeigt damit Hochpaßverhalten. Die Grenzfrequenz liegt bei

$$\omega_g = \frac{N^2 r_{KS}}{L_1}\,. \tag{4.71}$$

Sie fällt bei optimalem Windungsverhältnis ($N = N_{opt}$) nach (4.69) mit der Signalfrequenz ω_1 zusammen. Der Wert von (4.63) liegt damit immer um 3 dB unter dem von (4.62).[17] Hierin wird noch einmal das Problem integrierter Transformatoren deutlich: Bevor der Blindwiderstand der Primärwicklung

[15] Die Induktivität der Primärwicklung wurde in diesem Beispiel so gewählt, daß die Signalfrequenz deutlich unterhalb der Eigenresonanzfrequenz liegt. Bei höheren Frequenzen ist sie entsprechend kleiner zu wählen.

[16] Das Produkt aus Drain-Strom I_D und Weite W müßte dafür um ca. das vierfache erhöht werden!

[17] Sobald (4.65) erfüllt ist, geht (4.63) in (4.62) über, und die Stromverstärkung ist

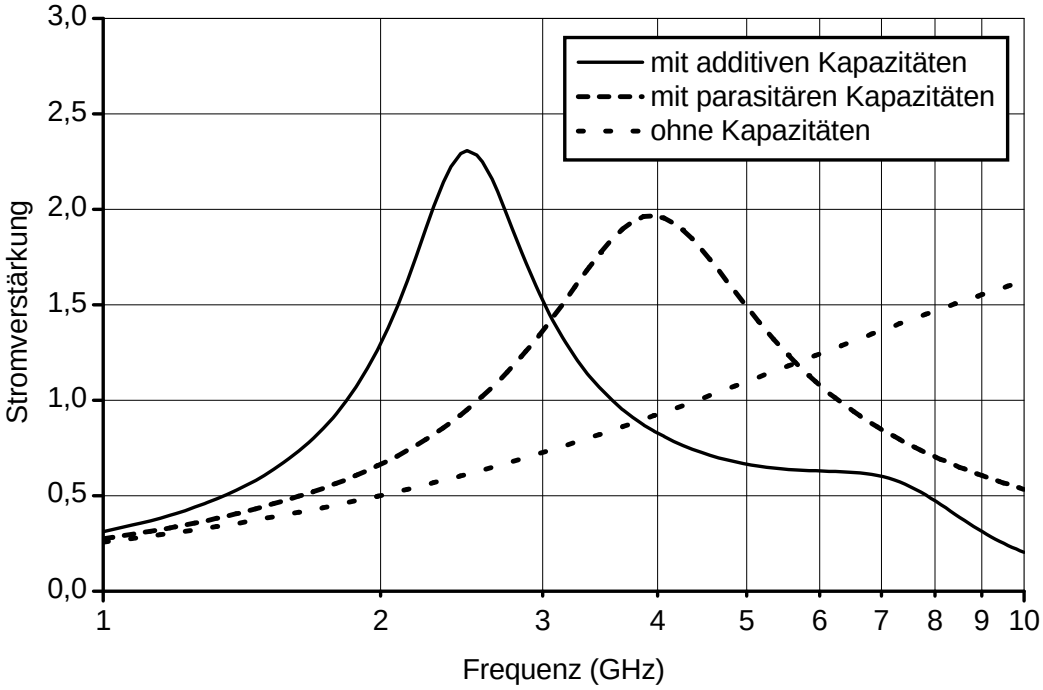


Abbildung 4.29: Stromverstärkung eines Transformators mit und ohne parasitäre und zusätzliche Kapazitäten.

zur Erzielung einer hohen Stromverstärkung groß genug werden kann, ist bereits die Eigenresonanzfrequenz des Transformators erreicht, und ein großer Teil des HF-Signals wird über die parasitären Kapazitäten der Transformatorwicklungen in das verlustbehaftete Substrat eingekoppelt.

Gleichzeitig liegt hierin aber auch die Lösung des Problems, denn wird der Resonanzfall durch additive Kapazitäten hoher Güte hervorgerufen, findet eine Anhebung der Stromverstärkung in Resonanz statt. Physikalisch ist die Anhebung der Stromverstärkung durch den größeren äquivalenten Parallelwiderstand des Primärschwingkreises zu erklären, der sich im Resonanzfall ergibt.[18] Der äquivalente Parallelwiderstand ist umso größer, je höher die Güte des Schwingkreises ist. Dieser Effekt kann gezielt ausgenutzt werden, indem die Resonanzfrequenz des Transformators auf die Signalfrequenz abgestimmt wird. Die Abstimmung erfolgt mit zusätzlichen Kapazitäten hoher Güte, die der Primär- und der Sekundärwicklung des Transformators parallelgeschal-

gleich dem Produkt aus Kopplungsfaktor und Windungsverhältnis. Das Windungsverhältnis kann dabei jeden beliebigen Wert annehmen.

[18]Der äquivalente Parallelwiderstand des Primärschwingkreises ist größer als der Blindwiderstand sL_1 der Primärinduktivität. Damit ist (4.65) leichter zu erfüllen.

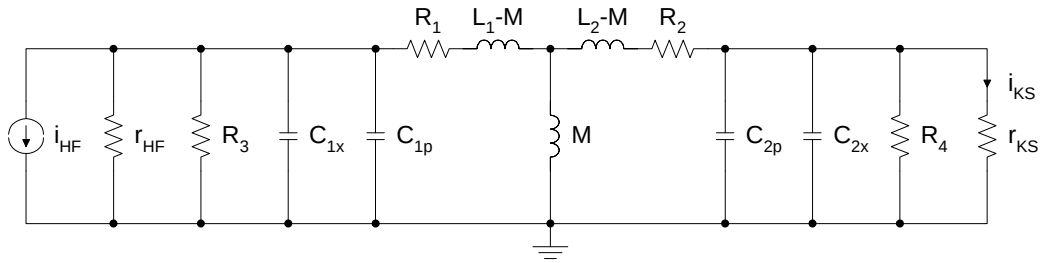


Abbildung 4.30: Der Transformator wird durch die zusätzlichen Kapazitäten C_{1x} und C_{2x} in Resonanz versetzt und auf die Signalfrequenz abgestimmt.

tet werden. Die Stromverstärkung ist dabei höher, als sie es wäre, wenn man anstelle eines integrierten Transformators mit zusätzlichen Kapazitäten hoher Güte einen verwenden würde, dessen Eigenresonanzfrequenz aufgrund größerer Induktivitäten bei der Signalfrequenz läge. Das liegt daran, daß die parasitären Kapazitäten des Transformators aufgrund des verlustbehafteten Substrates eine viel schlechtere Güte aufweisen.

Zur Veranschaulichung dieser Methode zeigt Abbildung 4.29 den simulierten Verlauf der Stromverstärkung eines integrierten Transformators. Den Simulationen liegt das Kleinsignal-Ersatzschaltbild der Abbildung 4.26 zugrunde.[19] Die gepunktete Kurve zeigt den Verlauf der Stromverstärkung gemäß (4.67) für den theoretischen Fall, daß die parasitären Transformatorkapazitäten vernachlässigbar, und auch keine zusätzlichen Kapazitäten vorhanden sind. In der zur gestrichelten Kurve zugehörigen Übertragungsfunktion werden nur die parasitären Kapazitäten berücksichtigt. Die durchgezogene Kurve spiegelt den soeben geschilderten Fall wieder, bei dem die Resonanzfrequenz durch zusätzliche Kapazitäten, die der Primär- und der Sekundärwicklung des Transformators parallelgeschaltet werden, zur Signalfrequenz hin verschoben wird.

4.5.4 Resonanzbetrieb des integrierten Transformators

Zur Erzielung einer hohen Stromverstärkung muß der Transformator in Resonanz betrieben werden. Das erfolgt durch die zusätzlichen Kapazitäten C_{1x} und C_{2x}, durch die der Transformator in Resonanz versetzt, und auf die Si-

[19] Für die Simulationen wurde ein 3:1-Transformator (Windungsverhältnis $N = 3$) mit einer Primärinduktivität von $L_1 \approx 9\,\mathrm{nH}$ entworfen. Mit Hilfe des Programms *FastTrafo* der Infineon Technologies AG konnten die Elemente des Transformatormodells (Abbildung 4.7) aus den geometrischen Abmessungen dieses Transformators extrahiert werden, und so für die Berechnung der Kurven in Abbildung 4.29 herangezogen werden.

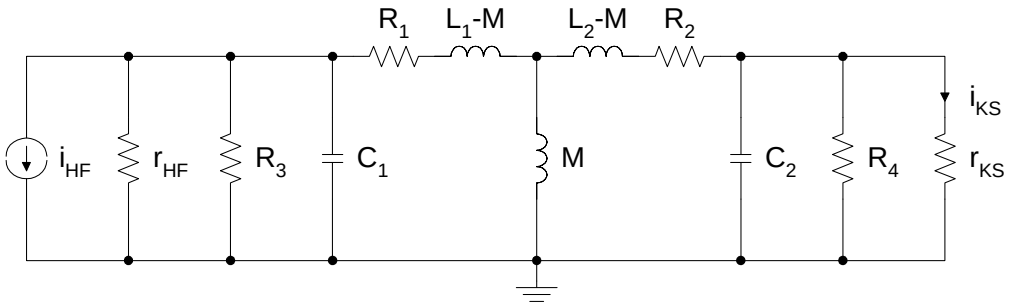


Abbildung 4.31: Zusammenfassung der parasitären und der zusätzlichen Kapazitäten.

gnalfrequenz abgestimmt wird. Fügt man diese zusätzlichen Kondensatoren in das Kleinsignal-Ersatzschaltbild der Abbildung 4.26 ein, so ergibt sich das Kleinsignal-Ersatzschaltbild der Abbildung 4.30. Die parasitären Kapazitäten C_{1p} und C_{2p} und die zusätzlichen Kapazitäten C_{1x} und C_{2x} der Primär- und der Sekundärseite des Transformators lassen sich zu den Gesamtkapazitäten

$$C_1 = C_{1p} + C_{1x}$$

$$C_2 = C_{2p} + C_{2x} \tag{4.72}$$

zusammenfassen. Damit ergibt sich das Kleinsignal-Ersatzschaltbild der Abbildung 4.31.

Zur Verschiebung der Resonanzfrequenz können für C_{1x} bzw. C_{2x} MIM-Kondensatoren[20] eingesetzt werden. Sie haben eine hohe Kapazität pro Fläche und weisen aufgrund ihrer sehr kleinen parasitären Substratkapazität eine sehr hohe Güte auf. Stehen keine MIM-Kondensatoren zur Verfügung, können auch die Metallisierungsebenen des Prozesses verwendet werden. Sie haben aufgrund ihres größeren Abstandes zueinander eine kleinere Kapazität pro Fläche und dadurch eine größere parasitäre Substratkapazität. Die parasitäre Substratkapazität ist über das verlustbehaftete Substrat mit dem Masseanschluß verbunden und setzt dadurch die Güte herab (Abbildung 4.32a). Dies kann durch eine Massefläche unterhalb der Kapazitäten verhindert werden (Abbildung 4.32b). Die zusätzlichen Kapazitäten C_{1x} bzw. C_{2x} setzen sich *jeweils* aus zwei gleichgroßen Einzelkapazitäten (in Abbildung 4.32 $C_{Metal.1}$ und $C_{Metal.2}$) zusammen, die aus Symmetriegründen antiparallel miteinander

[20] *Metal Insulator Metal Capacitor.*

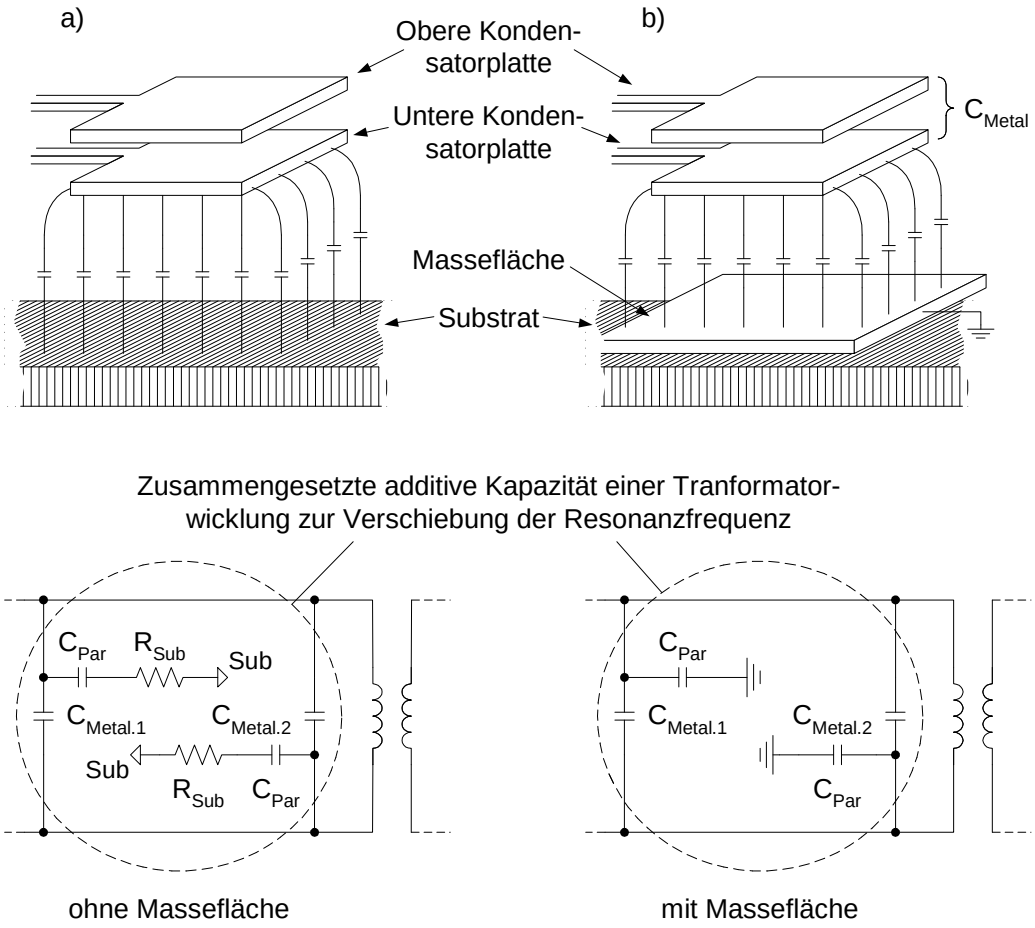


Abbildung 4.32: Erhöhung der Güte von Intermetallisierungskapazitäten.

verschaltet sind. Die zwangsläufige Erhöhung der parasitären Kapazitäten, hervorgerufen durch das Einfügen der Massefläche, wirkt hier nicht störend, da diese Kapazitäten zwischen zwei metallischen Leitern und einem isolierenden Dielektrikum gebildet werden und ihre Güten nun ebenfalls sehr hoch sind. Ihr Wert muß jedoch berücksichtigt werden.

Prinzipiell könnte die Güte der parasitären Kapazitäten der Transformatorwicklungen in ähnlicher Weise erhöht werden. Eine Massefläche darf an dieser Stelle jedoch nicht verwendet werden, da die in ihr induzierten Ströme in Wärmeenergie umgesetzt würden, und damit nur auf andere Art und Weise die Güte reduzierten. Stattdessen kann die in Abbildung 4.33 gezeigte Struktur zur Abschirmung verwendet werden. Ein durch Induktion hervorgerufener Stromfluß ist hier nicht möglich [49]. Der Wert der Kapazität zwischen den Transformatorwicklungen und der Abschirmung ist jedoch nicht

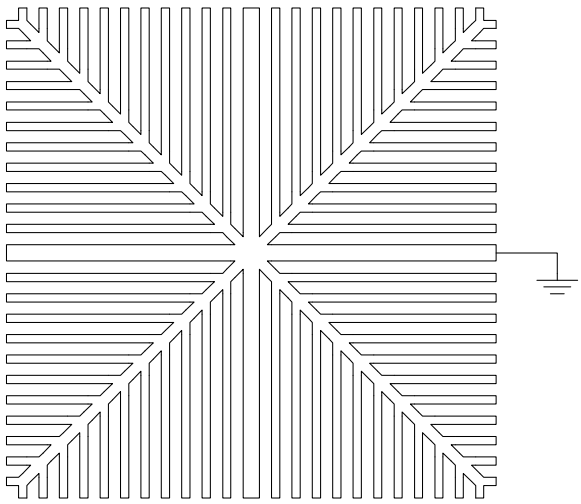


Abbildung 4.33: Erhöhung der Güte von Transformatorkapazitäten [49].

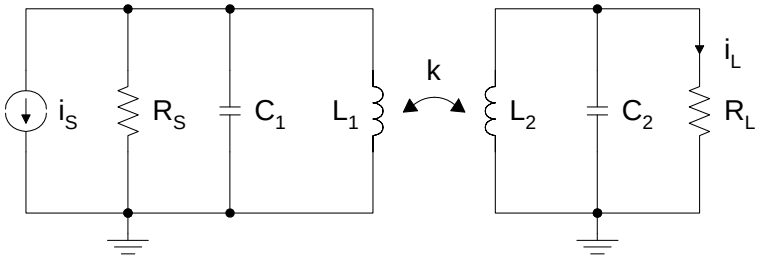


Abbildung 4.34: Gekoppelter Oszillator.

leicht bestimmbar. Aufgrund des geringen Abstandes zwischen Abschirmung und Transformator wird dessen Resonanzfrequenz herabgesetzt.

4.5.5 Bestimmung der Resonanzfrequenzen

Die zusammengesetzten Kapazitäten C_1 und C_2 bilden zusammen mit den Induktivitäten L_1 und L_2 des Transformators einen gekoppelten Oszillator mit zwei Resonanzfrequenzen. Eine Methode zur Bestimmung der beiden Resonanzfrequenzen findet man in [47] und [50]: Vernachlässigt man die ohmschen Verluste R_1 und R_2 der Windungen sowie die Substratverluste R_3 und R_4 des Kleinsignal-Ersatzschaltbildes in Abbildung 4.31, so ergibt sich der gekoppelte Oszillator in Abbildung 4.34, dessen Anregung bzw. Dämpfung durch die Stromquelle i_S bzw. die Widerstände R_S und R_L erfolgt. Die beiden

Resonanzfrequenzen errechnen sich nach [47] zu

$$\omega_1 = m\omega_0$$

$$\omega_2 = n\omega_0 \tag{4.73}$$

mit

$$\omega_0 = \frac{1}{mn}\sqrt{\frac{m^2+n^2}{2L_2C_2}}\,, \tag{4.74}$$

wobei n und m zwei positive ganze Zahlen sein müssen, für die gilt:

$$n - m = \text{ungerade}\,. \tag{4.75}$$

Eine optimale Energieübertragung von einem Oszillator zum anderen ist für

$$L_1C_1 = L_2C_2 \tag{4.76}$$

und für

$$k = \frac{n^2-m^2}{n^2+m^2} \tag{4.77}$$

gegeben [47], wobei k der Kopplungsfaktor des Transformators ist. An den Stellen der beiden Resonanzfrequenzen ω_1 und ω_2 ergeben sich lokale Maxima im Verlauf der frequenzabhängigen Stromverstärkung $A_i(s) = i_L(s)/i_S(s)$.

Anhand eines Zahlenbeispiels soll das verdeutlicht werden: Gegeben sei ein gekoppelter Oszillator nach Abbildung 4.34 mit $R_S = 10\,\text{k}\Omega$, $R_L = 50\,\Omega$, $m = 2$, $n = 5$ und $\omega_0 = 2\pi \times 1\,\text{GHz}$. Mit (4.74) und für $L_2 = 1\,\text{nH}$ ergibt sich $C_2 = 3.67\,\text{pF}$. Bei einem Windungsverhältnis von $N = 3$ folgt aus (4.61) für $L_1 = 9\,\text{nH}$ und weiter aus (4.76) für $C_1 = 408\,\text{fF}$. Der Kopplungsfaktor errechnet sich nach (4.77) zu $k = 0.724$. Abbildung 4.35 zeigt den Verlauf des Betrages der Stromverstärkung $|A_i(s = j2\pi f)|$ des Transformators in Abhängigkeit von der Frequenz f. Die beiden Resonanzfrequenzen liegen bei $\omega_1 = 2\pi \times 2\,\text{GHz}$ und $\omega_2 = 2\pi \times 5\,\text{GHz}$. Die Stromverstärkung integrierter Transformatoren ist entgegen der Abbildung 4.35 aufgrund der verschiedenen Verlustmechanismen bei der ersten Resonanzfrequenz ω_1 am größten (siehe auch Abbildung 5.27). Die erste Resonanzfrequenz wird daher auf die Signalfrequenz abgestimmt.

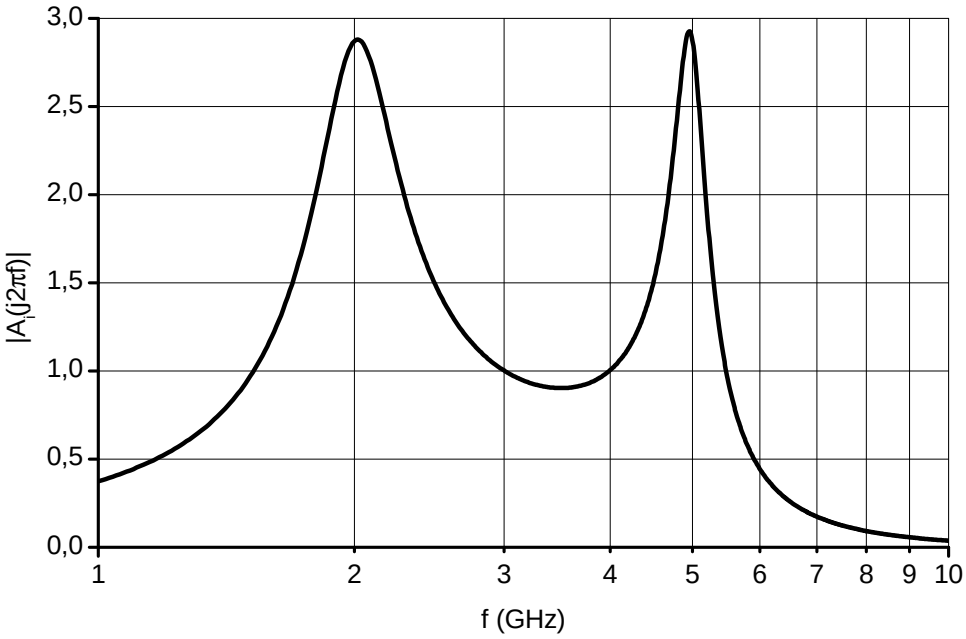


Abbildung 4.35: Betrag des Frequenzgangs eines gekoppelten Oszillators.

4.5.6 Optimierung der Stromverstärkung

Für eine hohe Stromverstärkung muß ein geeigneter Transformator konstruiert und mit additiven Kapazitäten in Resonanz versetzt werden. Die Umsetzung des Lösungsansatzes aus Abschnitt 4.5.3 gliedert sich damit in zwei wesentliche Punkte:

- Zum einen muß ein *optimaler* Transformator gefunden werden, dessen geometrische Abmessungen so dimensioniert sind, daß dieser, in Resonanz versetzt, die für eine gegebene Technologie maximal erzielbare Stromverstärkung erreicht.

- Zum anderen müssen die Abstimmkapazitäten bestimmt werden, mit denen der Transformator in Resonanz versetzt und auf die Signalfrequenz abgestimmt wird.

Der zweite Punkt ist leicht zu erfüllen: Sind die Elemente des Kleinsignal-Ersatzschaltbildes nach Abbildung 4.7 aus den geometrischen Eigenschaften einer *gegebenen* Transformatorstruktur und den dazugehörigen Materialeigenschaften durch Messung oder Simulation extrahiert, lassen sich für eine beliebige Signal- bzw. Resonanzfrequenz ω_1 durch Maximierung von

$A_{i.res} = |A_i(s = j\omega_1)|$ mit Hilfe numerischer Methoden leicht die optimalen Werte der Abstimmkapazitäten finden.

Vielmehr besteht das Problem jedoch in der Umsetzung des ersten der beiden Punkte, nämlich darin, das Maximum von $A_{i.res}$ in Abhängigkeit von der Transformator-Geometrie zu ermitteln, denn zur Erzielung einer hohen Stromverstärkung kommt es vor allem auf die *richtige Dimensionierung* des Transformators an. Ein kleiner Transformator hätte geringe parasitäre Kapazitäten, seine Verstärkung wäre jedoch aufgrund des kleinen Blindwiderstandes der Primärinduktivität gering. Umgekehrt wäre die Güte des Systems zu schlecht, und die Verstärkung läge ebenfalls unterhalb ihres erreichbaren Wertes, wenn der Transformator zu groß wäre. Das *richtige Windungsverhältnis* von Primär- und Sekundärwicklung hat ebenfalls einen großen Einfluß auf die Stromverstärkung. Es existiert ein Optimum, das durch *Ausprobieren* nur sehr mühselig zu finden ist, denn jede Extraktion der Modell-Elemente aus der Transformator-Geometrie kostet Zeit, und jedes Redesign ist bei den kurzen Entwicklungs- und Produktzyklen in der mobilen Kommunikationstechnik unbedingt zu vermeiden.

Eine analytische Betrachtung der Stromverstärkung in Abhängigkeit von Technologie-Eigenschaften ist erforderlich, um die optimalen Größen von Primär- und Sekundärinduktivität bestimmen zu können. Zu diesem Zweck muß die Übertragungsfunktion der Stromverstärkung $A_i(s)$ des Kleinsignal-Ersatzschaltbildes aus Abbildung 4.31 aufgestellt und analytisch in eine einfache Form gebracht werden. Will man diese Aufgabe mit einem symbolischen Mathematik-Programm lösen, erhält man sehr komplexe, nicht mehr handhabbare Ausdrücke. Es ist mit gängigen Mathematik-Programmen nicht möglich, diese Ausdrücke weiterzuverarbeiten, um das Maximum der Stromverstärkung im Resonanzbetrieb in einer symbolischen, geschlossenen Form zu finden. Durch geeignetes Vereinfachen der Übertragungsfunktion $A_i(s)$ kann jedoch ein einfacher Ausdruck gefunden werden, wie im nun folgenden 5. Kapitel gezeigt werden wird.

4.6 Zusammenfassung des vierten Kapitels

Die verschiedenen Einsatzmöglichkeiten integrierter Transformatoren innerhalb von HF-Empfängern wurden zu Beginn dieses Kapitels erörtert. Die Hauptanwendung integrierter Transformatoren besteht in der Stromkopplung der HF-Eingangsstufe und der Kommutierungsstufe eines Mischers und damit gleichzeitig in der Schaltungsfaltung mit dem Ziel der Versorgungs-

spannungsreduktion. Um einen Transformator für einen bestimmten Anwendungsfall dimensionieren zu können, sind Modelle erforderlich, mit denen das Verhalten dieses Bauelementes vorausbestimmt werden kann, denn neben ihren induktiven Eigenschaften weisen integrierte Transformatoren eine Reihe ungewollter physikalischer Eigenschaften auf. In Abschnitt 4.2.2 wurde ein Transformatormodell vorgestellt, daß die Induktivitäten, den Kopplungsfaktor zwischen Primär- und Sekundärwicklung, die Leitungs- und Substratverluste sowie die Kapazitive Kopplung zwischen den Transformatorwindungen und dem Substrat und den Transformatorwindungen untereinander berücksichtigt. Daran anschließend wurden in Abschnitt 4.3 Berechnungsmöglichkeiten aufgezeigt, mit denen diese physikalischen Eigenschaften aus den geometrischen Abmessungen des Transformators abgeleitet werden können.

Das Transformatormodell wurde für den Einsatz in einem Frequenzmischer (zwischen der HF-Eingangsstufe und der Kommutierungsstufe) entsprechend für den differentiellen Betrieb umgeformt. Dabei wurde die symmetrische Struktur des Modells für Vereinfachungen ausgenutzt, und es wurde das Kleinsignal-Ersatzschaltbild für einen transformatorbasierten Mischer entwickelt (Abschnitt 4.4). Damit war es möglich, die Übertragungsfunktion der Stromverstärkung für den resonanz- und verlustfreien Fall, d.h. unter Vernachlässigung der Leitungs- und Substratverluste sowie der kapazitiven Kopplung zwischen den Windungen und zum Substrat, aufzustellen. Anhand dieser Übertragungsfunktion konnte in Abschnitt 4.5 gezeigt werden, daß aufgrund der kleinen Induktivitätswerte, die zur Konstruktion integrierter Transformatoren eingesetzt werden müssen, um Eigenresonanz zu vermeiden, nur geringe Stromverstärkungen erzielt werden können. Eine hohe Stromverstärkung kann hingegen erreicht werden, wenn der integrierte Transformator mit Hilfe additiver Kapazitäten hoher Güte in Resonanz versetzt wird. Dieses Verhalten wurde qualitativ veranschaulicht, und es wurde eine Methode beschrieben, mit der die Resonanzfrequenzen des Transformators bestimmt werden können. Zur Dimensionierung der Transformatorwicklungen ist eine analytische Berechnung der Stromverstärkung nötig.

Kapitel 5

Analytische Berechnung der Stromverstärkung

In diesem Kapitel wird die Berechnung der Stromverstärkung eines integrierten Transformators durchgeführt, der zur Stromkopplung zwischen der HF-Eingangsstufe und der Kommutierungsstufe in einem Frequenzmischer eines HF-Empfängers eingesetzt wird. Obwohl hier ein spezieller Anwendungsfall beschrieben wird, bleiben die Ergebnisse allgemeingültig, solange der Transformator zur Übertragung von Strömen eingesetzt wird und in Resonanz arbeitet, und solange die ihn treibende Quelle durch eine Stromquelle mit einem entsprechenden Innenwiderstand modelliert werden kann. Die Last des Transformators muß ein reeller Widerstand sein, der eine zusätzliche kapazitive Komponente besitzen darf.

5.1 Übertragungsfunktion

Grundlage der Berechnung der Stromverstärkung ist das in Abschnitt 4.5.4 entwickelte Kleinsignal-Ersatzschaltbild der Abbildung 4.31. Ausgehend von diesem Kleinsignal-Ersatzschaltbild wird zunächst die Übertragungsfunktion für den *verlustfreien* Fall abgeleitet, bei dem die Leitungs- und Substratverluste des integrierten Transformators vernachlässigt werden. Die Einflüsse der parasitären Elemente werden danach schrittweise eingeführt. Als Endergebnis der Berechnungen werden sich die Gleichungen ergeben, mit denen sich die optimalen Transformator-Induktivitäten bestimmen lassen.

Tabelle 5.1: Elemente des Kleinsignal-Ersatzschaltbildes.

Signalstromquelle	i_S
Innenwiderstand der Stromquelle	R_S
Sekundärseitiger Strom durch den Lastwiderstand	i_L
Lastwiderstand	R_L
Induktivität der Primärwicklung	L_1
Induktivität der Sekundärwicklung	L_2
Gegeninduktivität des Transformators	M
Ohmsche Verluste der Primärwicklung	R_1
Ohmsche Verluste der Sekundärwicklung	R_2
Parallel-Substratwiderstand der Primärwicklung	R_3
Parallel-Substratwiderstand der Sekundärwicklung	R_4
Zusammenfassung der primärseitigen Kapazitäten	C_1
Zusammenfassung der sekundärseitigen Kapazitäten	C_2

5.1.1 Kleinsignal-Ersatzschaltbild

Das in Abschnitt 4.5.4 entwickelte Kleinsignal-Ersatzschaltbild ist in Abbildung 5.1 noch einmal dargestellt. Die darin verwendeten Elemente sind in Tabelle 5.1 aufgeführt. Die Bezeichnung des differentiellen Ausgangswiderstandes r_{HF} der HF-Eingangsstufe und die des differentiellen Eingangswiderstandes r_{KS} der Kommutierungsstufe wurden zur Hervorhebung der Allgemeingültigkeit der hier durchzuführenden Berechnungen durch die Bezeichnungen R_S und R_L ersetzt. Der Ausgangsstrom i_{HF} der HF-Eingangsstufe und der Strom i_{KS} der Kommutierungsstufe tragen hier die Bezeichnungen i_S und i_L. Damit wird dem allgemeinen Fall Rechnung getragen, bei dem der Strom einer Signalstromquelle i_S, deren Innenwiderstand R_S ist, über einen integrierten, in Resonanz arbeitenden Transformator, in dem Lastwiderstand R_L den Strom i_L hervorruft.

Damit die Übertragungsfunktion der Stromverstärkung leichter berechnet werden kann, werden einige Elemente des Kleinsignal-Ersatzschaltbildes aus

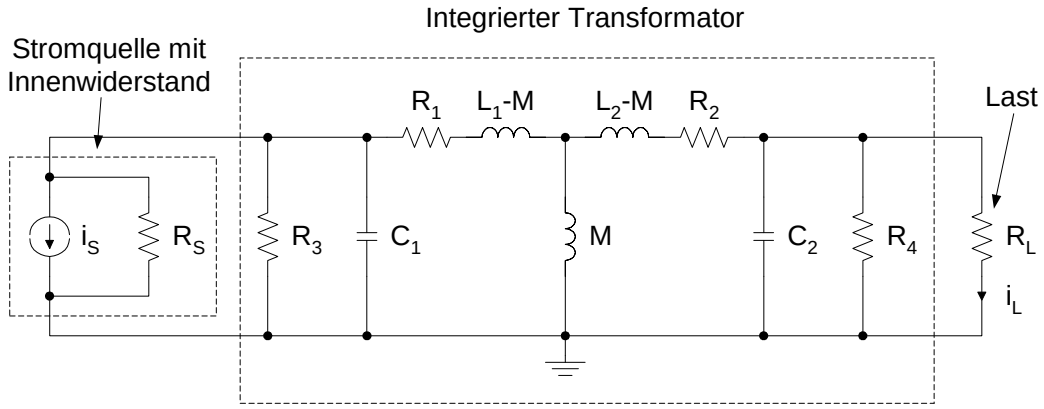


Abbildung 5.1: Ausgangsbasis für die Berechnung der Übertragungsfunktion der Stromverstärkung.

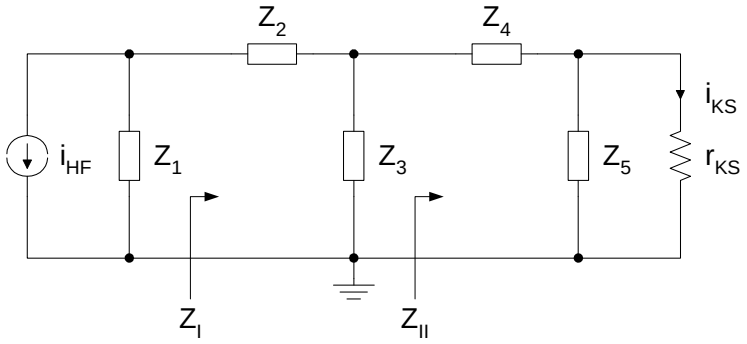


Abbildung 5.2: Zusammenfassung einiger Elemente des Kleinsignal-Ersatzschaltbildes.

Abbildung 5.1 zusammengefaßt. Es ergibt sich das vereinfachte Kleinsignal-Ersatzschaltbild in Abbildung 5.2. Die Übertragungsfunktion der Stromverstärkung läßt sich mit

$$A_{i.1}(s) = \frac{i_L(s)}{i_S(s)} = \frac{Z_5}{Z_5 + R_L} \cdot \frac{Z_3}{Z_3 + Z_{II}} \cdot \frac{Z_1}{Z_1 + Z_I} \tag{5.1}$$

und

$$R_P = R_S \parallel R_3 = \frac{R_S R_3}{R_S + R_3}$$

$$Z_1 = R_P \left\| \frac{1}{sC_1} = \frac{R_P}{1 + sC_1 R_P} \right.$$

$$Z_2 = R_1 + s\,(L_1 - M)$$

$$Z_3 = sM$$

$$Z_4 = R_2 + s\,(L_2 - M)$$

$$Z_5 = R_4 \left\| \frac{1}{sC_2} = \frac{R_4}{1 + sC_2 R_4} \right.$$

$$Z_I = Z_2 + Z_3 \parallel Z_{II} = Z_2 + \frac{Z_3 Z_{II}}{Z_3 + Z_{II}}$$

$$Z_{II} = Z_4 + Z_5 \parallel R_L = Z_4 + \frac{Z_5 R_L}{Z_5 + R_L}$$

$$M = k\sqrt{L_1 L_2} \tag{5.2}$$

zu

$$A_{i.res.1} = |A_{i.1}(s = j\omega_1)| \tag{5.3}$$

berechnen. Würde man (5.2) in (5.3) einsetzen, so erhielte man einen sehr komplexen Ausdruck, der weder anschaulich noch weiterverarbeitbar wäre. Gleichung (5.3) wird daher, ausgehend vom verlustfreien Fall, in mehreren Schritten analytisch auf eine einfache Gestalt gebracht werden, die letztlich den *verlustbehafteten* Fall beschreiben wird. Die numerischen Indizes, wie z.B. bei $A_{i.\mathbf{1}}(s)$ und bei $A_{i.res.\mathbf{1}}$, dienen der Unterscheidbarkeit der verschiedenen Entwicklungsstadien der Stromverstärkungs-Übertragungsfunktion.

5.1.2 Verlustfreier Fall

Vernachlässigt man die ohmschen Verluste R_1 und R_2 der Transformatorwicklungen sowie die Substratverluste R_3 und R_4, so erhält man das Kleinsignal-Ersatzschaltbild in Abbildung 5.3, und es läßt sich ein einfacher Ausdruck

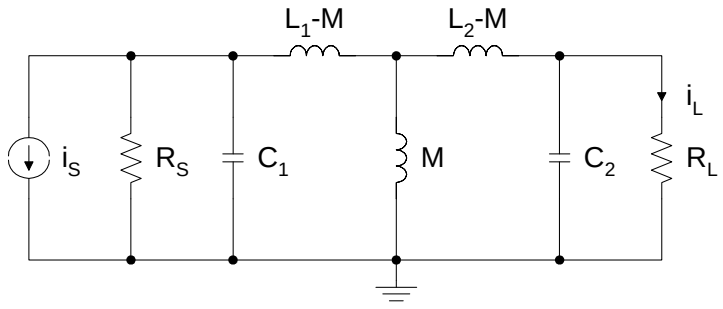


Abbildung 5.3: Kleinsignal-Ersatzschaltbild für den verlustfreien Fall.

$A_{i.2}(s)$ für die Übertragungsfunktion der Stromverstärkung mit

$$A_{i.2}(s) = \frac{i_L(s)}{i_S(s)} \tag{5.4}$$

in der Form

$$A_{i.2}(s) = \frac{kR_S\sqrt{L_1L_2}\,s}{L_1L_2C_1C_2R_SR_L\,(1-k^2)\,s^4 + L_1L_2\,(C_1R_S + C_2R_L)\,(1-k^2)\,s^3 + \\ + \left[(L_1C_1 + L_2C_2)\,R_SR_L + L_1L_2\,(1-k^2)\right]s^2 + \\ + (L_2R_S + L_1R_L)\,s + R_SR_L} \tag{5.5}$$

finden. Werden die Elemente in (5.5) geeignet gewählt, so läßt sich eine einfache Lösung für die Stromverstärkung

$$A_{i.res.2} = |A_{i.2}(s = j\omega_1)| \tag{5.6}$$

an der Stelle der Resonanz- bzw. Signalfrequenz ω_1 berechnen. Hierfür wird die Konstante γ eingeführt, die einen Freiheitsgrad sowohl bei der Bestim-

mung von L_1 und C_1 als auch bei der von L_2 und C_2 zuläßt.[1] Wählt man

$$L_1 = \frac{\gamma N}{\omega_0}$$

$$L_2 = \frac{\gamma}{N\omega_0}$$

$$C_1 = \frac{m^2 + n^2}{2\gamma N\omega_0 m^2 n^2}$$

$$C_2 = \frac{N\left(m^2 + n^2\right)}{2\gamma\omega_0 m^2 n^2}\,, \tag{5.7}$$

dann vereinfacht sich (5.6) mit

$$N = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \tag{5.8}$$

zunächst zu

$$A_{i.res.2} = \left| \frac{NR_S}{R_S + N^2 R_L + j\dfrac{4N\gamma m^3 n^2}{n^4 - m^4}} \right| \tag{5.9}$$

und mit (4.73), (4.74), (4.77) und (5.7) weiter zu

$$A_{i.res.2} = \left| \frac{NR_S}{R_S + N^2 R_L + j\dfrac{1-k^2}{k}\omega_1 L_1} \right|. \tag{5.10}$$

Unter der Voraussetzung, daß

$$R_S + N^2 R_L \gg \frac{1-k^2}{k}\,\omega_1 L_1 \tag{5.11}$$

[1] Die Konstante γ hat keine weitere technische Bedeutung. Sie wird nach einigen Rechenschritten wieder eliminiert.

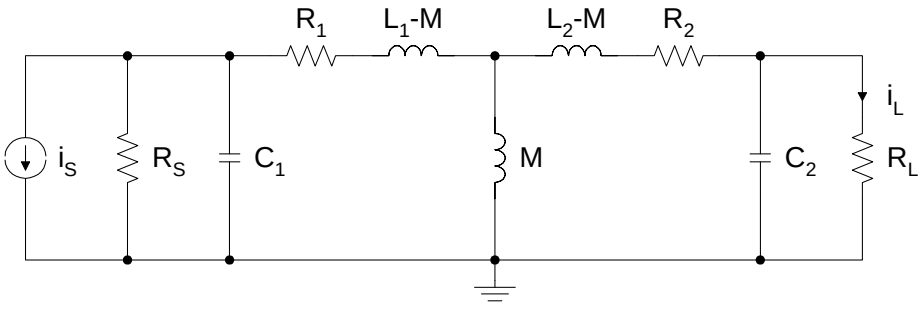


Abbildung 5.4: Einbeziehung der ohmschen Verluste der Transformatorwicklungen.

gilt, reduziert sich (5.10) weiter zu

$$A_{i.res.2} = \frac{NR_S}{R_S + N^2 R_L} \,. \tag{5.12}$$

Da $\omega_1 L_1$ bei integrierten Spulen nur wenige 100 Ω betragen kann bevor Eigenresonanz auftritt,[2] ist (5.11) leicht zu erfüllen, solange der Koppelfaktor k realistische Werte annimmt.[3] Aus (5.12) ist nun ersichtlich, daß ein großer Quellwiderstand und ein kleiner Lastwiderstand zu einer hohen Stromverstärkung führen, die sich dann dem Windungsverhältnis N von Primär- und Sekundärwicklung nähert. Berücksichtigt man die ohmschen Verluste, so überschätzt (5.12) die wirkliche zu erwartende Stromverstärkung $A_{i.res.1}$.

5.1.3 Einfluß der Leitungsverluste

Sollen die Leitungsverluste in die Berechnung der Stromverstärkung einfließen, ist die Übertragungsfunktion für das Kleinsignal-Ersatzschaltbild der Abbildung 5.4 aufzustellen. Die ohmschen Verluste können hier nicht einfach wie in den Abschnitten 3.3.1 und 4.4.1 durch Umwandeln der Serienschaltungen aus L_1 und R_1 bzw. L_2 und R_2 in äquivalente Parallelschaltungen umgeformt, und dann mit R_S bzw. R_L zusammengefaßt werden, da L_1 und L_2 magnetisch miteinander verkoppelt sind. Bei der Umwandlung der Serienschaltungen aus L_1 und R_1 müßte auch die auf die Primärseite transformierte Impedanz der Sekundärseite, bestehend aus R_2, C_2 und R_L, berücksichtigt

[2] Eine Spule von 10 nH hat bei einer Frequenz von 2 GHz einen Blindwiderstand von ca. 126 Ω

[3] Bei integrierten Transformatoren liegt der Kopplungsfaktor zwischen 0.6 und 0.9

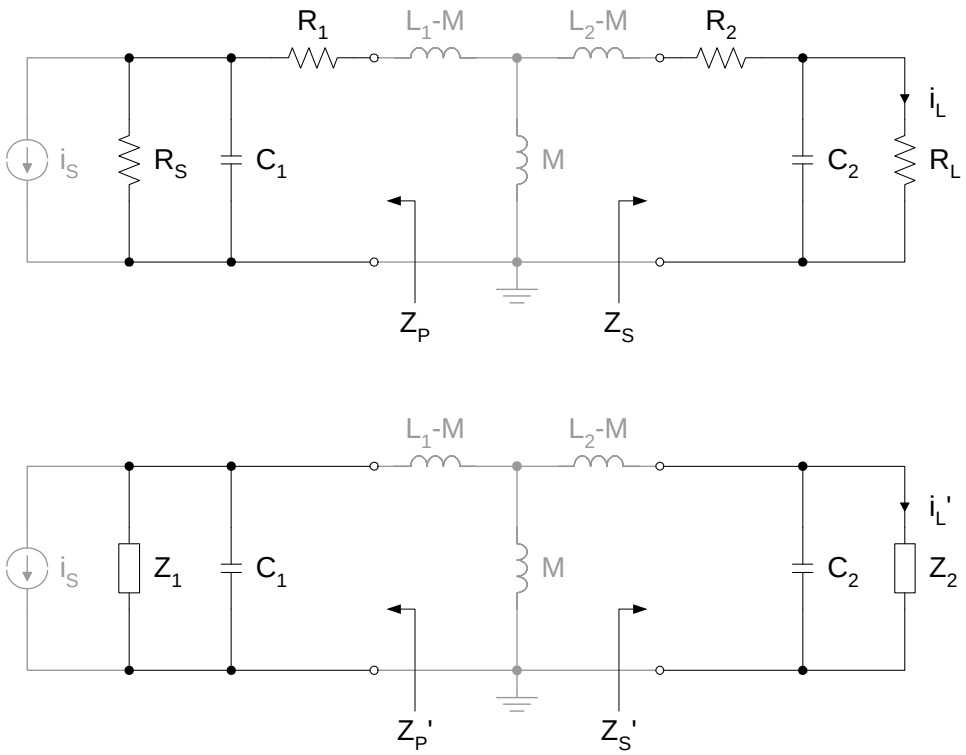


Abbildung 5.5: Umwandlung der Widerstände R_S und R_1 bzw. R_L und R_2 in äquivalente Impedanzen Z_1 bzw. Z_2.

werden. Gleiches wäre beim Umwandeln der Serienschaltung aus L_2 und R_2 zu beachten. Um den Rechenaufwand gering zu halten, und um zu überschaubaren Ergebnissen zu gelangen, können die primär- und sekundärseitigen Widerstände R_S und R_1 bzw. R_L und R_2 in die Impedanzen Z_1 und Z_2 umgewandelt, und durch diese ersetzt werden. Abbildung 5.5 veranschaulicht dieses Vorgehen. Durch Gleichsetzen der Impedanzen Z_P und Z'_P bzw. Z_S und Z'_S ergeben sich die neuen Impedanzen Z_1 und Z_2 für die Primär- und die Sekundärseite zu

$$Z_1 = \frac{R_S + R_1 + R_S R_1 C_1 s}{1 - R_1 C_1 s - R_S R_1 C_1^2 s^2}$$

$$Z_2 = \frac{R_L + R_2 + R_L R_2 C_2 s}{1 - R_2 C_2 s - R_L R_2 C_2^2 s^2}\,. \tag{5.13}$$

Eine Vereinfachung von (5.13) kann herbeigeführt werden, wenn man annimmt, daß die ohmschen Verluste R_1 und R_2 der Transformatorwicklungen

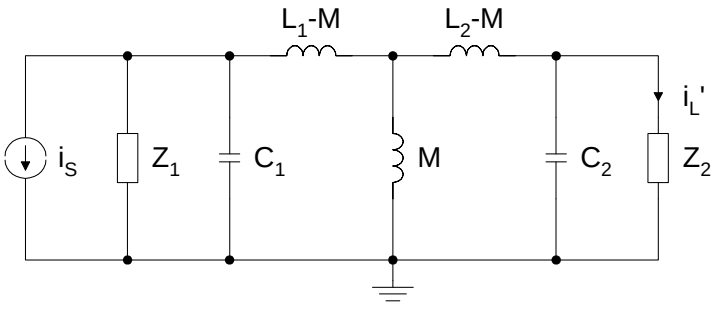


Abbildung 5.6: Äquivalentes Kleinsignal-Ersatzschaltbild mit Einbeziehung der ohmschen Verluste der Transformatorwicklungen.

in erster Näherung im gleichen Verhältnis zueinander wie L_1 und L_2 stehen.[4] Dann ist

$$R_1 = N^2 R_2 \,, \tag{5.14}$$

und unter Einbeziehung von (4.76) erhält man mit den Annahmen

$$\begin{aligned} R_1 &\ll R_S \\ R_2 &\ll R_L \end{aligned} \tag{5.15}$$

für die Impedanzen Z_1 und Z_2 die folgenden Ausdrücke:

$$\begin{aligned} Z_1 &= \frac{R_S + R_S R_1 C_1 s}{1 - R_1 C_1 s - R_S R_1 C_1^2 s^2} \\ Z_2 &= \frac{R_L + R_L R_1 C_1 s}{1 - R_1 C_1 s - N^2 R_L R_1 C_1^2 s^2} \,. \end{aligned} \tag{5.16}$$

Das resultierende Kleinsignal-Ersatzschaltbild in Abbildung 5.6 entspricht dem der Abbildung 5.3, wenn man darin R_S durch Z_1, R_L durch Z_2, und

[4] Weichen die ohmschen Verluste von der Näherung in (5.14) ab, so kann R_1 im Folgenden durch den empirisch ermittelten Ausdruck

$$R_1 \leftarrow \left(\frac{R_2}{R_1} \frac{L_1}{L_2} \right)^{1 + \frac{L_2}{L_1}}$$

ersetzt werden.

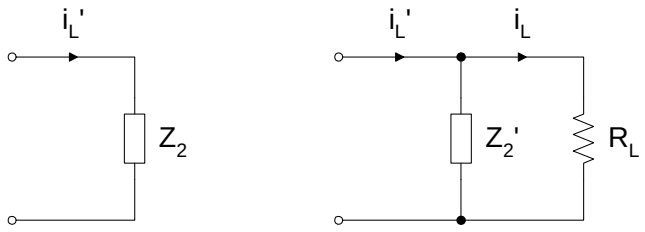


Abbildung 5.7: Stromteiler im Lastzweig.

i_L durch i'_L substituiert. Damit hat das Kleinsignal-Ersatzschaltbild der Abbildung 5.6 auch die gleiche Übertragungsfunktion wie das in Abbildung 5.3. Zusätzlich muß hier der Stromteiler berücksichtigt werden, der sich am Ausgang ergibt, wie in Abbildung 5.7 dargestellt. (Die Impedanz Z'_2 in Abbildung 5.7 ergibt in Parallelschaltung mit R_L wieder Z_2; sie hat keine weitere Bedeutung.) Unter Einbeziehung der ohmschen Verluste R_1 und R_2 der Transformatorwicklungen ergibt sich die Übertragungsfunktion $A_{i.3}(s)$ der Stromverstärkung mit Hilfe von (5.4) und

$$i'_L Z_2 = i_L R_L \tag{5.17}$$

zu

$$A_{i.3}(s) = \frac{i_L}{i_S} = \frac{Z_2}{R_L}\frac{i'_L}{i_S} = \frac{Z_2}{R_L} A_{i.2}(s)\big|_{R_S=Z_1, R_L=Z_2, i_L=i'_L} \tag{5.18}$$

und die Stromverstärkung in Resonanz unter Verwendung von (5.12) zu

$$A_{i.res.3} = |A_{i.3}(s=j\omega_1)| = \left| \frac{NZ_1}{Z_1 + N^2 Z_2} \cdot \frac{Z_2}{R_L} \right|_{s=j\omega_1} \tag{5.19}$$

und mit (5.16) weiter zu

$$A_{i.res.3} = \Bigg| N \frac{R_S\,(1 + R_1 C_1 s)}{R_S + N^2 R_L - (R_S + N^2 R_L)\, R_1 C_1 s - \overline{- 2N^2 R_S R_L R_1 C_1^2 s^2}} \Bigg|_{s=j\omega_1} . \tag{5.20}$$

Mit (4.74), (4.73) und (4.76) läßt sich C_1 aus (5.7) zu

$$C_1 = \frac{m^2 + n^2}{2n^2 L_1 \omega_1^2} \tag{5.21}$$

umformen. Aus (4.77) ergibt sich

$$C_1 = \frac{1}{k+1} \cdot \frac{1}{L_1 \omega_1^2} \,. \tag{5.22}$$

Gleichung (5.20) kann mit (5.22) und $s = j\omega_1$ nun zu

$$A_{i.res.3} = \left| N \frac{R_S L_1^2 \omega_1^2 \left(k+1\right)^2 + }{2N^2 R_S R_L R_1 + \left(R_S + N^2 R_L\right) L_1^2 \omega_1^2 \left(k+1\right)^2 - } \right.$$

$$\left. \frac{+ j R_S R_1 L_1 \omega_1 \left(k+1\right)}{- j \left(R_S + N^2 R_L\right) R_1 L_1 \omega_1 \left(k+1\right)} \right| \tag{5.23}$$

umgeformt werden. Gilt

$$L_1 \omega_1 \left(k+1\right) \gg R_1 \,, \tag{5.24}$$

so vereinfacht sich (5.23) zu

$$A_{i.res.3} = N \frac{R_S L_1^2 \omega_1^2 \left(k+1\right)^2}{2N^2 R_S R_L R_1 + \left(R_S + N^2 R_L\right) L_1^2 \omega_1^2 \left(k+1\right)^2} \,. \tag{5.25}$$

Wie schon aus (5.12), ist nun auch aus (5.25) ersichtlich, daß ein großer Quellwiderstand und ein kleiner Lastwiderstand zu einer hohen Stromverstärkung führen. Unter der Bedingung $R_S \gg N^2 R_L$ kann man (5.25) noch weiter zu

$$A_{i.res.3} = N \frac{L_1^2 \omega_1^2 \left(k+1\right)^2}{2N^2 R_L R_1 + L_1^2 \omega_1^2 \left(k+1\right)^2} \,. \tag{5.26}$$

vereinfachen. Die Stromverstärkung nimmt mit größer werdendem Lastwiderstand R_L und größeren ohmschen Verlusten R_1 und R_2 in den Transformatorwicklungen ab. Für eine hohe Stromverstärkung sind also ein großer

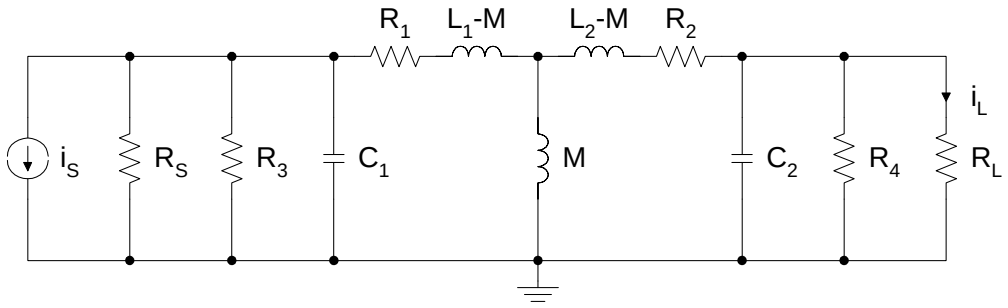


Abbildung 5.8: Kleinsignal-Ersatzschaltbild mit Einbeziehung der ohmschen Verluste der Transformatorwicklungen und Einbeziehung der Substratverluste.

Quellwiderstand R_S, ein kleiner Lastwiderstand R_L sowie geringe ohmsche Verluste R_1 und R_2 der Transformatorwicklungen erforderlich. Mit zunehmendem Windungsverhältnis N wird die Stromverstärkung zwar ansteigen, jedoch nicht mehr den Wert N erreichen können. Ein zu großes Windungsverhältnis wird zu einer sehr großen Primärinduktivität führen, wodurch sich eine große parasitäre Kapazität zum Substrat und hohe Verluste im Substrat ergeben werden.

5.1.4 Einfluß der Substratverluste

In einem letzten Schritt werden nun die Substratverluste R_3 und R_4 in das Kleinsignal-Ersatzschaltbild der Abbildung 5.4 integriert. Damit ergibt sich wieder das ursprüngliche Kleinsignal-Ersatzschaltbild der Abbildung 5.1. Es ist in Abbildung 5.8 noch einmal dargestellt. Werden die Parallelschaltungen aus R_S und R_3 bzw. R_L und R_4 zu

$$R'_S = \frac{R_S R_3}{R_S + R_3}$$

$$R'_L = \frac{R_L R_4}{R_L + R_4} \tag{5.27}$$

zusammengefaßt, können die Substratverluste R_3 und R_4 in der gleichen Weise, in der die ohmschen Verluste R_1 und R_2 in die Stromverstärkung $A_{i.res.2}$ in Abschnitt 5.1.3 integriert wurden, in Stromverstärkung $A_{i.res.3}$ miteinbezogen werden. Das resultierende Kleinsignal-Ersatzschaltbild in Abbildung 5.9 entspricht dem der Abbildung 5.4, wenn man darin R_S durch R'_S, R_L durch R'_L

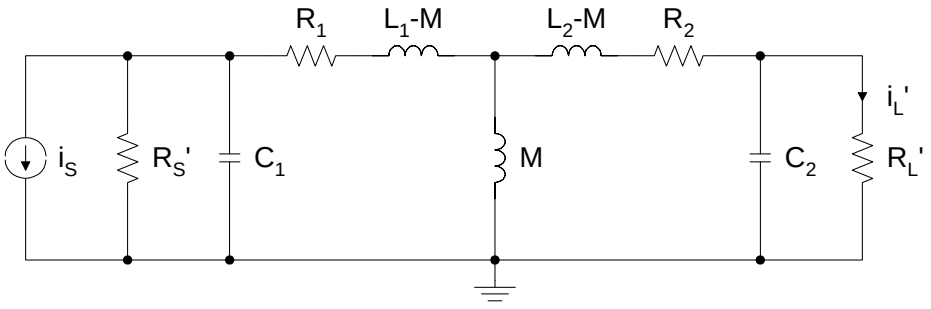


Abbildung 5.9: Äquivalentes Kleinsignal-Ersatzschaltbild mit Einbeziehung der ohmschen Verluste der Transformatorwicklungen und Einbeziehung der Substratverluste.

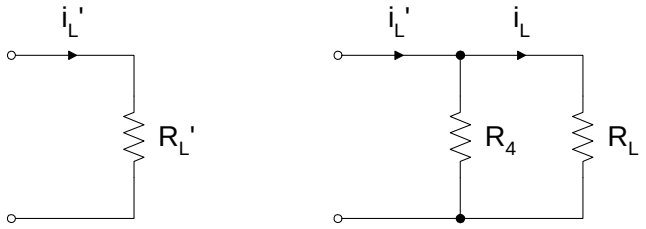


Abbildung 5.10: Stromteiler im Lastzweig.

und i_L durch i'_L substituiert. Damit hat das Kleinsignal-Ersatzschaltbild der Abbildung 5.9 auch die gleiche Übertragungsfunktion wie das in Abbildung 5.4. Wie in Abschnitt 5.1.3 muß bei der Berechnung der Stromverstärkung auch hier wieder der Stromteiler berücksichtigt werden, der sich am Ausgang durch die Umformung der Schaltung ergibt, wie in Abbildung 5.10 dargestellt. Unter Einbeziehung der Substratverluste ergibt sich die Übertragungsfunktion $A_{i.4}(s)$ der Stromverstärkung mit Hilfe von (5.18) und

$$i'_L R'_L = i_L R_L \tag{5.28}$$

zu

$$A_{i.4}(s) = \frac{i_L}{i_S} = \frac{R'_L}{R_L}\frac{i'_L}{i_S} = \frac{R'_L}{R_L} A_{i.3}(s)\big|_{R_S=R'_S, R_L=R'_L, i_L=i'_L} \tag{5.29}$$

und die Stromverstärkung in Resonanz unter Verwendung von (5.25) zu

$$A_{i.res.4} = N\frac{R'_S L_1 \omega_1^2 (k+1)^2}{2\alpha N^2 R'_S R'_L + (R'_S + N^2 R'_L) L_1 \omega_1^2 (k+1)^2} \cdot \frac{R'_L}{R_L}\,. \tag{5.30}$$

Die Substratverluste R_3 und R_4 können mit Hilfe der Koeffizienten α_1 und α_2 bestimmt werden.[5] Diese werden in Abschnitt 5.3 beschriebenen werden. Mit

$$R_3 = \frac{\alpha_1}{L_1^2 \omega_1}$$

$$R_4 = \frac{\alpha_2}{L_2^2 \omega_2} \tag{5.31}$$

und (5.8) kann (5.27) in

$$R'_S = \frac{\alpha_1 R_S}{R_S L_1^2 \omega_1 + \alpha_1}$$

$$R'_L = \frac{\alpha_2 R_L}{N^2 R_L L_1^2 \omega_1 + \alpha_2} \tag{5.32}$$

umgewandelt werden. Für einen gut dimensionierten Transformator muß

$$R_S L_1^2 \omega_1 < \alpha_1$$

$$N^2 R_L < R_S \tag{5.33}$$

erfüllt sein. Für $\alpha_1 \approx \alpha_2$ gilt dann

$$N^2 R_L L_1^2 \omega_1 \ll \alpha_2 \,, \tag{5.34}$$

und damit ergibt sich

$$R'_L \approx R_L \,. \tag{5.35}$$

Gleichung (5.30) kann man nun zu

$$A_{i.res.4} = N \frac{R'_S L_1^2 \omega_1^2 \left(k+1\right)^2}{2N^2 R'_S R_L R_1 + \left(R'_S + N^2 R_L\right) L_1^2 \omega_1^2 \left(k+1\right)^2} \tag{5.36}$$

[5] Die Koeffizienten α_1 und α_2 werden aus Technologieparametern ermittelt. Sie weisen eine Proportionalität zur Frequenz f und zur Induktivität L_1 bzw. L_2 auf ($\alpha_{1,2} \propto f L_{1,2}^2$) und können aus Referenzspulen ermittelt werden. Der Abschnitt 5.3 wird hierauf ausführlich eingehen.

vereinfachen. Ersetzen von R_S in (5.36) durch R'_S ergibt unter Zuhilfenahme von (5.32) nun

$$A_{i.res.4} = N\frac{\alpha R_S L_1^2 \omega_1^2 (k+1)^2}{2\alpha N^2 R_S R_L R_1 + \\ + \left[\alpha (R_S + N^2 R_L) + N^2 R_S R_L L_1^2 \omega_1\right] L_1^2 \omega_1^2 (k+1)^2}. \quad (5.37)$$

Die Stromverstärkung ist damit eine Funktion der Induktivität L_1, des Kopplungsfaktors k, des Windungsverhältnisses N, des Quell- und Lastwiderstandes R_S bzw. R_L, der Leitungsverluste R_1 der Transformatorwicklungen, der Resonanz- bzw. Signalfrequenz ω_1 sowie des Koeffizienten α. Der Koeffizient α wird durch Technologie-Parameter bestimmt. Er wird vor allem von der Leitfähigkeit des Substrates und der Art und Weise, in der die Windungen der Transformator-Spulen aufgebaut sind, bestimmt (siehe auch Abschnitt 5.3). Die Resonanzfrequenz ω_1 muß der Signalfrequenz entsprechen. Sie ist somit durch die Anwendung vorgegeben. Soll der Transformator zur Stromverstärkung in einem Abwärtsmischer eingesetzt werden, so ist die Resonanzfrequenz gleich der Frequenz des zu empfangenden Radiosignals zu wählen. Quell- und Lastwiderstand R_S und R_L werden ebenfalls durch die Anwendung bestimmt. Im Falle eines Mischers ist der Quellwiderstand R_S gleich dem Ausgangswiderstand r_{HF} der HF-Eingangsstufe, und der Lastwiderstand R_L entspricht dem Eingangswiderstand r_{KS} der Kommutierungsstufe. Aus (5.37) ist ersichtlich, das die Stromverstärkung umso größer wird, desto größer k, R_S und α und desto kleiner R_L und R_1 sind. Man kann vermuten, daß sowohl für die Induktivität L_1 als auch für das Windungsverhältnis N ein Optimum existiert.

5.2 Maximale Stromverstärkung

Eine notwendige Bedingung für die Existenz eines relativen Extremums einer Funktion $f(x_1, \ldots x_n)$ mehrerer Variablen $x = (x_1, \ldots, x_n)$ in einem Punkt $P_0 = (p_1, \ldots, p_n)$ ist, daß die partiellen Ableitungen $\partial f/\partial x_i$ mit $i = 1 \ldots n$ in diesem Punkt P_0 Null sein müssen [4]. Bildet man die partiellen Ableitungen von $A_{i.res.4}$ für die Variablen α, ω_1, R_S, R_L, R_1 und k, so erhält man für α,

N, R_S, R_L, R_1, ω_1, L_1, $k > 0$:

$$\frac{\partial}{\partial R_1} A_{i.res.4} < 0 \qquad \frac{\partial}{\partial R_S} A_{i.res.4} > 0$$

$$\frac{\partial}{\partial \alpha} A_{i.res.4} > 0 \qquad \frac{\partial}{\partial R_L} A_{i.res.4} < 0$$

$$\frac{\partial}{\partial \omega_1} A_{i.res.4} > 0 \qquad \frac{\partial}{\partial k} A_{i.res.4} > 0\,. \tag{5.38}$$

Das bedeutet, daß die Stromverstärkung in Resonanz um so höher sein wird, desto kleiner R_1 und R_L sind, und desto größer α, ω_1, R_S und k sind. Eine weitere Erhöhung der Stromverstärkung ist nur noch durch Optimierung von N und L_1 zu finden. Bildet man die partiellen Ableitungen nach N und L_1 und setzt sie zu Null, so erhält man

$$L_{1.opt} = \sqrt[4]{\frac{2\alpha R_1}{\omega_1^3 \left(k+1\right)^2}}$$

$$N_{opt} = \sqrt{\frac{R_S\sqrt{\alpha\omega_1}\left(k+1\right)}{\sqrt{8R_1}\, R_S R_L + \sqrt{\alpha\omega_1} R_L \left(k+1\right)}}\,. \tag{5.39}$$

Eine hinreichende Bedingung für die Existenz eines Extremums einer Funktion $f(x_1, x_2)$ zweier Variablen $x = (x_1, x_2)$ in einem Punkt $P_0 = (p_1, p_2)$ ist, daß

$$\left[\frac{\partial^2 f}{\partial x_1^2} \cdot \frac{\partial^2 f}{\partial x_2^2} - 2\frac{\partial^2 f}{\partial x_1 x_2}\right]_{x=P_0} > 0 \tag{5.40}$$

für diesen Punkt gelten muß. Ein Hochpunkt liegt vor, wenn

$$\left.\frac{\partial^2 f}{\partial x_1^2}\right|_{x=P_0} < 0 \qquad \text{oder} \qquad \left.\frac{\partial^2 f}{\partial x_2^2}\right|_{x=P_0} < 0 \tag{5.41}$$

erfüllt ist [4]. Wendet man (5.40) auf (5.37) an, so ergibt sich

$$\left[\frac{\partial^2}{\partial N^2} A_{i.res.4} \cdot \frac{\partial^2}{\partial L_1^2} A_{i.res.4} - 2\frac{\partial}{\partial N}\frac{\partial}{\partial L_1} A_{i.res.4}\right]_{N=N_{opt}, L_1=L_{1.opt}} > 0\,. \tag{5.42}$$

Nach Einsetzen von (5.37) in (5.42) erhält man den Ausdruck

$$\frac{\sqrt{\omega_1^3}R_S(k+1)}{\sqrt{8\alpha R_1}R_S+\sqrt{\omega_1}\alpha(k+1)}>0\,, \tag{5.43}$$

der für $\alpha, R_S, R_1, \omega_1, k > 0$ erfüllt ist. Die Überprüfung der Bedingung (5.41) führt zu

$$\frac{\partial^2}{\partial N^2}A_{i.res.4}\bigg|_{N=N_{opt},L_1=L_{1.opt}}<0 \tag{5.44}$$

und mit (5.37) weiter zu

$$-\frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_L\left(\sqrt{8R_1}R_S+\sqrt{\alpha\omega_1}(k+1)\right)}{\sqrt{\alpha\omega_1}R_S(k+1)}}<0\,. \tag{5.45}$$

Ungleichung (5.45) ist für $\alpha, R_S, R_L, R_1, \omega_1, k > 0$ erfüllt. Für $N = N_{opt}$ und $L_1 = L_{1.opt}$ ergibt sich die maximale Stromverstärkung damit zu

$$A_{i.max.4}=A_{i.res.4}(N=N_{opt},L_1=L_{1.opt})=\frac{1}{2}N_{opt}\,. \tag{5.46}$$

Für $R_S \gg N^2R_L$ kann (5.37) zu

$$A_{i.res.4}=N\frac{\alpha L_1^2\omega_1^2\,(k+1)^2}{2\alpha N^2R_LR_1+\left(\alpha+N^2R_LL_1^2\omega_1\right)L_1^2\omega_1^2\,(k+1)^2} \tag{5.47}$$

vereinfacht werden, und für die optimale Primärinduktivität $L_{1.opt}$, das optimale Windungsverhältnis N_{opt} und die maximale Stromverstärkung $A_{i.max.4}$ findet man

$$L_{1.opt}=\sqrt[4]{\frac{2\alpha R_1}{\omega_1^3\,(k+1)^2}}$$

$$N_{opt}=\sqrt{\frac{\sqrt{\alpha\omega_1}\,(k+1)}{\sqrt{8R_1}\,R_L}}$$

$$A_{i.max.4}=\frac{1}{2}N_{opt}\,. \tag{5.48}$$

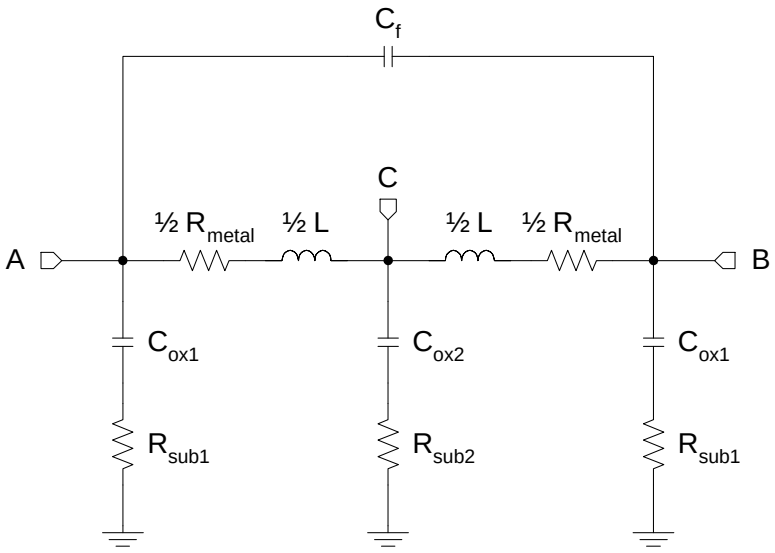


Abbildung 5.11: Spulenmodell [36].

Die maximale Stromverstärkung ergibt sich, wenn die ursprüngliche Primärinduktivität L_1 so skaliert wird, daß sich daraus die optimale Primärinduktivität $L_{1.opt}$ ergibt, und wenn das optimale Windungsverhältnis N_{opt} durch geeignete Dimensionierung der Sekundärinduktivität realisiert wird. Aus diesen beiden Forderungen lassen sich der Skalierungsfaktor

$$\nu_1 = \frac{L_{1.opt}}{L_1} \tag{5.49}$$

und die optimale Sekundärinduktivität

$$L_{2.opt} = \frac{L_{1.opt}}{N_{opt}} \tag{5.50}$$

definieren.

5.3 Entwurf der Transformatorwicklungen

Integrierte Spulen haben bereits ihren Einzug in die moderne integrierte analoge Hochfrequenz-Technik gehalten. Für viele Technologien existieren daher bereits Bibliotheken mit charakterisierten Spulen, deren Daten in Form gemessener S-Parameter oder in Form extrahierter Modell-Elemente nach Ab-

Tabelle 5.2: Meßwerte der skalierten Spulen [51].

Modell-Element	Spule 1	Spule 2	Spule 3	Spule 4
L (nH)	4,2	6,2	9,6	12,9
R_{metal} (Ω)	16,7	13,8	10,7	11,3
C_f (fF)	16,7	13,8	10,7	11,3
C_{ox1} (fF)	61,0	130,0	288,0	470,0
C_{ox2} (fF)	169,0	305,0	795,0	1197,0
R_{sub1} Ω	48,0	18,0	19,0	16,0
R_{sub2} Ω	144,0	103,0	82,0	55,0
ν	0,47	0,67	1,00	1,37

bildung 5.11 vorliegen.[6] Die optimalen Transformator-Induktivitäten $L_{1.opt}$ und $L_{2.opt}$ können dann durch Skalierung gemessener oder simulierter Referenzspulen generiert werden, so daß insbesondere bei vermessenen Referenzspulen eine hohe Zuverlässigkeit der hier vorgestellten Design-Methode erwartet werden kann.

Die Skalierung integrierter Spulen wird in [51] ausführlich beschrieben. Bei diesem Verfahren werden alle Abmessungen einer Referenzspule sowohl in x-Richtung als auch in in y-Richtung mit dem gleichen Faktor ν multipliziert,[7] so daß die Induktivitätswerte der skalierten Referenzspulen bei nicht zu kleinem oder großem Skalierungsfaktor aufgrund ihrer Größenänderung vorhersagbare Werte annehmen. Durch Skalierung vorhandener Spulen können hier die Werte von $L_{1.opt}$ und $L_{2.opt}$ aus den Spulen einer Spulenbibliothek erzeugt werden.[8] Durch die Skalierung werden neben der Induktivität auch die parasitären Elemente der Spule beeinflußt. Die Abhängigkeiten der Elemente des Spulenmodells nach Abbildung 5.11 wurden in [51] untersucht.

[6] Die Elemente des Spulenmodells nach Abbildung 5.11 können durch Fitting-Verfahren aus den gemessenen S-Parametern gewonnen werden.

[7] Alle Abmessungen in z-Richtung bleiben unverändert, denn die Metallisierungsebenen haben durch die Technologie fest vorgegebene Höhen und Abstände zum Substrat.

[8] In Abschnitt 5.5 wird eine Methode zur Dimensionierung der Transformatorwicklungen vorgestellt, die ohne bereits vorhandene Spulen funktioniert.

Tabelle 5.3: Skalierung integrierter Spulen [51].

Modell-Element	Skalierung
Induktivität	$L \rightarrow \nu L$
Ohmsche Verluste	$R_{metal} \rightarrow R_{metal}$
Windungskapazität	$C_f \rightarrow C_f$
Oxydkapazität	$C_{ox} \rightarrow \nu^2 C_{ox}$
Serien-Substratwiderstand	$R_{sub} \rightarrow \nu^{1...2} R_{sub}$

Dazu wurde ein Testchip mit skalierten Spulen hergestellt. Aus gemessenen S-Parametern dieses Testchips wurden mit Hilfe eines Fitting-Verfahrens die in Tabelle 5.2 aufgeführten Werte für die Elemente des Spulenmodells nach Abbildung 5.11 gewonnen. Daraus wurden in [51] zusammenfassend die in Tabelle 5.3 dargestellten Abhängigkeiten der einzelnen Elemente des Spulenmodells abgeleitet.

Berechnet man den Parallel-Substratwiderstand R'_{sub} mit Hilfe von (4.55) und (4.56) aus den in Tabelle 5.2 angegebenen Meßwerten, so ergibt sich der in Abbildung 5.12 dargestellte Verlauf in Abhängigkeit von der Induktivität. Die gestrichelte Linie in dem Diagramm entspricht einem zu $1/L^2$ proportionalen Verlauf. Die Umwandlung des seriellen Substratwiderstandes in einen parallelen Substratwiderstand gilt dabei jeweils für nur eine Frequenz. Variiert man die Frequenz, so ergibt sich der in Abbildung 5.13 dargestellte Verlauf des Parallel-Substratwiderstandes in Abhängigkeit von der Frequenz f am Beispiel von Spule 3. Die gestrichelte Linie in diesem Diagramm entspricht einem zu $1/f$ proportionalen Verlauf. Faßt man die aus den Meßwerten der in [51] skalierten Spulen ermittelten Abhängigkeiten von f und L zusammen, so kann für R'_{sub} zusammenfassend eine Proportionalität zu $1/(fL^2)$ angenommen werden. Hieraus kann der in den Abschnitten 5.1 und 5.2 verwendete Proportionalitätskoeffizient α zu

$$\alpha = R'_{sub} L^2 \omega \tag{5.51}$$

bestimmt werden. Der Koeffizient α kann mit (5.51) aus einer Referenzspule mit der Induktivität L_{ref} und dem Referenz-Parallel-Substratwiderstand

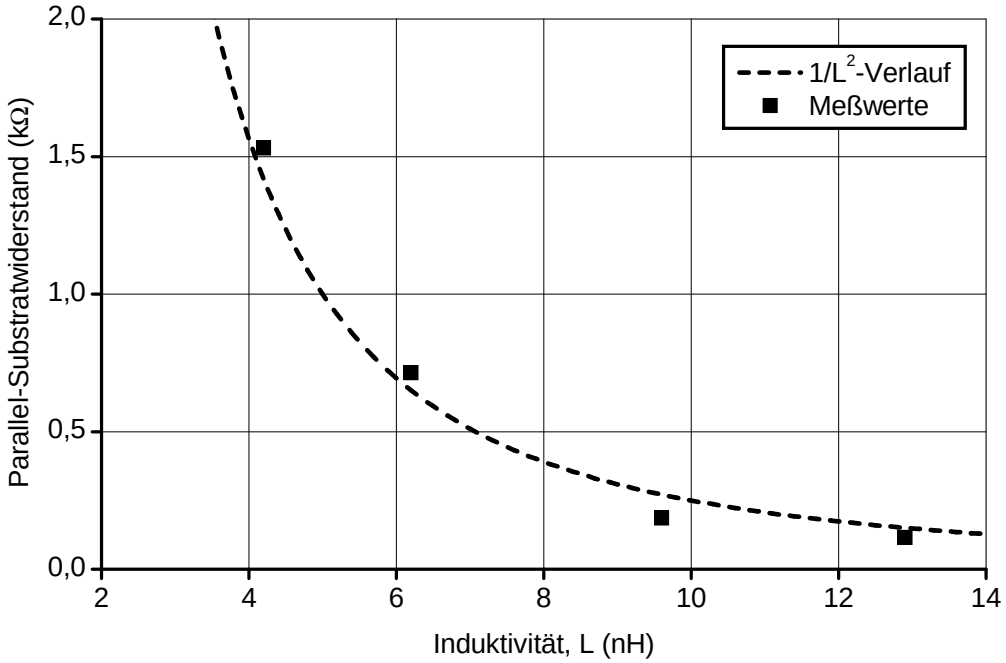


Abbildung 5.12: Verlauf des äquivalenten Parallel-Substratwiderstandes in Abhängigkeit von der Induktivität bei einer Frequenz von 2 GHz.

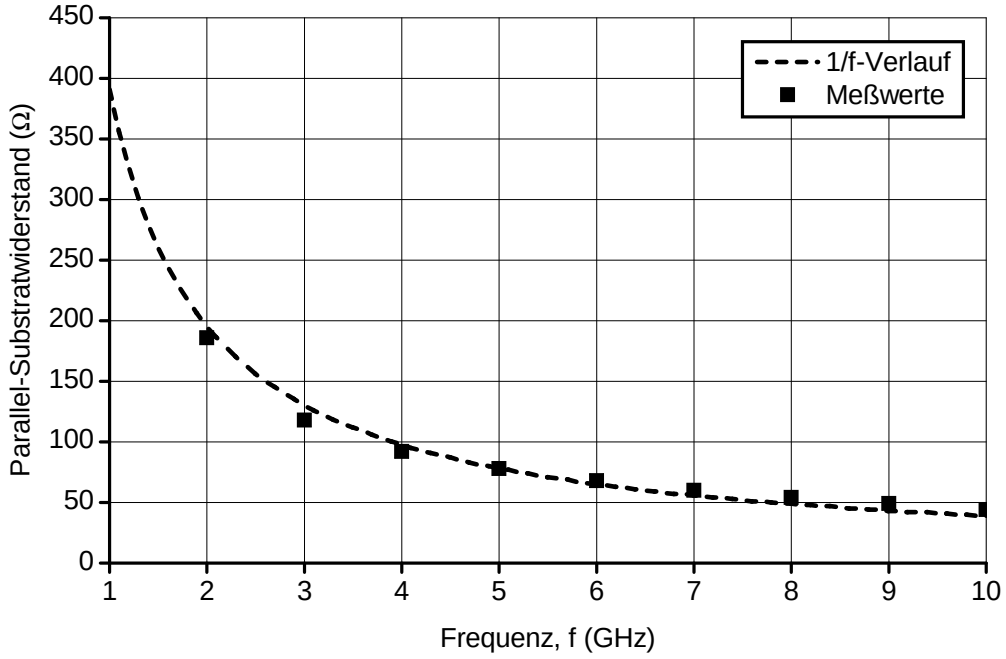


Abbildung 5.13: Verlauf des äquivalenten Parallel-Substratwiderstandes in Abhängigkeit von der Frequenz am Beispiel von Spule 3.

$R'_{sub.ref}$ bei einer Referenzfrequenz ω_{ref} ermittelt werden:

$$\alpha = R'_{sub.ref} L^2_{ref} \omega_{ref} \,. \tag{5.52}$$

5.4 Primärinduktivität und Windungsverhältnis

Der Koeffizient α wird für die Berechnung der optimalen Primärinduktivität $L_{1.opt}$ und des optimalen Windungsverhältnisses N_{opt} in (5.39) bzw. (5.48) benötigt. Nachdem dieser Koeffizient nun mit Hilfe von (5.52) berechenbar ist, soll in diesem Abschnitt anhand eines Beispiels der Zusammenhang zwischen der Primärinduktivität und dem Windungsverhältnis für eine beliebige Spule aus einer Spulenbibliothek, die zur Konstruktion eines Transformators herangezogen werden soll, veranschaulicht werden:

Gegeben sei eine Spule mit $L_1 = 11.7\,\mathrm{nH}$, $R_1 = 16.3\,\Omega$, $C_{1p} = 138\,\mathrm{fF}$ und $R_3 = 2.85\,\mathrm{k\Omega}$,[9] die entsprechend skaliert, als Primärwicklung für einen integrierten Transformator bei einer Signalfrequenz von $\omega_1 = 2\pi \times 2\,\mathrm{GHz}$ verwendet werden soll. Aus dem Parallel-Substratwiderstand R_3, der Induktivität L_1 und der Signalfrequenz ω_1 kann zunächst mit (5.51) der Koeffizient α bestimmt werden. Nach (5.39) berechnen sich die optimale Primärinduktivität und das optimale Windungsverhältnis dann zu $L_{1.opt} = 12.9\,\mathrm{nH}$ und $N_{opt} = 6.74$. Die maximal erreichbare Stromverstärkung des Transformators ergibt sich aus (5.46) zu $A_{i.max.4} = 3.37$. Zur Realisierung dieser Stromverstärkung muß die ursprüngliche Spule entsprechend dem Skalierungsfaktor $\nu_1 = 1.11$ vergrößert werden, indem alle ihre Abmessungen in x-Richtung und in y-Richtung mit dem Faktor ν_1 multipliziert werden. Der Skalierungsfaktor wird durch Anwenden von (5.49) ermittelt. Anschließend muß eine Sekundärinduktivität mit $L_{2.opt} = 285\,\mathrm{pH}$ gefunden werden, die sich von ihren Abmessungen her zwischen die Windungen der Primärwicklung einfügen läßt.

Mit (4.72), (4.76) und (5.22) können die additiven Kapazitäten C_{1x} und C_{2x} berechnet werden, mit denen die Resonanzfrequenz des Transformators auf die Signalfrequenz ω_1 abgestimmt werden kann. Nimmt man einen differentiellen Ausgangswiderstand der HF-Eingangsstufe von $R_S = 50\,\mathrm{k\Omega}$, einen differentiellen Eingangswiderstand der Kommutierungsstufe von $R_L = 25\,\Omega$

[9] Die Elemente des Spulenmodells nach Abbildung 4.5 wurden hier bereits in die Elemente des Transformatormodells für den differentiellen Betrieb nach Abbildung 4.21 umgewandelt. Hierauf wird im nächsten Abschnitt ausführlich eingegangen.

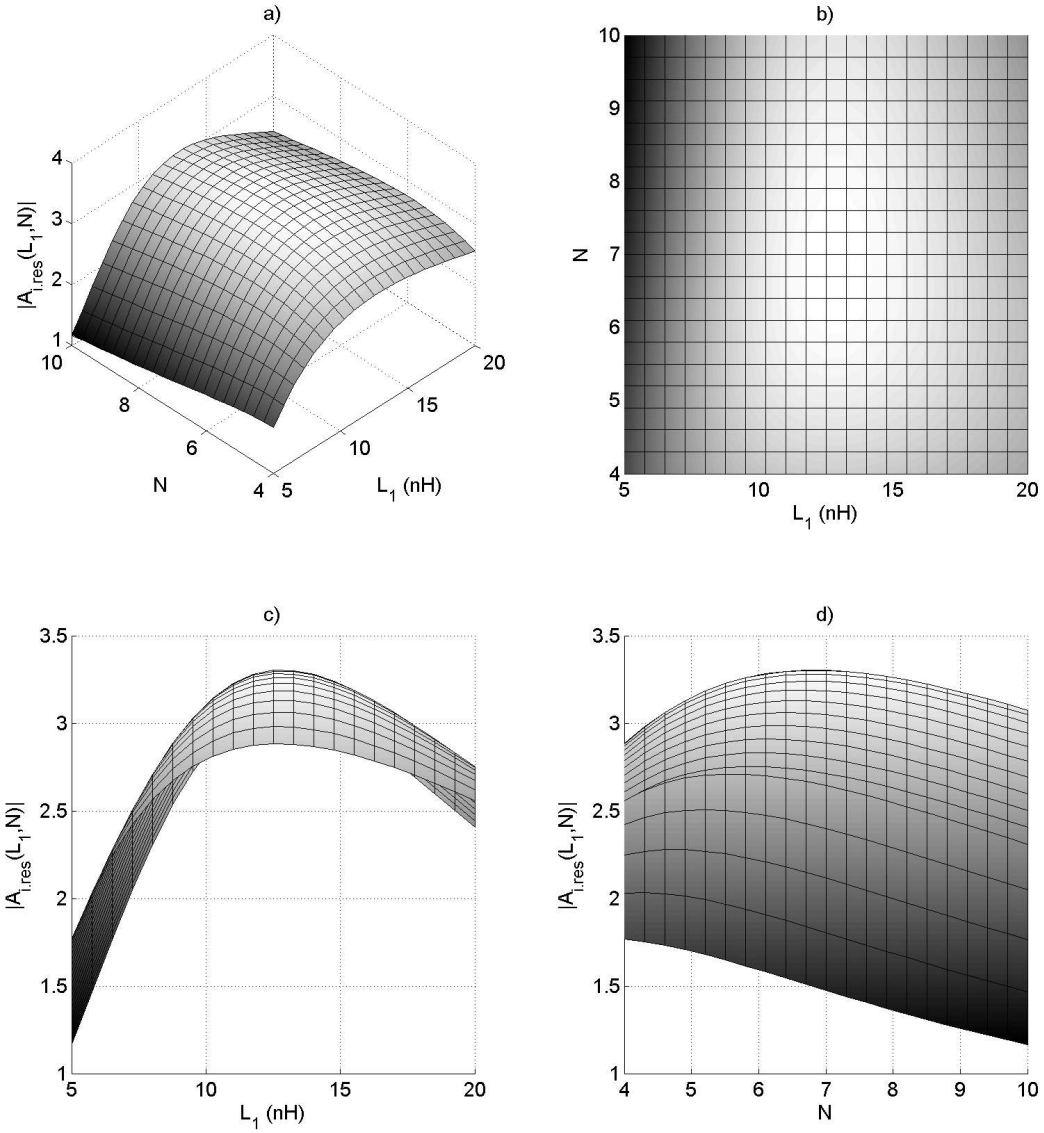


Abbildung 5.14: Maximale Stromverstärkung in Abhängigkeit von der Primärinduktivität und dem Windungsverhältnis. a) Dreidimensionale Ansicht, b) Darstellung in der xy-Ebene, b) Darstellung in der xz-Ebene, b) Darstellung in der yz-Ebene.

und einen Kopplungsfaktor von $k = 0.7$ an und setzt diese Werte zusammen mit R_2 und R_3, die sich aus (5.14) und (5.31) errechnen lassen, in (5.3) ein und variiert L_1 und N in der Umgebung um $L_{1.opt}$ und N_{opt}, so ergibt sich der in Abbildung 5.14 dargestellte Verlauf der Stromverstärkung in Resonanz. Das Maximum der Stromverstärkung in Resonanz kann mit (5.3) zu $A_{i.res.1} = 3.31$ berechnet werden und stimmt damit gut mit der Vorhersage ($A_{i.max.4} = 3.37$, siehe oben) von (5.46) überein.

5.5 Anwendungsbeispiel

Zur Hervorhebung der Bedeutung der theoretischen Ergebnisse des vorangegangenen Abschnitts soll ein Transformator in einer Standard CMOS-Technologie entworfen werden. Die Wicklungen des Transformators können prinzipiell auf die in Abschnitt 5.3 beschriebene Weise aus den Spulen einer Spulenbibliothek gewonnen werden. Steht keine Bibliothek zur Verfügung und ist der zeitliche oder finanzielle Aufwand für die Herstellung eines Testchips einer solchen zu groß, so können die Transformatorwicklungen auch aus dem Zusammenhang, der zwischen ihren geometrischen und physikalischen Eigenschaften besteht, abgeleitet werden. Hierfür können die physikalischen Modelle aus Abschnitt 4.3 herangezogen werden, mit deren Hilfe sich die physikalischen Eigenschaften *Induktivität*, *Leitungswiderstand*, *Substratwiderstand*, *Oxydkapazität* und *Kapazität der Transformatorwicklungen* aus den geometrischen Eigenschaften *Innenradius der Wicklungen*, *Windungsanzahl*, *Windungsabstand*, *Windungshöhe* und *Windungsbreite* berechnen lassen. Je genauer die zugrundeliegende physikalische Modellierung dieser Elemente ist, desto genauer wird die Vorhersage der *optimalen* geometrischen Eigenschaften des Transformators, desto höher wird jedoch auch der Rechenaufwand. Die auf diese Weise ermittelbaren geometrischen Eigenschaften der Transformatorwicklungen sind in jedem Fall gute Startwerte für ein erstes Transformator-Design.

In dem nun folgenden Beispiel werden die optimalen geometrischen Eigenschaften einer einfachen Tranformatorstruktur berechnet. Dabei werden einige Zusammenhänge zwischen den geometrischen und den physikalischen Eigenschaften des Transformators und, daraus folgend, der maximal erzielbaren Stromverstärkung qualitativ und quantitativ aufgezeigt und grafisch in Form einiger Diagramme dargestellt. Zunächst werden hierfür die Elemente des Transformatormodells der Abbildung 4.7 bestimmt. Da die Berechnungen der Diagramme einigen Rechenaufwand bedeutet, werden diese zuvor an

einem Zahlenbeispiel demonstriert, um den Rechenweg aufzuzeigen.

Der Transformator soll zur Stromverstärkung in einem Mischer zwischen der HF-Eingangsstufe und der Kommutierungsstufe eingesetzt werden. Für den Ausgangswiderstand der HF-Eingangsstufe und den Eingangswiderstand der Kommutierungsstufe werden Werte von $R_S = 50\,\mathrm{k}\Omega$ und $R_L = 25\,\Omega$ angenommen. Diese lassen sich leicht auf die in Abschnitt 3.4.2 beschriebene Weise realisieren. Die Berechnungen werden für eine Signalfrequenz von $\omega_1 = 2\pi \times 2\,\mathrm{GHz}$ durchgeführt.

5.5.1 Transformatorstruktur

Ausgangsbasis für die Berechnung der der Abbildung 4.7 entsprechenden Elemente des physikalischen Transformatormodells ist ein Transformator mit einer Primärwicklung, deren Innenradius r_{IP}, Windungsanzahl N_1, Windungsabstand S_1, Windungshöhe T_1 und Windungsbreite W_1 variabel sind. Abbildung 5.15 zeigt den prinzipiellen Aufbau des Transformators. Die Windungsbreite und der Windungsabstand werden relativ zum Radius mit Hilfe der Proportionalitätskoeffizienten w_r und s_r angegeben:

$$W_1 = r_{IP} w_r$$

$$S_1 = r_{IP} s_r\,. \tag{5.53}$$

Die Windungshöhe der Primärwicklung wird durch Parallelschalten mehrerer Metallebenen variiert. Um ein möglichst großes Windungsverhältnis und damit eine möglichst hohe Stromverstärkung zu erzielen, besteht die Sekundärwicklung des Transformators aus nur einer Windung (Windungsanzahl $N_2 = 1$). Ihre Windungsbreite W_2 steht über

$$W_2 = W_1 w_n \tag{5.54}$$

in einem festen Verhältnis w_n zur Windungsbreite W_1 der Primärwicklung, wobei für dieses Anwendungsbeispiel ein Verhältnis von $w_n = 3$ gewählt wird, um die Leitungsverluste der Sekundärwindung zu verringern.[10] Zusätzlich

[10] Nach (4.15) steigt die Induktivität einer Spule quadratisch mit ihrer Windungszahl an, während die Leitungsverluste nach (4.23) in einem linearen Verhältnis zur Windungszahl stehen. Aufgrund des in diesem Anwendungsbeispiel angestrebten hohen Windungsverhältnisses würde die Sekundärwindung bei gleicher Weite von Sekundär- und Primärwin-

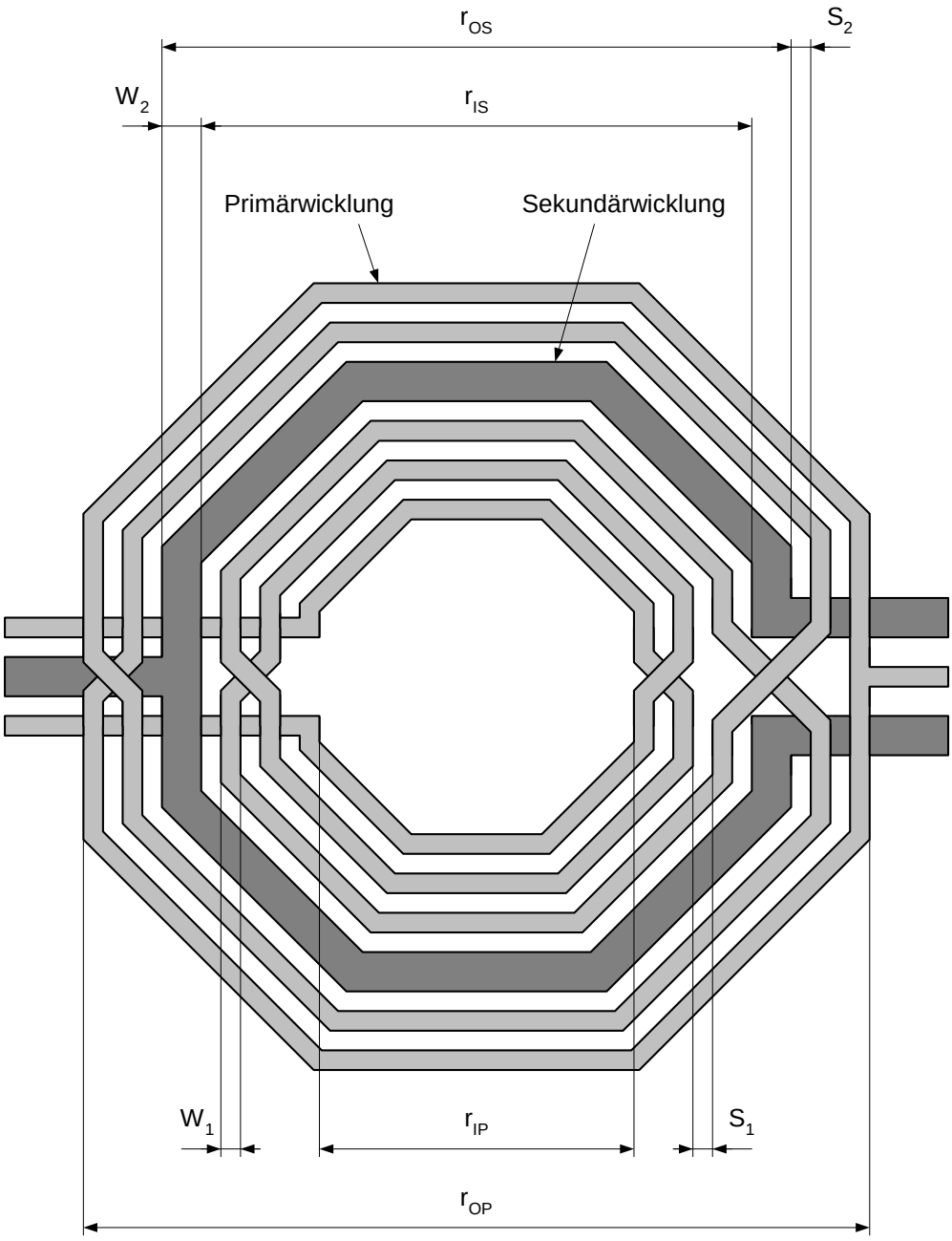


Abbildung 5.15: Prinzipieller Aufbau des Beispieltransformators. Die Anzahl N_1 der Primärwindungen ist variabel. Die Sekundärwicklung besteht aus nur einer Windung ($N_2 = 1$). Sie kann beliebig zwischen zwei Windungen der Primärwicklung plaziert werden. Beispielhaft ist hier ein Transformator mit fünf Primärwindungen und einer Sekundärwindung zwischen der dritten und der vierten Primärwindung dargestellt.

werden alle sechs Metallebenen für die Sekundärwindung verwendet.[11] Der Innenradius r_{IS} der Sekundärwicklung ist variabel, so daß die Sekundärwicklung zwischen zwei beliebigen Windungen der Primärwicklung angeordnet werden kann. Ihr Abstand zu den Windungen der Primärwicklung ist identisch mit dem Abstand der Primärwindungen untereinander ($S_2 = S_1$). Der äußere Radius r_{OP} der Primärwicklung ist gleichzeitig der äußere Radius des Transformators.

5.5.2 Technologie

Um quantitative Aussagen über die optimale Transformatorgeometrie machen zu können, muß der Konstruktion des Transformators eine Technologie zugrundegelegt werden. Für das Anwendungsbeispiel wird hier ein bereits in [52] veröffentlichter Prozeß mit sechs Metallisierungsebenen aus Kupfer und einem Substrat mit einer Leitfähigkeit von $\sigma_{sub} = 10\,\mathrm{S/m}$ verwendet. Ein Schnittbild dieser Technologie zeigt Abbildung 5.16.

5.5.3 Berechnung der Elemente des Transformatormodells

Die Elemente des Transformatormodells der Abbildung 4.7 werden nun mit Hilfe der physikalischen Modelle aus Abschnitt 4.3 berechnet. Alle geometrischen Größen beziehen sich auf Abbildung 5.15.

Induktivitäten

Die Induktivität der achteckigen Primärwicklung kann mit Hilfe von (4.15) aus ihren geometrischen Abmessungen zu

$$L_{prim} = 2.25\mu_0 \frac{2r_1 N_1^2}{1 + 3.55\dfrac{W_P}{2r_1}} \tag{5.55}$$

dungen eine wesentlich geringere Induktivität pro Widerstand aufweisen. Die Aufweitung der Sekundärwindung wirkt dem entgegen.

[11] Diese beiden Maßnahmen erhöhen zwar die Oxydkapazität der Sekundärwindung, wie sich jedoch später zeigen wird, ist die Oxydkapazität der Sekundärwindung vernachlässigbar gegenüber der Kapazität C_{2x} (siehe Abbildung 4.30), die der Sekundärwindung parallelgeschaltet wird.

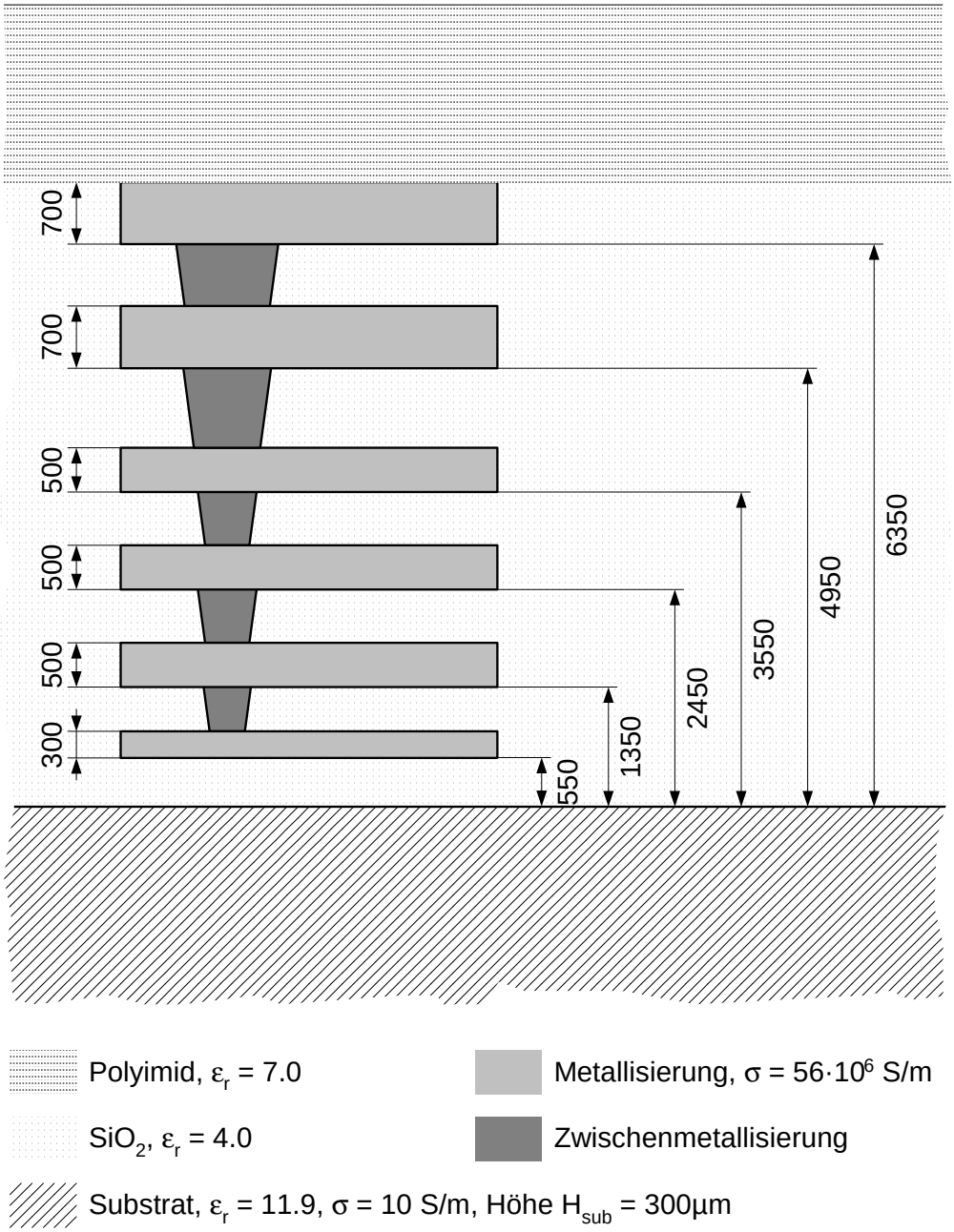


Abbildung 5.16: Schnittbild der dem Anwendungsbeispiel zugrundeliegenden Standard CMOS-Technologie mit sechs Metallisierungsebenen [52].

mit

$$W_P = N_1 (W_1 + S_1) + W_2$$

$$r_1 = r_{IP} + \frac{W_P}{2} . \tag{5.56}$$

berechnet werden, wobei $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}\,\mathrm{Vs/Am}$ die Permeabilität vom Vakuum, W_P die Weite der Primärwicklung und r_1 deren mittlerer Radius ist. Die Weite W_2 der Sekundärwicklung geht in die Berechnung von W_P und r_1 und somit auch in die von L_{prim} ein. Dadurch wird berücksichtigt, daß sich die Sekundärwicklung örtlich zwischen zwei Windungen der Primärwicklung befindet. Der Einfluß, den ihre absolute Position innerhalb des Transformators auf die Größe der Primärinduktivität hat, wird hier vernachlässigt. Die Induktivität der Sekundärwicklung läßt sich analog zur Berechnung der Primärinduktivität und wegen $N_2 = 1$ aus (4.15) zu

$$L_{sec} = 2.25\mu_0 \frac{2r_2}{1 + 3.55\dfrac{W_2}{2r_2}} \tag{5.57}$$

mit

$$r_2 = r_{IS} + \frac{W_2}{2} \tag{5.58}$$

bestimmen. Hierin ist r_2 der mittlere Radius der Sekundärwicklung.

Leitungsverluste

Die Leitungswiderstände der Transformatorwicklungen ergeben sich aus den Gleichungen (4.23) – (4.26) zu

$$R_{prim} = \frac{l_{MP} N_1}{\sigma_{Cu} W_1 T_1} \left[1 + \left(\frac{\omega_1}{\omega_{u1}} \right)^2 + \left(\frac{\omega_1}{\omega_{o1}} \right)^5 \right]^{\frac{1}{10}}$$

$$R_{sec} = \frac{l_S}{\sigma_{Cu} W_2 T_2} \left[1 + \left(\frac{\omega_1}{\omega_{u2}} \right)^2 + \left(\frac{\omega_1}{\omega_{o2}} \right)^5 \right]^{\frac{1}{10}} \tag{5.59}$$

mit

$$l_{MP} = 16r_1\left(\sqrt{2}-1\right) \qquad l_S = 16r_2\left(\sqrt{2}-1\right)$$

$$\omega_{u1,2} = \frac{\pi^2}{\mu_0\sigma_{Cu}W_{1,2}T_{1,2}} \qquad \omega_{o1,2} = \frac{2\pi^3}{\mu_0\sigma_{Cu}T_{1,2}E_{1,2}^2}$$

$$E_{1,2} = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{1}{\sqrt{1-e_{1,2}^2\sin^2\varphi}}\,\mathrm{d}\varphi \qquad e_{1,2} = \sqrt{1-\left(\frac{T_{1,2}}{W_{1,2}}\right)^2}, \tag{5.60}$$

wobei σ_{Cu} die spezifische Leitfähigkeit von Kupfer ist.

Oxydkapazitäten

Die Oxydkapazitäten der Transformatorwicklungen ergeben sich aus (4.29) bzw. (4.30) zu

$$C_{ox.sec} = \varepsilon_0\varepsilon_{r.ox}l_S\left[\frac{W_2}{H_2} + 0.77 + 1.06\left(\frac{W_2}{H_2}\right)^{\frac{1}{4}} + 1.06\left(\frac{T_2}{H_2}\right)^{\frac{1}{2}}\right]$$

$$C_{ox.prim} = \varepsilon_0\varepsilon_{r.ox}l_{MP}\left[\frac{W_P}{H_1} + 0.77 + 1.06\left(\frac{W_P}{H_1}\right)^{\frac{1}{4}} + 1.06\left(\frac{T_1}{H_1}\right)^{\frac{1}{2}}\right]. \tag{5.61}$$

Hierin ist $\varepsilon_0 \approx 8.854 \times 10^{-12}\,\mathrm{Am/Vs}$ die Dielektrizitätskonstante des Vakuums, $\varepsilon_{r.ox}$ ist die Dielektrizitätskonstante von SiO_2, und H_1 bzw. H_2 ist der Abstand der untersten Metallebene der Primär- bzw. Sekundärwicklung zum Substrat. Für die Berechnung der Oxydkapazität der Primärwicklung wird in (5.61) die Weite W_P der gesamten Wicklung nach (5.56) berücksichtigt.

Substratwiderstände

Aus (4.33) können die Substratwiderstände für das Transformatormodell ermittelt werden:

$$R_{sub.prim} = \frac{1}{2\pi\sigma_{sub}} \ln\left[2\coth\left(\frac{\pi}{8}\frac{W_P + 6H_1 + T_1}{H_{sub}}\right)\right]$$

$$R_{sub.sec} = \frac{1}{2\pi\sigma_{sub}} \ln\left[2\coth\left(\frac{\pi}{8}\frac{W_2 + 6H_2 + T_2}{H_{sub}}\right)\right]. \qquad (5.62)$$

Das Substrat hat eine Höhe von $H_{sub} = 300\,\mu$m (siehe auch Abbildung 5.16).

Kapazität der Transformatorwicklungen

Zur Abschätzung der Eigenresonanzfrequenz des Transformators kann die Kapazität der Primärwicklung mit (4.40) zu

$$C_{f.prim} = \frac{\varepsilon_0\varepsilon_{r.ox} l_{MP}\,(N_1 - 2)}{2}\left[\frac{T_1}{S_1} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{2\pi}\ln\left(\left(1 + \frac{W_1}{S_1}\right)^2 - 1\right)\left(1 + \frac{2S_1}{W_1}\right)^{1+\frac{W_1}{S_1}}\right] \qquad (5.63)$$

bestimmt werden. In die Berechnung der Kapazität der Primärwicklung gehen nur $N_1 - 1$ Windungen ein, da sich eine Sekundärwindung zwischen den Primärwindungen befindet. Die kapazitive Kopplung zwischen der Primär- und der Sekundärwicklung wird vernachlässigt.

Resonanzfrequenz

Aus der Induktivität, der Oxydkapazität und der Kapazität zwischen den Windungen kann die Eigenresonanzfrequenz der Primärinduktivität berechnet werden. Wird berücksichtigt, daß die Wicklungen des Transformators symmetrisch betrieben werden, ergibt sich die Eigenresonanzfrequenz der Primärinduktivität aus

$$f_{res.prim} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{1}{2}L_{prim}\left(2C_{f.prim} + \frac{1}{4}C_{ox.prim}\right)}}. \qquad (5.64)$$

Die Sekundärinduktivität ist sehr viel kleiner als die Primärinduktivität, somit ist auch ihre Oxydkapazität und ihre Wicklungskapazität sehr viel geringer, und es kann aus der Eigenresonanzfrequenz der Primärinduktivität grob auf die erste Resonanzfrequenz des Transformators geschlossen werden.

Kopplungsfaktor

Der Kopplungsfaktor des Transformators könnte mit Hilfe von (4.41) und (4.42) bestimmt werden. Dies würde die absoluten Abmessungen der Primär- und Sekundärwicklung erfordern. Diese sind jedoch erst nach der Skalierung der Primär- und Sekundärwicklung bekannt. Für die Berechnung der Skalierungsfaktoren wird wiederum der Kopplungsfaktor benötigt. Eine Bestimmung des Kopplungsfaktors ist ohne numerische rekursive Berechnungsalgorithmen für *dieses* Anwendungsbeispiel, bei dem die geometrischen Abmessungen des Transformators nicht von vornherein feststehen, sondern durch Optimierung gefunden werden sollen, nicht möglich.

Der Kopplungsfaktor wird hier deswegen geschätzt. Für die in Abbildung 5.15 dargestellte Transformatorstruktur kann mit einem Kopplungsfaktor von $k_{prim,sec} \approx 0.5 \ldots 0.75$ gerechnet werden. Dieser hängt insbesondere von dem Windungsverhältnis, der Position der Sekundärwindung innerhalb der Primärwicklung und der absoluten Größe des Transformators ab. Für den Kopplungsfaktor wird ein Wert von $k_{prim,sec} = 0.6$ geschätzt.

Zahlenbeispiel

Bevor die geometrischen Abmessungen des Transformators der Abbildung 5.15 durch Variation des Innenradius r_{IP}, der Windungsanzahl N_1, des Windungsabstandes S_1, der Windungshöhe T_1 und der Windungsbreite W_1 der Primärwicklung optimiert werden sollen, werden *in einem Zahlenbeispiel* alle Elemente des Transformatormodells der Abbildung 4.7 berechnet. Anschließend werden mit Hilfe von (5.39), (5.46) und (5.49) die mit diesem Transformator durch Skalierung erreichbare maximale Stromverstärkung sowie der Skalierungsfaktor berechnet.

Wie zu Beginn des Abschnittes 5.5 angegeben, betragen der Ausgangs- bzw. der Eingangswiderstand der HF-Eingangsstufe bzw. der Kommutierungsstufe des Mischers $R_S = 50\,\mathrm{k\Omega}$ bzw. $R_L = 25\,\Omega$. Die Signalfrequenz ist $\omega_1 = 2\pi \times 2\,\mathrm{GHz}$. Der Innenradius der Primärwicklung wird in diesem Zahlenbeispiel auf $r_{IP} = 100\,\mu\mathrm{m}$ festgelegt.[12] Die Proportionalitätskoeffizienten

[12]Da alle anderen geometrischen Größen in diesem Anwendungsbeispiel relativ zum In-

zur Bestimmung der Weite und des Abstandes der Windungen der Primärwicklung werden auf $w_r = 0.08$ und $s_r = 0.02$ festgelegt. Zur Konstruktion der Primärwicklung mit $N_1 = 5$ Windungen werden in diesem Zahlenbeispiel die oberen drei Metallebenen verwendet.

Aus den geometrischen Angaben berechnen sich nach (5.53) die Weite der Primärwindungen und ihr Abstand zueinander zu $W_1 = 8\,\mu$m und $S_1 = 2\,\mu$m. Die Weite der Sekundärwindung ergibt sich aus (5.54) zu $W_2 = 24\,\mu$m. Aus (5.55) und (5.56) folgt zunächst für die Weite und den mittleren Radius der Primärwicklung $W_P = 74\,\mu$m und $r_1 = 137\,\mu$m und daraus $L_{prim} = 9.89\,$nH. Der Widerstand der Primärwicklung ergibt sich mit (5.59) zu $R_{prim} = 5.93\,\Omega$. Für die Oxydkapazität, den Substratwiderstand und die Windungskapazität der Primärwicklung findet man mit (5.61) – (5.63) $C_{ox.prim} = 793\,$fF, $R_{sub.prim} = 96.8\,\Omega$ und $C_{f.prim} = 231\,$fF.

Die für das Transformatormodell der Abbildung 4.7 ermittelten Elemente müssen zur Berechnung der maximalen Stromverstärkung in das Transformatormodell für den differentiellen Betrieb (Abbildung 4.20 bzw. 4.21) umgewandelt werden (siehe auch Abschnitt 4.4.1). Durch Anwenden von (4.43) und (4.46) ergeben sich $L_1 = 4.94\,$nH, $R_1 = 2.96\,\Omega$, $C_{OP} = 198\,$fF und $R_{SP} = 387\,\Omega$ und mit (4.55) $C'_{OP} = 103\,$fF und $R'_{SP} = 804\,\Omega$.

Aus (5.51) kann nun der Koeffizient α (siehe Abschnitt 5.3) bestimmt werden, indem in (5.51) für $R'_{sub.ref} = R'_{SP}$, $L_{ref} = L_1$ und $\omega_{ref} = \omega_1$ eingesetzt wird. Daraus ergibt sich $\alpha = 249\,\mu\Omega^3$s, und die optimale Primärinduktivität, das optimale Windungsverhältnis und die maximale Stromverstärkung lassen sich mit (5.39) und (5.46) zu $L_{1.opt} = 8.24\,$nH, $N_{opt} = 4.78$ und $A_{i.max.4} = 2.39$ bestimmen. Aus (5.49) und (5.50) ergeben sich der Skalierungsfaktor und die optimale Sekundärinduktivität für die Primärwicklung zu $\nu_1 = 0.833$ und $L_{2.opt} = 360\,$pH.

Die maximale Stromverstärkung wird erzielt, wenn die Primärwicklung entsprechend skaliert, und eine Sekundärwindung mit der Induktivität $L_{2.opt}$ konstruiert wird. Damit ergeben sich für die Primärwicklung die geometrischen Eigenschaften $r_{IP} = 83.3\,\mu$m, $W_1 = 6.67\,\mu$m und $S_1 = 1.67\,\mu$m. Für die Sekundärwicklung kann durch Umstellen von (5.57) und Auflösen nach r_2 mit

$$r_2 = \frac{1}{9}\mu_0 \left(L_{2.opt} + \sqrt{L_{2.opt}^2 + 31.95\mu_0 L_{2.opt} W_2} \right) \tag{5.65}$$

nenradius der Primärwindung angegeben werden (siehe auch 5.5.1), hat die absolute Größe des Transformators nur einen geringen Einfluß auf das Ergebnis dieses Zahlenbeispiels. Die Skalierungsfaktoren fallen bei einem großen Innenradius entsprechend kleiner aus und umgekehrt.

der mittlere Radius zu $r_2 = 92.9\,\mu$m berechnet werden. Die Sekundärwindung befindet sich damit örtlich zwischen der ersten und der zweiten Primärwindung.[13]

5.5.4 Optimierung der Transformatorwicklungen

Anhand des Zahlenbeispiels des vorangegangenen Abschnitts wurde der Rechenweg aufgezeigt, der beschritten werden muß, um aus den geometrischen Abmessungen eines Transformators die maximale Stromverstärkung und den Skalierungsfaktor für die Primärwicklung zu errechnen. Die Proportionalitätskoeffizienten w_r und s_r, die Windungszahl N_1 der Primärwicklung, und die Höhe der Primärwicklung bzw. die Anzahl der Metallebenen, aus denen die Primärwicklung besteht, wurden dabei willkürlich festgelegt. Sie sollen in diesem Abschnitt grafisch optimiert werden. Basierend auf den Gleichungen (4.43), (4.46), (5.51), (5.39), (5.46), (5.49) – (5.65) und in Analogie zu dem vorangegangenen Zahlenbeispiel, werden für die Tranformatorstruktur der Abbildung 5.15 und die Technologie der Abbildung 5.16 einige Zusammenhänge zwischen den geometrischen und den physikalischen Eigenschaften des Transformators und, daraus folgend, der maximal erzielbaren Stromverstärkung qualitativ und quantitativ aufgezeigt. Alle Berechnungen basieren auf einer Signalfrequenz von $\omega_1 = 2\pi \times 2\,\text{GHz}$ und einem Innenradius der Primärwicklung von $r_{IP} = 100\,\mu$m.

Variation der Windungszahl der Primärwicklung

Das Verhältnis von Windungsweite zu Innenradius der Primärwicklung hat Einfluß auf die maximal erzielbare Stromverstärkung, den Flächenverbrauch des Transformators und seine Resonanzfrequenz. Für die folgenden Betrachtungen werden die Proportionalitätskoeffizienten zur Bestimmung der Weite und des Abstandes der Windungen der Primärwicklung zunächst auf $w_r = 0.05$ und $s_r = 0.02$ festgelegt. Ihr Einfluß auf die maximal erzielbare Stromverstärkung wird im nächsten Abschnitt diskutiert.

Vernachlässigt man für eine grobe Betrachtung die Randeffekte, so ergeben sich der Substratwiderstand und die Oxydkapazität der Primärwindung

[13] Die *erste* Primärwindung ist zugleich die *innerste* Windung des Transformators.

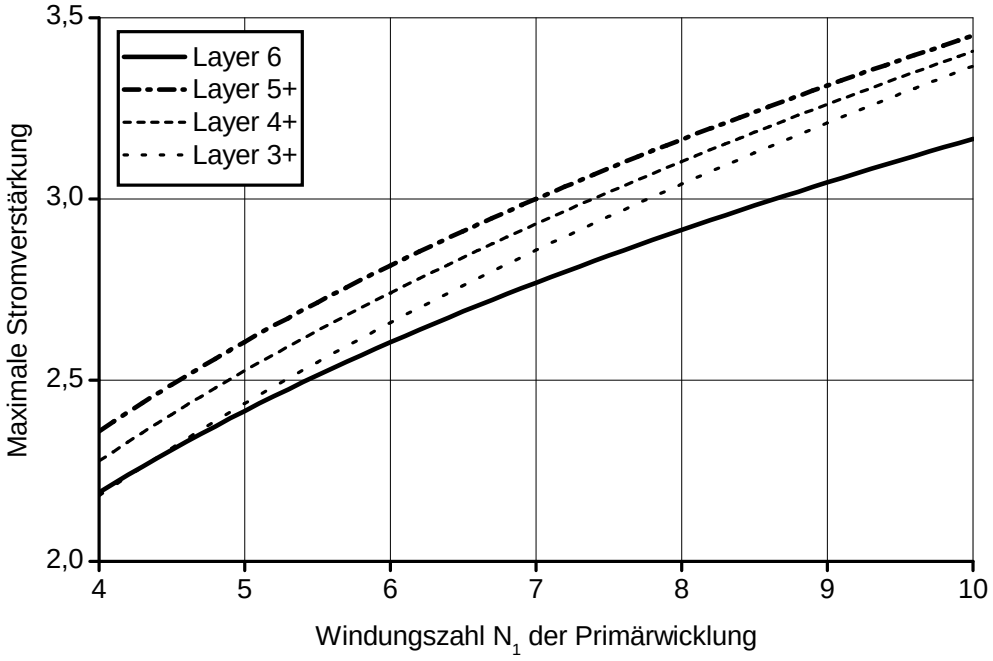


Abbildung 5.17: Maximale Stromverstärkung in Abhängigkeit von der Windungszahl der Primärwicklung.

nach (4.1) und (4.27) näherungsweise zu

$$R_{sub} = \frac{H_1}{\sigma_{sub} W_P N_1 l_{MP}}$$

$$C_{ox} = \varepsilon_0 \varepsilon_{r.ox} \frac{W_P N_1 l_{MP}}{H_1} \tag{5.66}$$

Der Parallel-Substratwiderstand ergibt sich nach (4.55) und (4.56) näherungsweise zu

$$R_{sub.par} = R_{sub} \left[1 + \frac{1}{(\omega_1 R_{sub} C_{ox})^2} \right] . \tag{5.67}$$

Setzt man nun (5.66) in (5.67) ein, so kann man leicht erkennen, daß der Parallel-Substratwiderstand $R_{sub.par}$ umgekehrt proportional zur Windungszahl N_1 ist ($R_{sub.par} \propto N_1^{-1}$). Die Primärinduktivität L_{prim} ist nach (5.55) proportional zum Quadrat der Windungszahl ($L_{prim} \propto N_1^2$). Daraus folgt für den Koeffizienten α mit (5.51) eine Proportionalität zu N^3, ($\alpha \propto N_1^3$). Der

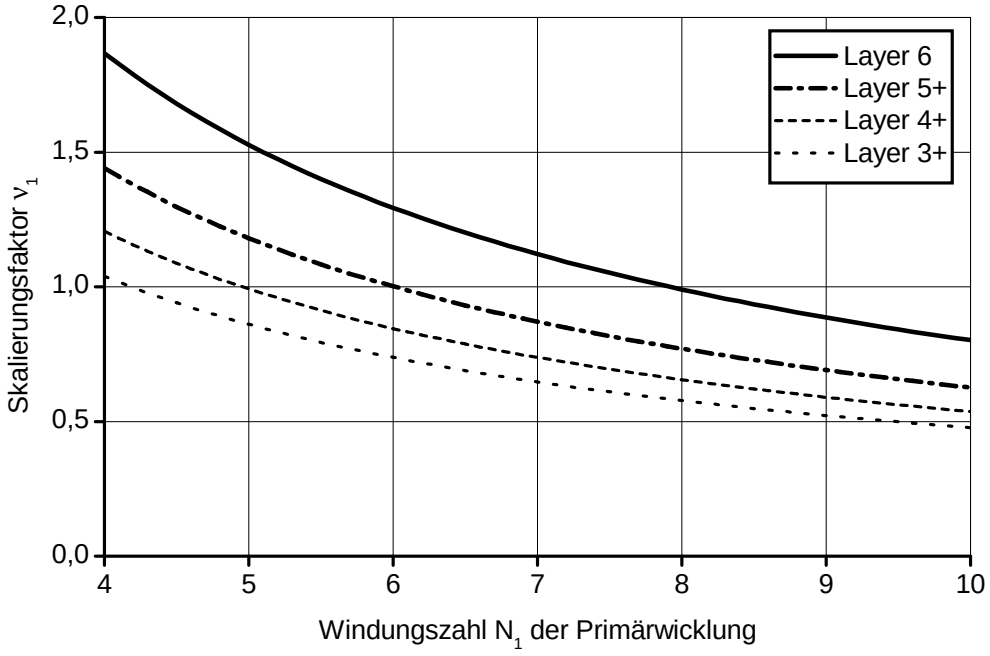


Abbildung 5.18: Skalierungsfaktor in Abhängigkeit von der Windungszahl der Primärwicklung.

Leitungswiderstand R_{prim} verläuft wegen (5.59) proportional zur Windungszahl ($R_{prim} \propto N_1$). Zusammenfassend ergibt sich mit (5.39)[14] und (5.46) eine Proportionalität der maximalen Stromverstärkung $A_{i.max.4}$ zur Wurzel der Windungszahl ($A_{i.max.4} \propto \sqrt{N_1}$). Diesen Zusammenhang gibt auch Abbildung 5.17 wieder.

Die Windungshöhe der Primärwicklung und damit auch die Anzahl der Metallisierungsebenen hat ebenfalls Einfluß auf die maximale Stromverstärkung (Abbildung 5.17). Mit zunehmender Anzahl der Metallisierungsebenen steigt die maximale Stromverstärkung $A_{i.max.4}$ aufgrund des geringer werdenden Leitungswiderstandes zunächst an. Sie beginnt jedoch wieder zu sinken, sobald die kapazitive Kopplung ins Substrat, aufgrund des mit zunehmender Anzahl von Metallisierungsebenen geringer werdenden Abstandes zum Substrat, zu groß wird.

Neben der maximalen Stromverstärkung ist die Größe des Transformators von Bedeutung. Sie ergibt sich aus dem Produkt aus Skalierungsfaktor ν_1 und ursprünglichem Außenradius r_{OP}, der für $W_1 \ll r_{OP}$ in erster Näherung unabhängig von der Windungszahl ist. Wegen der im vorletzten Absatz be-

[14] In (5.39) ist $R_1 = R_{prim}$ einzusetzen.

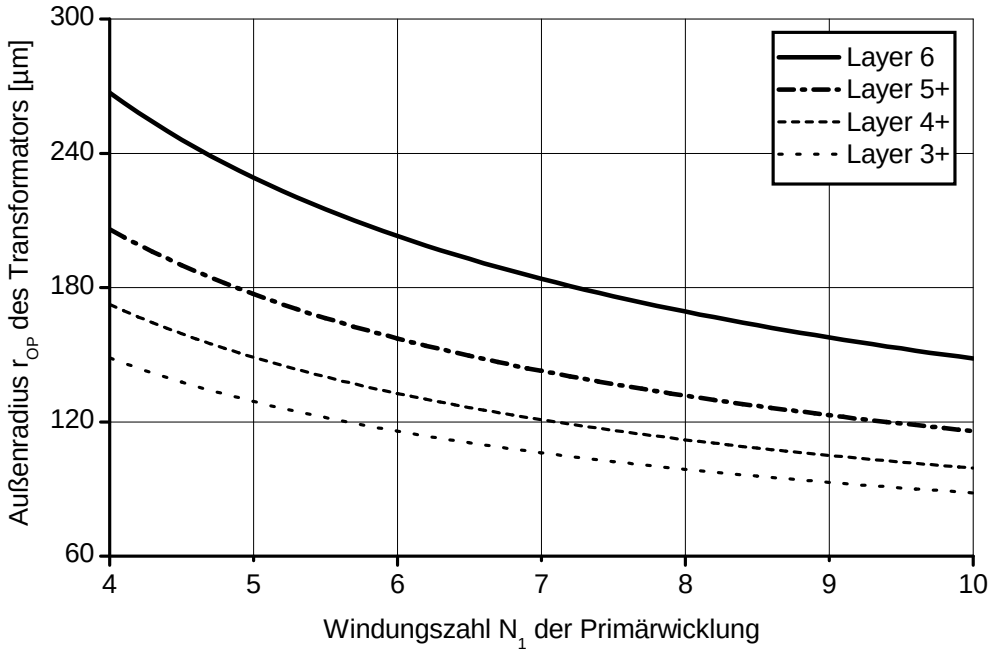


Abbildung 5.19: Außenradius des skalierten Transformators in Abhängigkeit von der Windungszahl der Primärwicklung.

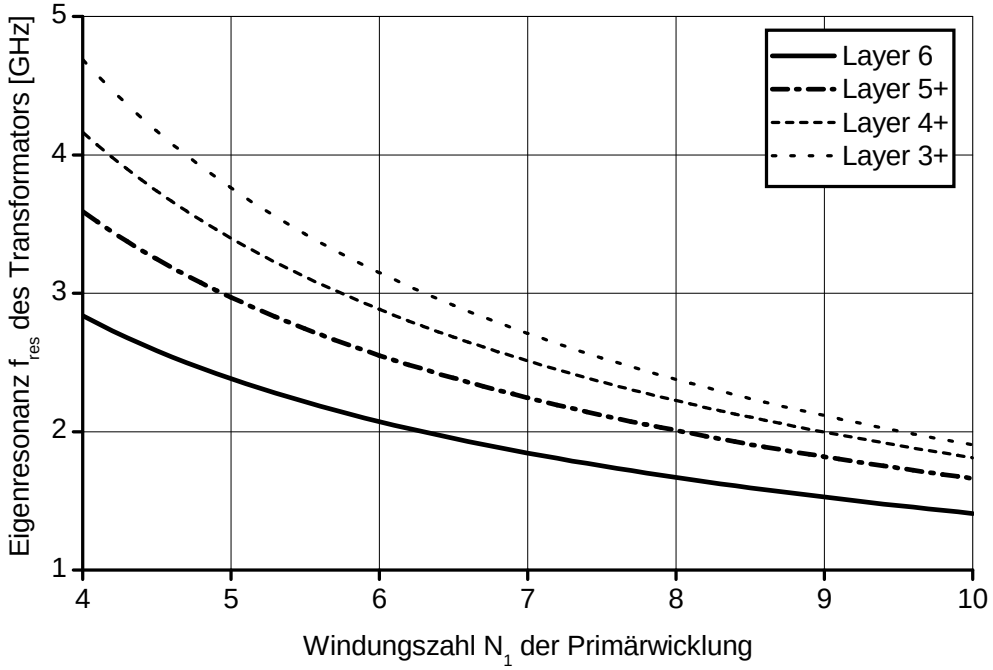


Abbildung 5.20: Eigenresonanzfrequenz des skalierten Transformators in Abhängigkeit von der Windungszahl der Primärwicklung.

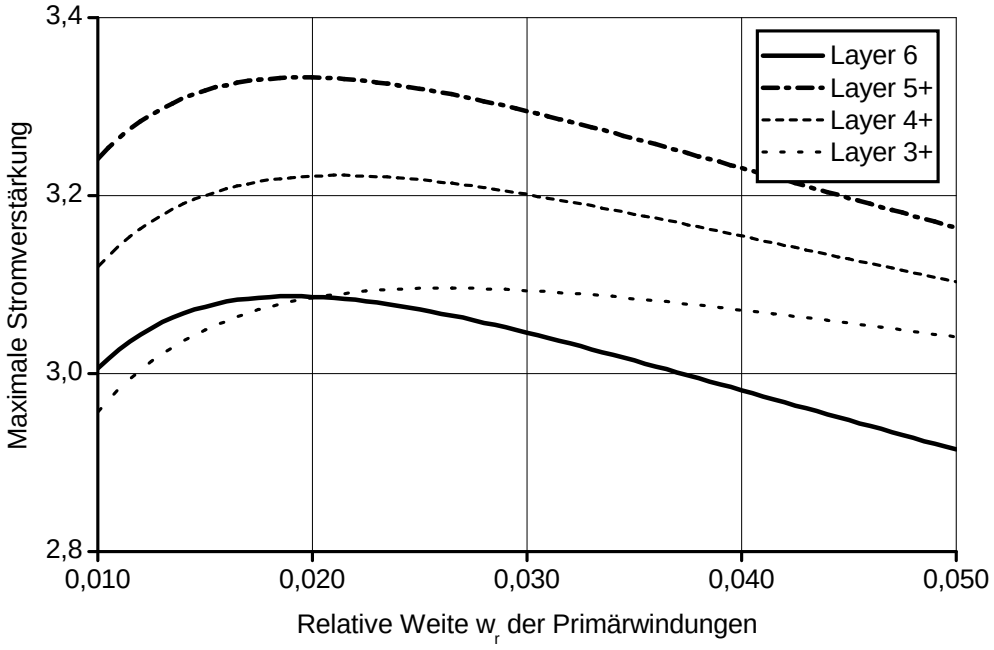


Abbildung 5.21: Maximale Stromverstärkung in Abhängigkeit von der Windungsweite der Primärwicklung (Parameter Windungshöhe).

schriebenen Proportionalitäten $\alpha \propto N_1^3$ und $R_{prim} \propto N_1$ gilt für die optimale Primärinduktivität nach (5.39) $L_{1.opt} \propto N_1$ und damit für den Skalierungsfaktor nach (5.49) $\nu_1 \propto N_1^{-1}$ (Abbildung 5.18). Aus (5.55) und (5.39) folgen $L_{prim} \neq f(H_1)$ bzw. $L_{1.opt} \propto R_{prim}^{-1/4} \propto H_1^{-1/4}$. Aus (5.49) ergibt sich damit für den Skalierungsfaktor gleichzeitig eine Abhängigkeit vom Abstand H_1 der untersten Metallebene der Primärwicklung zum Substrat ($\nu_1 \propto H_1^{-1/4}$). Zusammenfassend nimmt der Skalierungsfaktor mit steigender Windungszahl N_1 und zunehmender Anzahl von Metallisierungsebenen bzw. zunehmendem Abstand H_1 der untersten Metallebene der Primärwicklung zum Substrat ab. Daraus resultiert ein Transformator mit geringem Außendurchmesser (Abbildung 5.19) und hoher Resonanzfrequenz (Abbildung 5.20). Beide Abbildungen beziehen sich auf den bereits skalierten Transformator.

Variation des Verhältnisses von Windungsweite zu Radius

Auch die relative Windungsweite beeinflußt die maximal erzielbare Stromverstärkung. Bei sehr geringer Windungsweite steigt die Stromverstärkung zunächst mit zunehmender Windungsweite an, da die ohmschen Verluste in den Windungen abnehmen, während sich die Kopplung zum Substrat bei

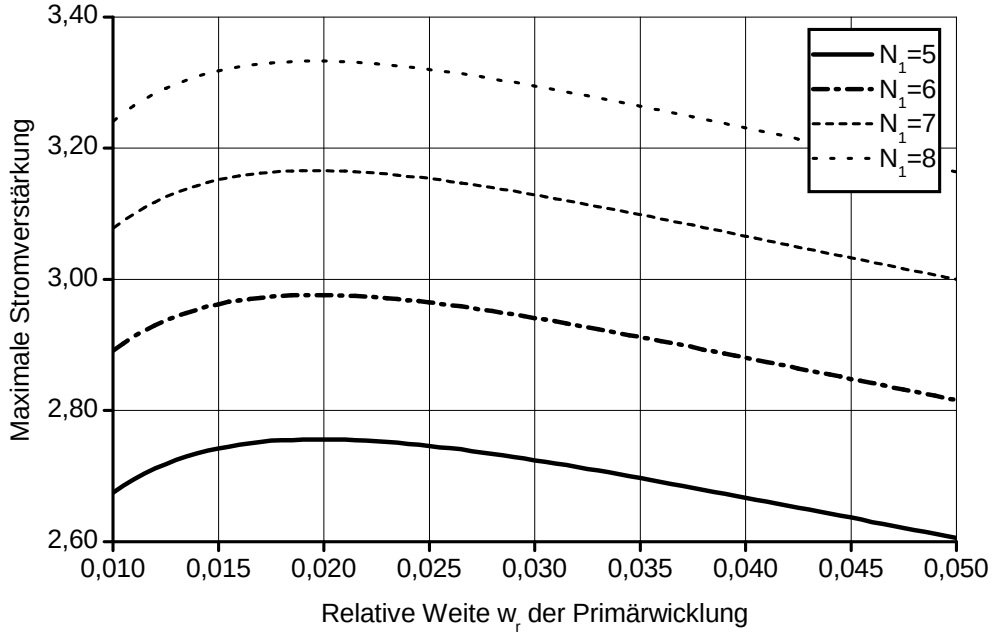


Abbildung 5.22: Maximale Stromverstärkung in Abhängigkeit von der Windungsweite der Primärwicklung (Parameter Windungszahl).

sehr engen Windungen anfangs kaum ändert; hier dominieren Randeffekte, so daß eine Änderung der Windungsweite nur geringen Einfluß auf die Oxydkapazität hat. Steigt die Windungsweite weiter an, so nehmen die ohmschen Verluste zwar weiter ab, gleichzeitig steigt die Oxydkapazität jetzt aber aufgrund der größer werdenden Fläche der Primärwicklung merklich mit der Windungsweite an, wodurch die Substratverluste den Einfluß der ohmschen Verluste dominieren. Aus diesem Grund und weil die Induktivität bei größerer Windungsweite aufgrund der geringeren Gegeninduktivität zwischen den einzelnen Windungen abnimmt, führt eine zu weite Windung zu einer geringeren maximal erzielbaren Stromverstärkung. Diesen Zusammenhang zeigen auch die Diagramme in Abbildung 5.21 und Abbildung 5.22. Die Abbildung 5.21 zeigt die maximale Stromverstärkung in Abhängigkeit vom Verhältnis zwischen Windungsweite und Innenradius der Primärwicklung für verschiedene Windungshöhen (bzw. Anzahlen von Metallisierungsebenen) und für die Windungsanzahl $N_1 = 8$. Abbildung 5.22 zeigt den Verlauf der maximalen Stromverstärkung für verschiedene Windungszahlen und für den Fall, daß die Primärwicklung aus den beiden obersten der sechs Metallisierungsebenen besteht. In beiden Abbildungen beträgt der Proportionalitätskoeffizient zur Bestimmung des Abstandes der Windungen der Primärwicklung $s_r = 0.02$.

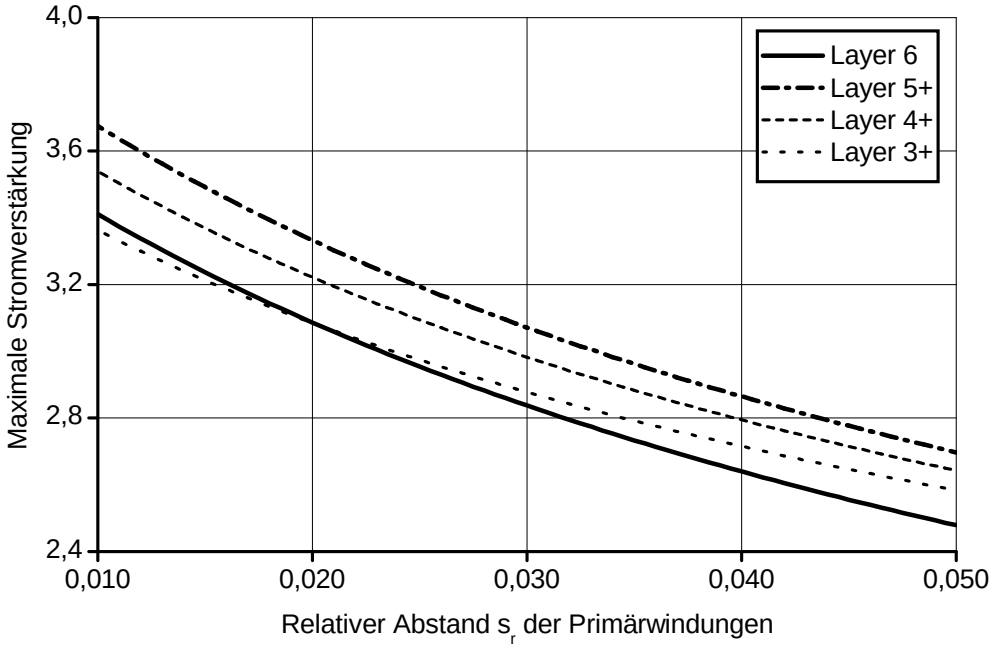


Abbildung 5.23: Maximale Stromverstärkung in Abhängigkeit vom Windungsabstand der Primärwicklung (Parameter Windungshöhe).

Variation des Verhältnisses von Windungsabstand zu Radius

Eine weitere Möglichkeit, Einfluß auf die maximal erzielbare Stromverstärkung zu nehmen, ist die Variation des Windungsabstandes. Je kleiner die Distanz zwischen den Windungen der Primärwicklung ist, desto höher wird die Gegeninduktivität zwischen den einzelnen Windungen und damit die Gesamtinduktivität der Primärwicklung, desto geringer wird auch der Außendurchmesser des Transformators. Zum einen führt das zu einer kürzeren Gesamtlänge der Primärwicklung und damit zu kleineren ohmschen Verlusten in den Windungen, zum anderen reduziert ein flächenmäßig kleiner Transformator auch die Kopplung zum Substrat und damit die Substratverluste. Ein kleiner Windungsabstand führt somit zu einer hohen maximal erzielbaren Stromverstärkung. Die Abhängigkeit der maximalen Stromverstärkung von dem Windungsabstand der Primärwicklung ist in Abbildung 5.23 und Abbildung 5.24 für einen Proportionalitätskoeffizient von $w_r = 0.02$ und für verschiedene Windungshöhen bzw. verschiedene Windungszahlen dargestellt. In Abbildung 5.23 ist die Windungsanzahl $N_1 = 8$, und in Abbildung 5.24 besteht die Primärwicklung aus den beiden obersten der sechs Metallisierungsebenen. Je geringer der Windungsabstand ist, desto niedriger ist jedoch

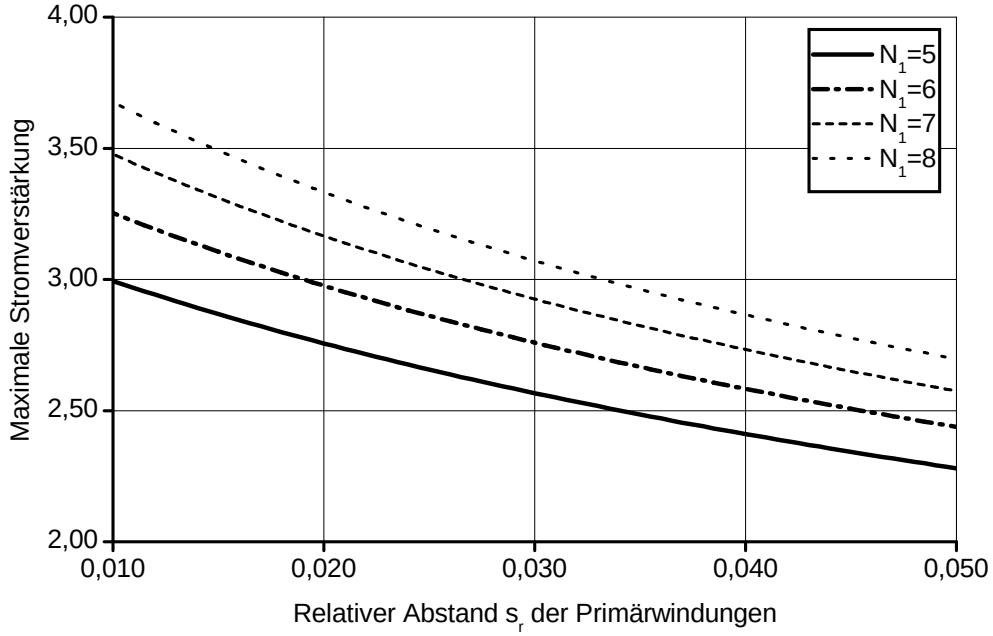


Abbildung 5.24: Maximale Stromverstärkung in Abhängigkeit vom Windungsabstand der Primärwicklung (Parameter Windungszahl).

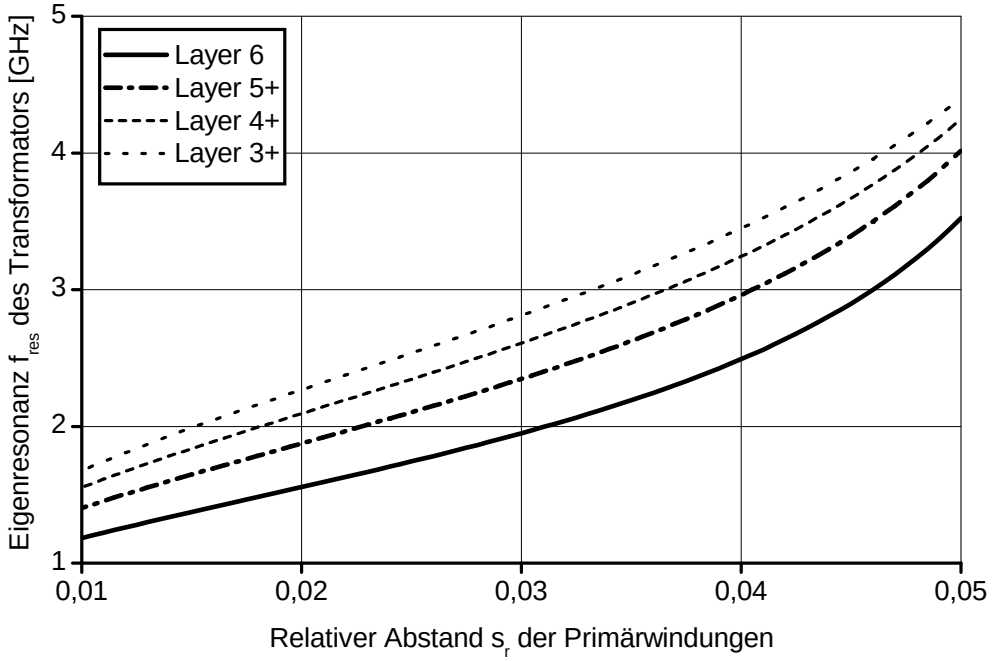


Abbildung 5.25: Eigenresonanzfrequenz des skalierten Transformators in Abhängigkeit vom Windungsabstand der Primärwicklung.

auch die Eigenresonanzfrequenz des Transformators (Abbildung 5.25), weil hierdurch die Kapazität zwischen den Windungen steigt.

5.5.5 Simulation des Transformators

Aus den Untersuchungen des vorangegangenen Abschnitts gehen zwei Konfigurationen hervor, mit denen ein Transformator gemäß der Struktur aus Abbildung 5.15 mit möglichst hoher Stromverstärkung konstruiert werden kann. Würden die obersten zwei Metallisierungsebenen für eine Primärwicklung mit $N_1 = 8$ Windungen verwendet, und würden die Proportionalitätskoeffizienten zu $w_r = 0.02$ und $s_r = 0.025$ gewählt (*Konfiguration I*), so betrüge die maximale Stromverstärkung $A_{i.max.4} = 3.19$. Der Transformator hätte einen Außenradius von $r_{OP} = 153\,\mu$m und somit einen gegenüber der folgenden, zweiten Konfigurationen erhöhten Flächenverbrauch: Bei Verwendung der obersten drei Metallisierungsebenen und für $N_1 = 8$, $w_r = 0.02$ und $s_r = 0.02$ (*Konfiguration II*) wird die maximale Stromverstärkung von $A_{i.max.4} = 3.22$ erzielt. Der Skalierungsfaktor beträgt in diesem Fall $\nu_1 = 0.912$, so daß sich die geometrischen Abmessungen des Transformators entsprechend der Abbildung 5.15 und in Analogie zu den Berechnungen des Zahlenbeispiels aus Abschnitt 5.5.3 zu $r_{IP} = 91.2\,\mu$m, $W_1 = 1.83\,\mu$m, $S_1 = 1.83\,\mu$m für die Primärwicklung sowie zu $r_{IS} = 114\,\mu$m, $S_2 = 1.83\,\mu$m und $W_2 = 5.48\,\mu$m für die Sekundärwicklung ergeben. Der Radius r_{IS} der Sekundärwindung muß auf $r_{IS} = 117\,\mu$m korrigiert werden, damit die Sekundärwindung zwischen zwei Windungen, in diesem Fall zwischen die vorletzte und die letzte bzw. äußerste Windung der Primärwicklung eingefügt werden kann. Der Außenradius des Transformators beträgt für die zweite Konfiguration nur $r_{OP} = 126\,\mu$m. Der Flächenverbrauch ist bei vergleichbarer Stromverstärkung gegenüber der ersten um 32% geringer. Diese Konfiguration ist der ersten somit vorzuziehen.

Eine Simulation dieses Transformators mit dem Programm *FastTrafo* ergibt $L_{prim} = 23.3\,$nH, $R_{prim} = 30.8\,\Omega$, $C_{ox.prim} = 273\,$fF, $R_{sub.prim} = 152\,\Omega$ für die Primärwicklung und $L_{sec} = 628\,$pH, $R_{prim} = 875\,$mΩ, $C_{ox.prim} = 327\,$fF, $R_{sub.prim} = 195\,\Omega$ für die Sekundärwicklung. Der Koppelfaktor und die Kapazität zwischen der Primär- und der Sekundärwicklung des Transformators betragen $k_{prim,sec} = 0.694$ und $C_{prim.sec} = 169\,$fF. Die von *FastTrafo* simulierten Werte für die Elemente des Transformatormodells nach Abbildung 4.7 müssen wie in dem Zahlenbeispiels aus Abschnitt 5.5.3 zunächst in das Transformatormodell für den differentiellen Betrieb (Abbildung 4.20 bzw. 4.21) umgewandelt werden. Aus den so gewonnenen Werten kann durch Einsetzen in (5.3) die *tatsächliche* Stromverstärkung des Transformators für $f_1 = 2\,$GHz

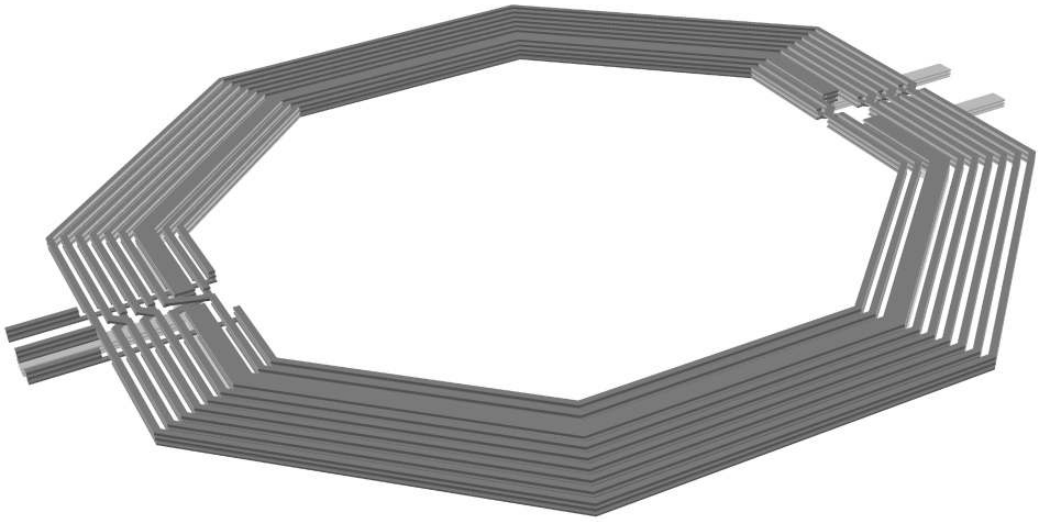


Abbildung 5.26: Maßstabsgetreue dreidimensionale Ansicht des Transformators mit acht Primärwindungen (schmal) und einer Sekundärwindung (breit) zwischen der zweiten und der dritten Primärwindung. Die Anschlüsse der Primärwicklung (dunkelgrau) befinden sich auf der linken Seite. Die Mittelanzapfung der Sekundärwindung (hellgrau) ist unterhalb der Mittelanzapfung der Primärwicklung, ebenfalls auf der linken Seite. Die Windungsenden der Sekundärseite (hellgrau) sind rechts.

ermittelt werden. Diese liegt mit $A_{i.res.1} = |A_{i.1}(s = j2\pi f_1)| = 3.24$ nahe bei der von (5.46) prognostizierten Stromverstärkung ($A_{i.max.4} = 3.22$, siehe vorangegangener Absatz).

Der Entwurf dieses Transformators beruht auf den physikalischen Modellen, die in Abschnitt 4.3 behandelt wurden, und mit deren Hilfe die Elemente des Transformatormodells in Abschnitt 5.5.3 berechnet, und in Abschnitt 5.5.4 aus den berechneten Elementen auf die optimalen geometrischen Eigenschaften des Transformators rückgeschlossen wurde. Die in Abschnitt 4.3 entwickelten physikalischen Modelle können die Elemente *Induktivität*, *Leitungswiderstand*, *Substratwiderstand*, *Oxydkapazität* und *Kapazität der Transformatorwicklungen* des Transformatormodells jedoch nur mit begrenzter Genauigkeit vorhersagen, so daß vermutet werden kann, daß der soeben entworfene integrierte Transformator in einem zweiten Schritt, jetzt wo die von FastTrafo simulierten Werte zur Verfügung stehen, weiter optimiert werden kann.

Setzt man die Werte der Elemente des Transformatormodells für den differentiellen Betrieb (Abbildung 4.20 bzw. 4.21) wieder in (5.46) und (5.49)

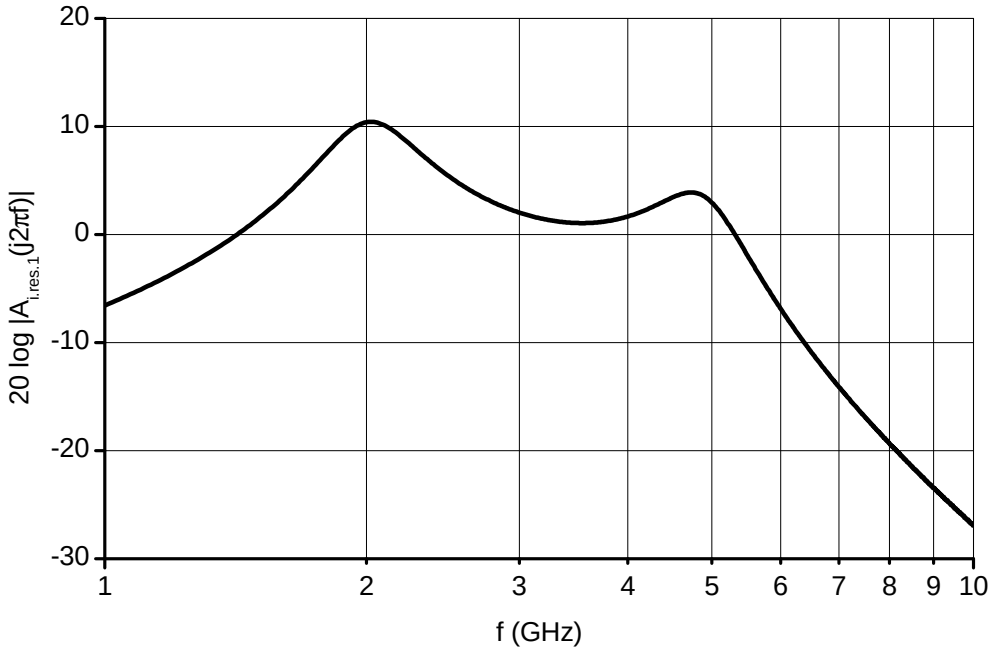


Abbildung 5.27: Stromverstärkung in Abhängigkeit von der Signalfrequenz. Die 3-dB-Bandbreite beträgt 530 MHz

ein, so erhält man $A_{i.max.4} = 3.37$ und $\nu_1 = 1.11$. Da sich mit diesem Optimierungsschritt auch die Primärinduktivität und das Windungsverhältnis ändern, befindet sich die Sekundärwindung nun zwischen der zweiten und der dritten Primärwindung. Eine erneute Simulation mit FastTrafo und anschließender Berechnung der tatsächlichen Stromverstärkung nach (5.3) liefert $A_{i.res.1} = |A_{i.1}(s = j2\pi f_1)| = 3.31$. Eine weitere Rekursion liefert $\nu_1 = 1.00$, so daß nun ein Transformator, entsprechend der Struktur in Abbildung 5.15, mit maximaler Stromverstärkung in Resonanz gefunden ist. Die additiven Kondensatoren, mit denen die Resonanzfrequenz des Transformators auf die Signalfrequenz f_1 abgestimmt wird, ergeben sich nach (4.72), (4.76) und (5.22) zu $C_{1x} = 183\,\text{fF}$ und $C_{2x} = 11.8\,\text{pF}$.[15] Abbildung 5.26 zeigt eine maßstabsgetreue dreidimensionale Ansicht des Transformators, und in Abbildung 5.27 ist der tatsächliche Verlauf des Betrages der Stromverstärkung

[15]Diese Kapazitätswerte beziehen sich auf das Kleinsignal-Ersatzschaltbild in Abbildung 4.30. Bei symmetrischer Ansteuerung des Transformators *können* die Kapazitäten C_{1x} und C_{2x} parallel zu den Transformatorwicklungen geschaltet werden, wodurch sich ihr Wert halbiert. Sind C_{1x} und C_{2x} als MIM-Kondensatoren ausführbar (siehe auch Abschnitt 4.5.4), so liegt ihr Flächenverbrauch in diesem Anwendungsbeispiel deutlich unter $0.01\,\text{mm}^2$. Zum Vergleich: Der Transformator nimmt eine Fläche von ca. $0.08\,\text{mm}^2$ ein.

des Transformators in Abhängigkeit von der Frequenz dargestellt.

5.6 Auswirkung auf Linearität und Leistungsaufnahme

Die Stromverstärkung des integrierten Transformators wirkt sich positiv auf die Linearität des Mischers aus, da nun ein Teil der Verstärkung (im vorangegangenen Beispiel 10.4 dB) vom Transformator übernommen wird, was dazu führt, daß die Steilheit der Transistoren der HF-Eingangsstufe entsprechend reduziert werden kann. Daraus resultiert eine höhere effektive Gate-Source-Spannung und folglich ein höherer IIP_3 (Siehe auch Abschnitt 2.3).

Nimmt man an, daß die Transistoren der Kommutierungsstufe als perfekte Schalter arbeiten, dann wird die Nichtlinearität des Mischers hauptsächlich von den Transistoren der HF-Eingangsstufe bestimmt. Der IIP_3 eines Mischers wird in [53] mit

$$IIP_3 = 10 \cdot \left[2.78 - \log \Theta + \log \left(\frac{I_D}{g_m} \right) \right] \tag{5.68}$$

angegeben. Er ist damit in erster Näherung proportional zur effektiven Gate-Source-Spannung

$$U_{eff} = \frac{2I_D}{g_m} , \tag{5.69}$$

wobei I_D der Drain-Strom und g_m die Steilheit der Transistoren der HF-Eingangsstufe sind. Die Größe Θ ist eine Transistorkonstante. Im Vergleich zu einem Mischer ohne Transformator kann man nun die Steilheit der Transistoren der HF-Eingangsstufe um den Faktor der Stromverstärkung A_i des Transformators reduzieren.[16] Die Verstärkung des Mischers bleibt dabei un-

[16] Der Transformator fügt selbst keine zusätzliche Nichtlinearität in den Signalpfad ein. Die Stromverstärkung des Transformators ist linear, da hier kein ferromagnetischer Kern zur Unterstützung der magnetischen Kopplung zwischen Primär- und Sekundärwicklung verwendet wird. Dadurch entfällt die Hysterese der periodischen Ummagnetisierung, die bei Verwendung eines ferromagnetischen Kerns entstehen würde; die magnetischen Dipole des Kerns müßten im sich periodisch ändernden magnetischen Feld stets neu ausgerichtet werden. Bei einer Richtungsumkehr des magnetischen Feldes müßte stets ihr eigenes magnetisches Feld überwunden werden. Die Stromverstärkung eines Transformators mit ferromagnetischem Eisenkern ist nichtlinear.

verändert. Der IIP_3 des Mischers verbessert sich nach (5.68) um

$$\Delta IIP_3 = 10 \log A_i \,, \tag{5.70}$$

den gleichen Drain-Strom und eine quadratische Abhängigkeit des Drain-Stromes von der Gate-Source-Spannung der Transistoren vorausgesetzt. Reduzierte man zusätzlich den Drain-Strom, so fiele die Verbesserung des IIP_3 etwas geringer aus. Dafür würde aber zusätzlich die Leistungsaufnahme geringer werden. Bei einer Verstärkung von beispielsweise $A_i = 3$ könnte man die Steilheit bei unveränderter Verstärkung des Mischers um den Faktor 3 verringern. Würde man zusätzlich den Drain-Strom um 1/3 reduzieren, so würde sich der IIP_3 um 3 dB (anstelle von 4.8 dB ohne Stromreduktion) verbessern. Zusätzlich würde die Leistungsaufnahme um 33% sinken.

5.7 Zusammenfassung des fünften Kapitels

In diesem Kapitel wurde die Stromverstärkung eines in Resonanz arbeitenden integrierten Transformators analytisch bestimmt. Die Ausgangsbasis für die Berechnung der optimalen Primärinduktivität $L_{1.opt}$ und des optimalen Windungsverhältnisses N_{opt} war das in Kapitel 4 entwickelte Kleinsignal-Ersatzschaltbild eines transformatorbasierten Mischers der Abbildung 5.1, zusammen mit der Übertragungsfunktion $A_{i.1}(s)$ nach (5.1), und daraus resultierend, die *tatsächliche* Stromverstärkung des Transformators in Resonanz $A_{i.res.1} = |A_{i.1}(s = j\omega_1)|$ bei der Signalfrequenz ω_1 nach (5.3). Gleichung (5.3) ist analytisch nicht in eine verwertbare Form zu bringen. Die Übertragungsfunktion aus (5.1) wurde daher in mehreren Schritten, ausgehend vom verlustfreien Fall, in geeigneter Weise so umgeformt, daß nun mit (5.39) und (5.46) bzw. (5.48) Gleichungen zur Verfügung stehen, mit denen die optimale Primärinduktivität $L_{1.opt}$ und das optimale Windungsverhältnis N_{opt} eines integrierten Transformators in Resonanz zur Erzielung der maximalen Stromverstärkung unter Berücksichtigung der Leitungs- und der Substratverluste berechnet werden können.

Die optimalen Transformator-Induktivitäten $L_{1.opt}$ und $L_{2.opt}$ können aus bereits vorhandenen Spulen generiert werden, indem diese entsprechend skaliert werden. Dieses Verfahren wurde anhand des Beispiels in Abschnitt 5.4 veranschaulicht. Es ist jedoch nur anwendbar, sofern Daten gemessener Referenzspulen in Form eines Testchips zur Verfügung stehen, oder wenn diese Daten aus Simulationen gewonnen werden können. In dem Anwendungsbei-

spiel in Abschnitt 5.5 wurde gezeigt, wie die optimalen geometrischen Eigenschaften einer gegeben Tranformatorstruktur auf der Grundlage einer Standard CMOS-Technologie berechnet werden können, wenn keine skalierbaren Referenzspulen zur Verfügung stehen. Dabei wurden die Zusammenhänge ausgenutzt, die zwischen den geometrischen und den physikalischen Eigenschaften der Transformatorwicklungen bestehen und bereits in Kapitel 4 abgeleitet wurden. Abschließend wurde beschrieben wie die Stromverstärkung des integrierten Transformators die Linearität und die Leistungsaufnahme eines Mischers verbessert, indem ein Teil der Verstärkung vom Transformator übernommen wird.

Kapitel 6

Experimentelle Untersuchungen

In Kapitel 3 wurden verschiedene Schaltungstechniken diskutiert, mit deren Hilfe eine Reduktion der Versorgungsspannung von HF-Empfängern für den Mobilfunk ermöglicht werden kann. Der Einsatz integrierter Transformatoren erweist sich als besonders gewinnbringend, da hier im Gegensatz zu den anderen diskutierten Methoden eine Signalverstärkung in der Stromdomäne erzielt werden kann. Dadurch läßt sich die Leistungsaufnahme des Empfängers reduzieren und seine Linearität verbessern. Die theoretischen Grundlagen wurden in den Kapiteln 4 und 5 erarbeitet. Zur Verifikation dieser Techniken wurden ein Abwärtsmischer sowie ein vollständiger Empfänger in der 0.13-μm Standard CMOS-Technologie *C11n* der Infineon Technologies AG hergestellt und vermessen.

6.1 Ein 2.5-GHz Abwärtsmischer für 0.6 V

Die Stromverstärkung eines integrierten Transformators kann erheblich vergrößert werden, wenn der Transformator in Resonanz versetzt wird. Gleichzeitig muß auf einen hohen Ausgangswiderstand der HF-Eingangsstufe und einen niedrigen Eingangswiderstand der Kommutierungsstufe geachtet werden. Das Prinzip wurde in Abschnitt 3.4.2 beschrieben und in [30] und [31] veröffentlicht. Zur Verifikation dieser Methode wurde ein Abwärtsmischer aufgebaut, dessen HF-Eingangsstufe über einen integrierten Transformator mit der Kommutierungsstufe verbunden ist. Ein Teil der Gesamtverstärkung des Mischers wird so von der HF-Eingangsstufe auf den Transformator verlagert. Auf diese Weise hat der Mischer eine geringe Leistungsaufnahme. Trotz der geringen Versorgungsspannung wird eine Linearität erzielt, die mit bisher veröffentlichten Mischern nur bei wesentlich höherer Versorgungsspannung

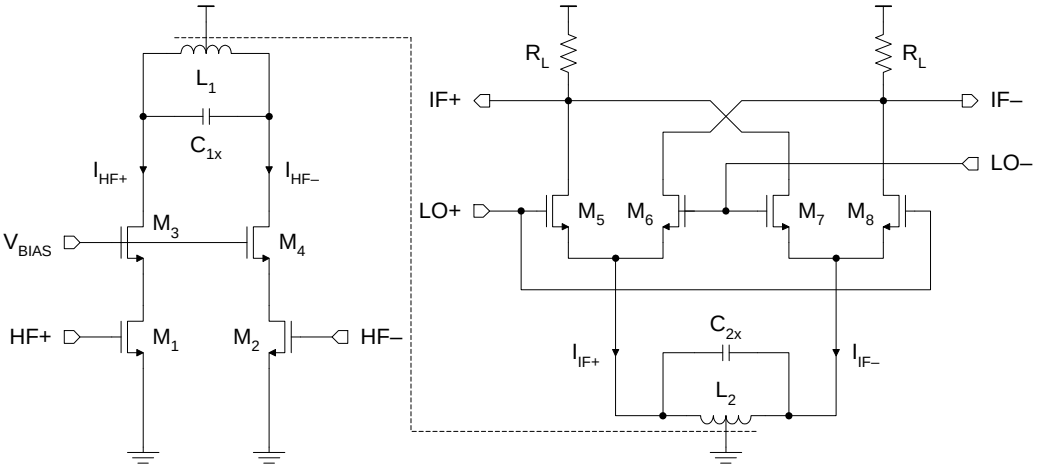


Abbildung 6.1: Schaltung des Abwärtsmischers [30], [31].

möglich gewesen ist. Der Mischer arbeitet bereits bei einer Versorgungsspannung von 0.6 V. Dabei wird eine Verstärkung von +5.4 dB, ein IIP_3 von −2.8 dBm, ein 1-dB-Kompressionspunkt von −9.2 dBm und eine Rauschzahl von 14.8 dB erreicht. Die Leistungsaufnahme beträgt 1.6 mW.

6.1.1 Schaltungsbeschreibung

Abbildung 6.1 zeigt die Schaltung des Mischers. Die Ströme in der HF-Eingangsstufe und der Kommutierungsstufe sind über die Primär- und die Sekundärwicklung des Transformators magnetisch miteinander gekoppelt. Die Mittelanzapfungen der Windungen sind mit der positiven bzw. negativen Versorgungsspannung verbunden. In der HF-Eingangsstufe befinden sich nur zwei in Reihe geschaltete Transistoren zwischen der positiven und der negativen Versorgungsspannung. In der Kommutierungsstufe sind es ein Transistor und ein Widerstand. Die gestapelte Anordnung von Bauelementen zwischen den Versorgungsspannungen wird auf diese Weise verhindert.

Die Arbeitspunkte von M_1 und M_2 werden über einen Spannungsteiler (Abbildung 6.2) eingestellt. Der Spannungsteiler bewirkt zugleich die 50-Ω-Anpassung an den Ausgangswiderstand des Signalgenerators. Das Rauschen der Widerstände des Spannungsteilers verschlechtert die Rauschzahl des Mischers.[1] In der HF-Eingangsstufe wird auf eine Fußpunktstromquelle verzichtet, um den Spannungsabfall über ihr einzusparen, und um die Linearität zu

[1]Der Rauschfaktor dieses Spannungsteilers ergibt sich bei einem Quellwiderstand von 50 Ω zu $F = 2$ [1]. Die Rauschzahl berechnet sich daraus mit (2.19) zu $NF = 3$ dB.

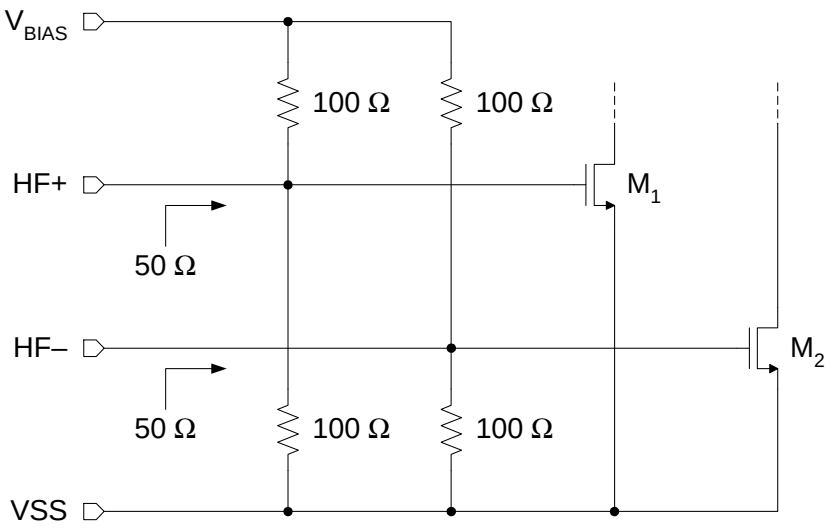


Abbildung 6.2: Arbeitspunkt-Einstellung und 50-Ω-Anpassung mittels Spannungsteiler.

verbessern [9], [10]. Die HF-Eingangsstufe weist durch das Fortlassen der Stromquelle keine Gleichtaktunterdrückung auf. Diese erfolgt durch den integrierten Transformator.

Die differentielle Eingangsspannung $U_{HF} = U_{HF+} - U_{HF-}$ liegt an den Eingängen der HF-Eingangsstufe, und damit an den Gates der Transistoren M_1 und M_2 an. Sie wird von M_1 und M_2 in die Ströme I_{HF+} und I_{HF-} umgewandelt. Diese Ströme fließen über die Kaskodetransistoren M_3 und M_4 in die Primärwicklung des Transformators und rufen aufgrund der magnetischen Kopplung zwischen Primär- und Sekundärwicklung die Ströme I_{IF+} und I_{IF-} in der Sekundärwicklung des Transformators hervor. Die sekundärseitigen Ströme fließen über die Transistoren M_5 – M_8 der Kommutierungsstufe durch die Lastwiderstände R_L zur positiven Versorgungsspannung. Der hohe differentielle Ausgangswiderstand der Kommutierungsstufe wird durch die Kaskodetransistoren M_3 und M_4 in der HF-Eingangsstufe realisiert. Zusammen mit dem Transformator sorgen M_3 und M_4 zusätzlich für eine hohe Isolation zwischen der HF-Eingangsstufe und der Kommutierungsstufe. Das ist insbesondere dann wichtig, wenn direkt ins Basisband heruntergemischt werden soll, weil hierdurch das in Abschnitt 2.1.2 beschriebene Selbstmischen unterdrückt wird. Die Resonanzfrequenz des Transformators wird mit Hilfe der Kapazitäten C_{1x} und C_{2x} auf die Signalfrequenz abgestimmt.

Die Transistoren M_5 – M_8 der Kommutierungsstufe werden nahe der Schwellspannung betrieben. Es ergibt sich eine kleine effektive Gate-Source-

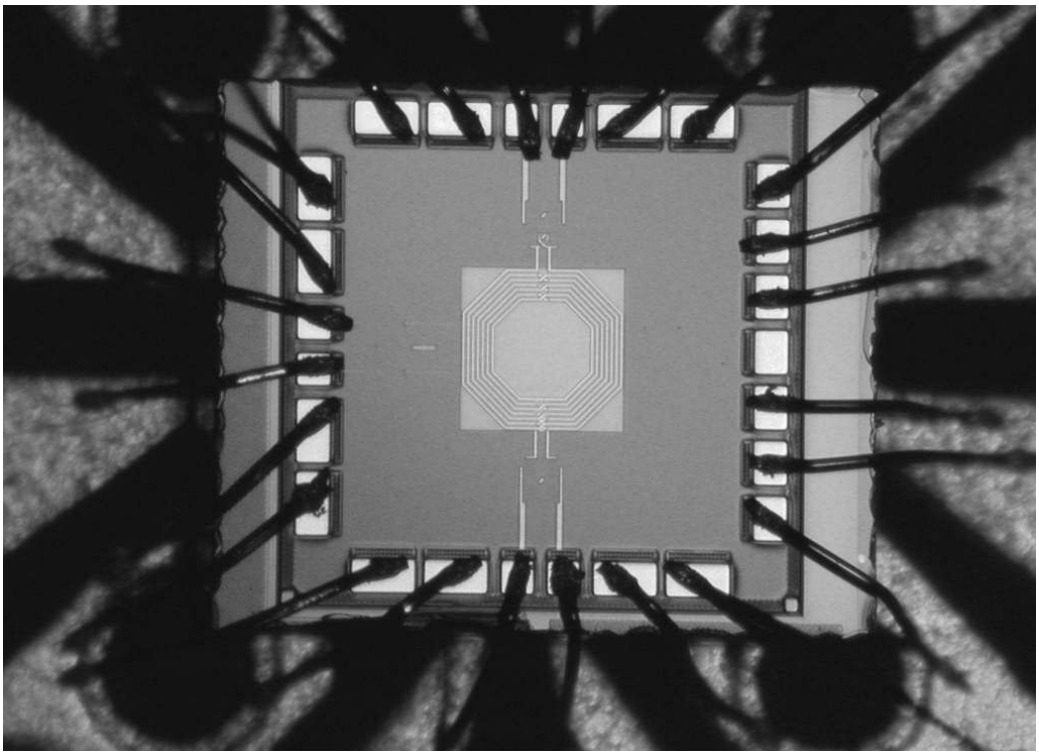


Abbildung 6.3: Foto des Frequenzmischer-Mikrochips.

Spannung und folglich auch eine kleine Drain-Source-Sättigungsspannung. Die Steilheit g_m und das Verhältnis g_m/I_D von Steilheit und Drain-Strom steigt. Die Umschaltzeit und der Beitrag von M_5 – M_8 am Gesamtrauschen des Mischers nimmt ab [10]. Das ermöglicht eine kleine Amplitude[2] des lokalen Oszillators [12] und verringert auf diese Weise dessen Leistungsaufnahme. Die Transistoren M_5 – M_8 belasten den lokalen Oszillator kapazitiv. Eine geringe Weite dieser Transistoren wirkt sich somit ebenfalls verlustleistungssenkend aus, verschiebt jedoch die Eckfrequenz des 1/f-Rauschens aufgrund der kleineren Gate-Fläche zu höheren Frequenzen. Ein guter Kompromiß ergibt sich für eine Weite von $W = 100\,\mu$m.

6.1.2 Layout

Der Testchip wurde in der 0.13-μm Standard CMOS-Technologie *C11n* mit sechs Metallebenen hergestellt. Er hat eine Größe von $1 \times 1\,\text{mm}^2$. Abbildung

[2]Eine kleine Amplitude des lokalen Oszillators erhöht das Phasenrauschen des Oszillators. Das Phasenrauschen ist umgekehrt proportional zur Leistung des Ausgangssignals.

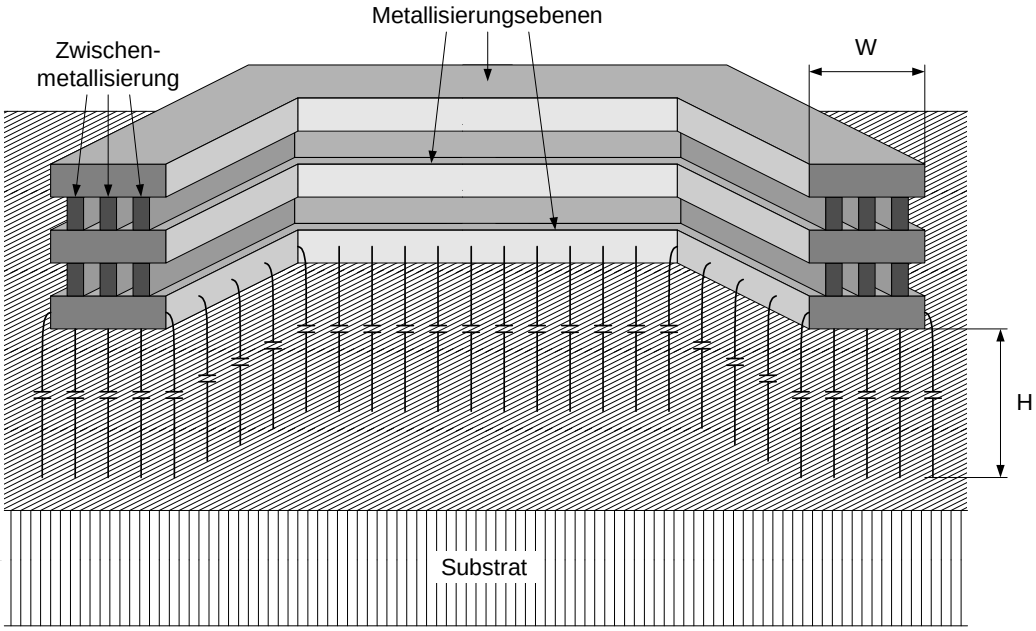


Abbildung 6.4: Querschnitt einer Windung des Transformators, bestehend aus mehreren, parallelgeschalteten Metallisierungsebenen.

6.3 zeigt ein Foto des Mikrochips. Für den symmetrischen Transformator werden die oberen beiden Metallebenen verwendet. Sie sind über die Zwischenmetallisierung parallelgeschaltet, um die ohmschen Verluste der Transformatorwicklungen zu verringern (Abbildung 6.4). Eine große Weite W der Windungen und die Parallelschaltung mehrerer Windungen wirkt sich ebenfalls senkend auf die ohmschen Verluste aus. Beide Maßnahmen führen jedoch zur Vergrößerung der parasitären Kapazität zwischen den Transformatorwicklungen und dem Substrat, weil sie zum einen die Fläche der Windungen erhöhen und zum anderen den Abstand H zum Substrat verringern, so daß hier ein Kompromiß zwischen der Weite und dem Abstand zum Substrat auf der einen Seite, und den ohmschen Verlusten und den parasitären Kapazitäten auf der anderen Seite gefunden werden muß. Die Güte des Transformators hängt hier besonders empfindlich von der richtigen Dimensionierung der Primärwicklung ab. Für die Sekundärwicklung ist die Situation etwas entspannter, da hier eine, im Vergleich zur parasitären Wicklungskapazität, sehr große additive Kapazität parallel zur Sekundärwicklung geschaltet wird. Die Windungen der Sekundärwicklung können daher weiter gewählt werden. Hierbei ist jedoch zu berücksichtigen, daß weite Windungen der Sekundärwicklung den Abstand der Windungen der Primärwicklung vergrößern und

damit deren Selbstinduktion und den Kopplungsfaktor des Transformators reduzieren [54].

Für eine hohe Stromverstärkung des integrierten Transformators ist ein hohes Windungsverhältnis von Primär- und Sekundärwicklung erforderlich, woraus sich die Forderung nach einer großen Primär- und einer kleinen Sekundärwicklung ableiten läßt. Eine große Sekundärwicklung hätte jedoch eine große parasitäre Kapazität zur Folge. Die Kapazität C_{1x} würde nur kleine Werte annehmen können, und die Güte des Primärschwingkreises, und damit auch die Stromverstärkung, wäre, wie in Abschnitt 4.5.3 beschrieben, gering. Ein hohes Windungsverhältnis ginge auf Kosten einer zu kleinen Sekundärinduktivität und würde den Blindwiderstand der Sekundärwicklung und den magnetischen Kopplungsfaktor zwischen Primär- und Sekundärwicklungen herabsetzen. Die Stromverstärkung würde ebenfalls gering ausfallen. Das Windungsverhältnis und die Größe der Primär- und der Sekundärinduktivität können analog zu dem in Abschnitt 5.5 beschrieben Anwendungsbeispiel bestimmt werden. Eine hohe Stromverstärkung wird hier mit einem 7:2-Transformator erreicht. Er hat einen Innenradius von 100 μm und einen Außenradius von 164 μm. Die Weite der Primärwicklung beträgt 4 μm, die der Sekundärwicklung beträgt 6 μm. Zur Erhöhung des Kopplungsfaktors wurde die Sekundärwicklung in drei parallelgeschaltete Windungen mit einer Weite von jeweils 2 μm aufgeteilt. Der Abstand zwischen zwei Windungen beträgt ebenfalls jeweils 2 μm.

6.1.3 Meßaufbau

Zur Durchführung der Messungen wurde der Testchip direkt auf eine HF-taugliche Leiterplatte gebondet. Die Leiterplatte wurde in einen Metallblock eingelegt, der die am Block befestigten HF-Steckverbinder mit den Leiterbahnen der Leiterplatte kontaktierte (Abbildung 6.5). Alle Eingänge des Mischers sind über die in Abbildung 6.2 dargestellten integrierten Spannungsteiler an die Impedanz (50 Ω) der Signalgeneratoren angepaßt. Die Arbeitspunkte der HF-Eingangsstufe und der Kommutierungsstufe können über eine extern angelegte Spannung zur Festlegung der Verstärkung variiert werden. Externe Leistungs-Hybride wurden verwendet, um die unsymmetrischen Signale der Quellen in symmetrische Signale umzuwandeln, so daß sie in den differentiellen HF-Eingang und den differentiellen LO-Eingang des Mischers eingespeist werden konnten. Das symmetrische Ausgangssignal des Mischers wurde mit integrierten und extern angeschlossenen Impedanzwandlern an 50 Ω angepaßt und mit einem externen Leistungs-Hybrid in ein unsymme-

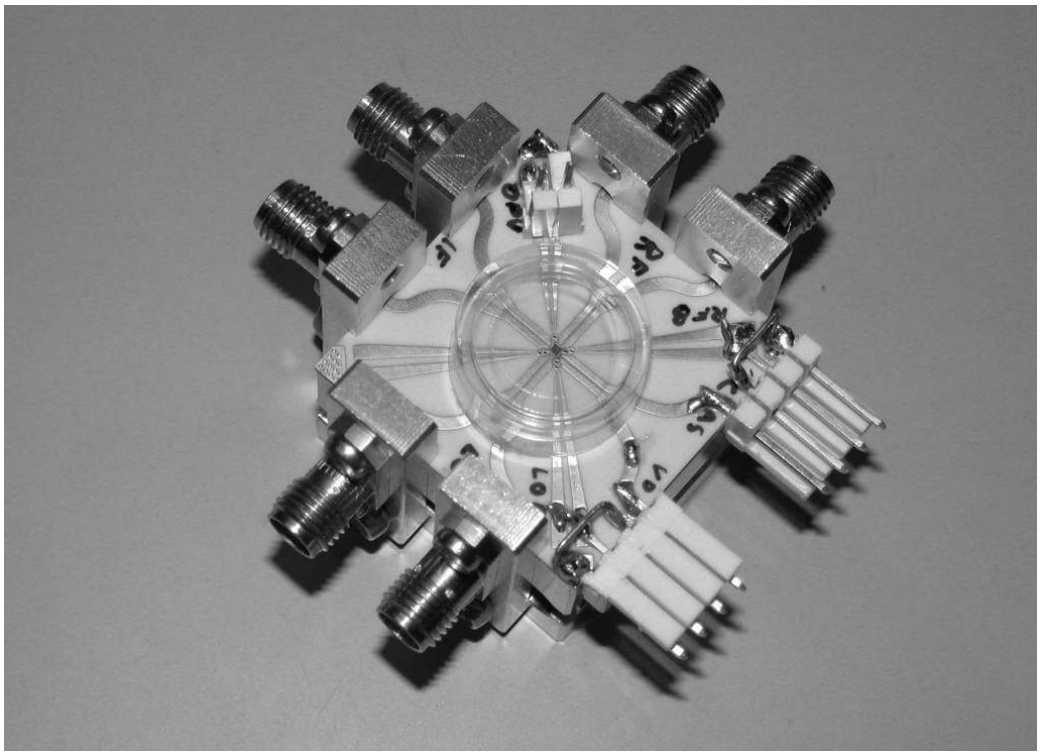


Abbildung 6.5: Metallblock zur Aufnahme der Meßplatine.

trisches Signal umgewandelt, so daß es von einem Spektrumanalysator verarbeitet werden konnte. Den Meßaufbau zeigt Abbildung 6.6. Das Rauschen und die Nichtlinearitäten der Impedanzwandler gingen in die Meßergebnisse ein. Die Verluste der HF-Verbindungskabel und der Leistungs-Hybride sowie alle Signalgeneratoren und Meßgeräte wurden vor den Messungen mit Hilfe eines Leistungsmeßgerätes kalibriert.

6.1.4 Meßergebnisse

Der Testchip wurde bei einer Versorgungsspannung von 0.6 V und 0.8 V und bei jeweils verschiedenen, über die Arbeitspunkte eingestellte Verstärkungen von $\approx 5\,\mathrm{dB}$, $\approx 10\,\mathrm{dB}$ und $\approx 15\,\mathrm{dB}$ gemessen. Die Einstellung der Verstärkung erfolgt durch das Anlegen einer Spannung an den Eingang V_{BIAS} des Spannungsteilers aus Abbildung 6.2. Abbildung 6.7 zeigt die Verstärkung des Mischers als Funktion der HF-Frequenz bei einer Versorgungsspannung von 0.8 V. Die HF-Frequenz und die LO-Frequenz wurden für diese Messung gleichzeitig so variiert, daß sich eine konstante IF-Frequenz von 10 MHz er-

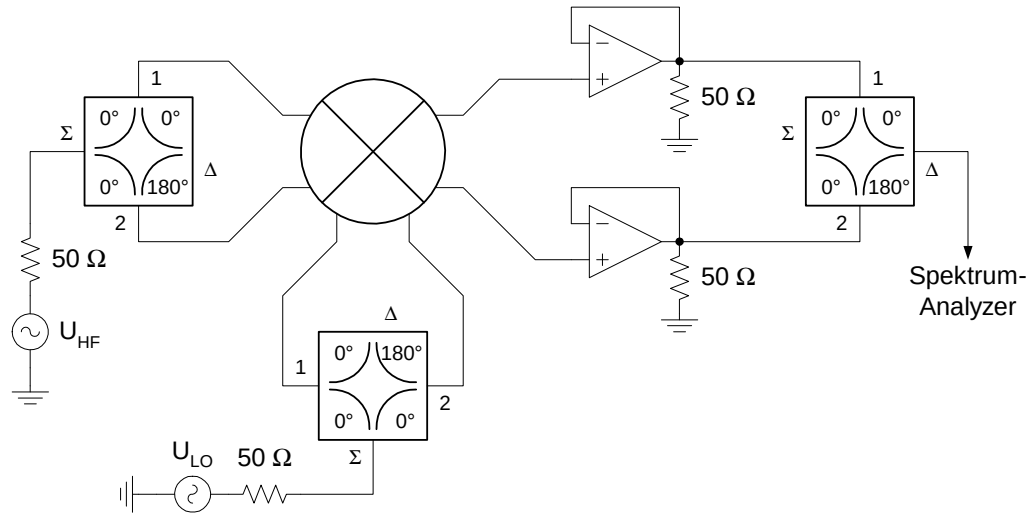


Abbildung 6.6: Meßaufbau.

gab. Die 3-dB-Bandbreite beträgt $2.1 - 3.0\,\mathrm{GHz}$. Die maximale Verstärkung wird bei 2.5 GHz erreicht. Der 1-dB-Kompressionspunkt wurde bei einer HF-Frequenz von 2.51 GHz und einer LO-Frequenz von 2.5 GHz gemessen. Abbildung 6.8 zeigt die Leistung des heruntergemischten IF-Signals in Abhängigkeit von der Leistung des HF-Eingangssignals bei einer Versorgungsspannung von 0.6 V. Der IIP_3 wurde gemessen, indem Signale mit den Frequenzen 2.51 GHz und 2.511 GHz in den HF-Eingang des Mischers eingespeist wurden. Die LO-Frequenz betrug 2.5 GHz. Abbildung 6.9 zeigt den Verlauf der Grundwellen und der Intermodulationsprodukte IM_3 am Ausgang des Mischers in Abhängigkeit von der Eingangsleistung bei einer Versorgungsspannung von 0.6 V, und in Abbildung 6.10 ist das zugehörige Ausgangsspektrum der 2-Ton-Messung dargestellt. Die Rauschzahl wurde bei einer HF-Frequenz von 2.51 GHz und einer LO-Frequenz von 2.5 GHz mit Hilfe eines rauscharmen Spektrumanalysators gemessen. Die Eckfrequenz des 1/f-Rauschens beträgt ca. 85 kHz (Abbildung 6.11). Bei einer Versorgungsspannung von 0.6 V und einer eingestellten Verstärkung von +5.4 dB erreicht der Testchip einen IIP_3 von −2.8 dBm, einen eingangsbezogenen 1-dB-Kompressionspunkt von −9.2 dBm und eine SSB Rauschzahl[3] von 14.8 dB. Die Leistungsaufnahme beträgt dabei 1.6 mW. Bei 0.8 V ist eine Verstärkung von 15.0 dB erzielbar. In Abhängigkeit von der eingestellten Verstärkung ist eine Rauschzahl von 8.8 dB, ein IIP_3 von +4.3 dBm und ein eingangsbezoge-

[3]Das Signal ist in nur einem Seitenband (*Single Side Band, SSB*) enthalten, während die Rauschleistung aus beiden Seitenbändern in die Messung eingeht.

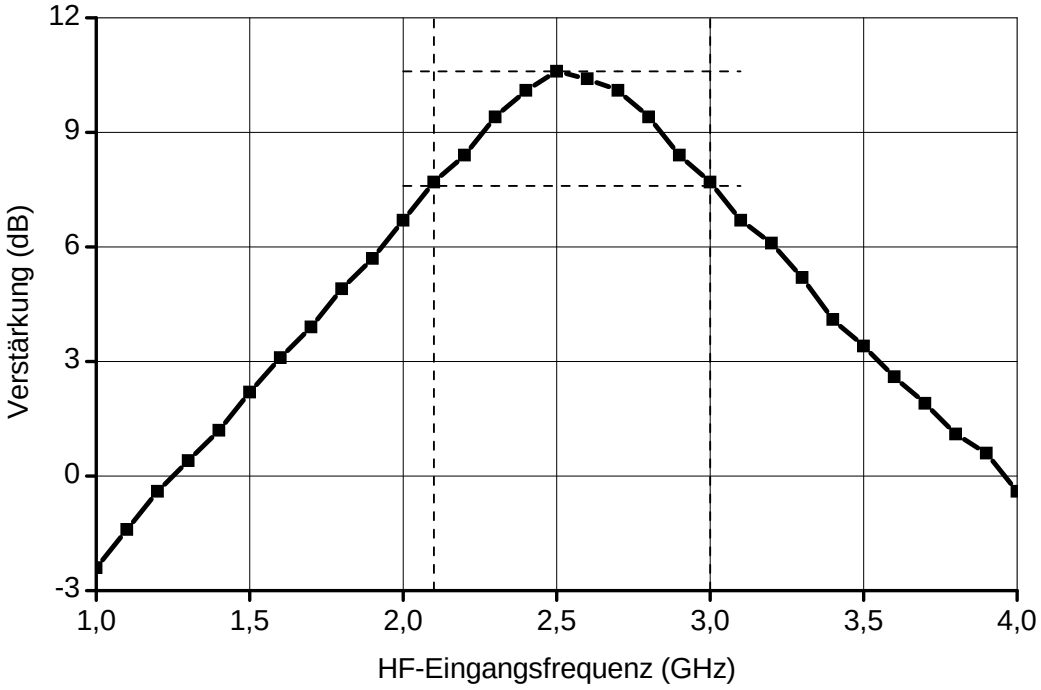


Abbildung 6.7: Verstärkung in Abhängigkeit von der Eingangsfrequenz.

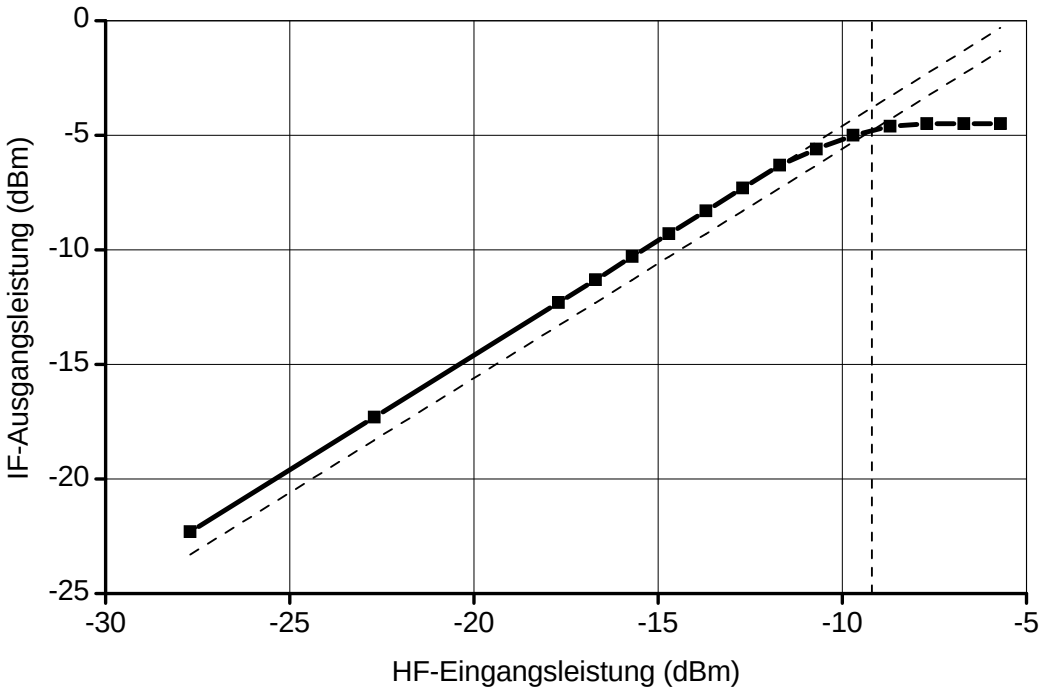


Abbildung 6.8: Ausgangsleistung in Abhängigkeit von der Eingangsleistung.

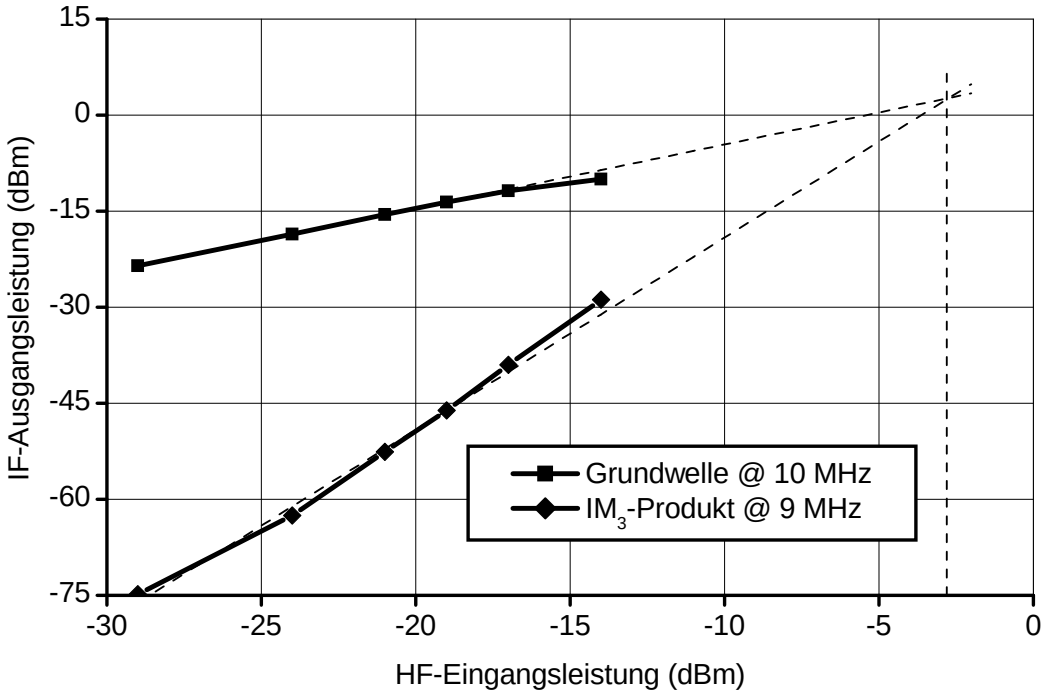


Abbildung 6.9: Verlauf der Grundwelle und des IM_3-Produktes.

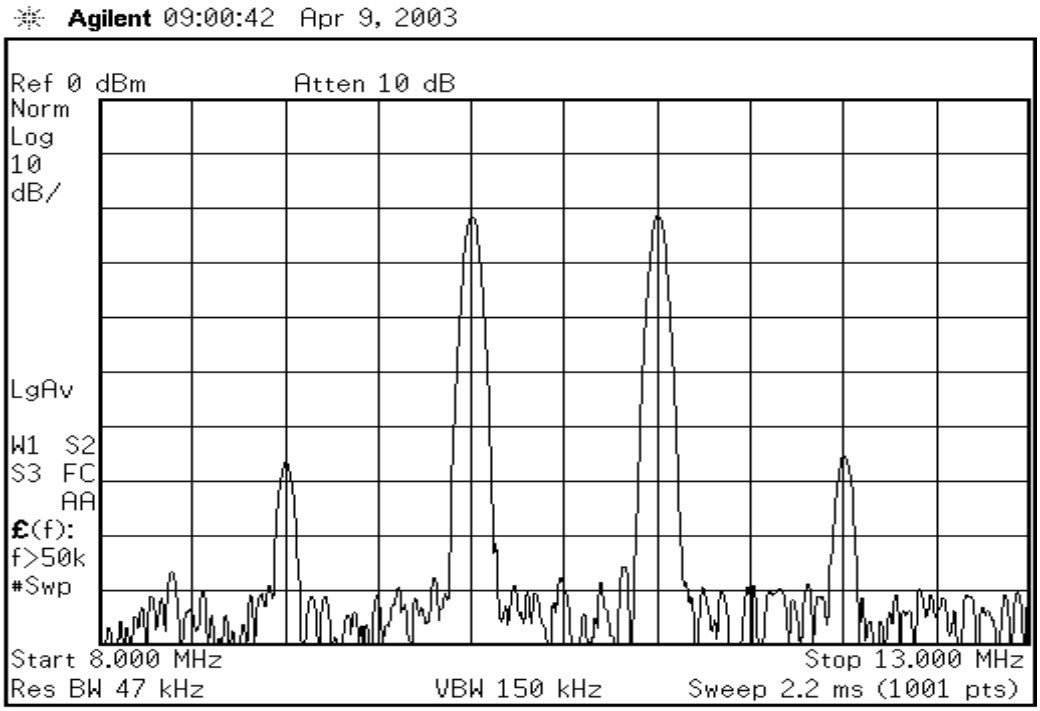


Abbildung 6.10: Ausgangsspektrum der Zwei-Ton-Messung.

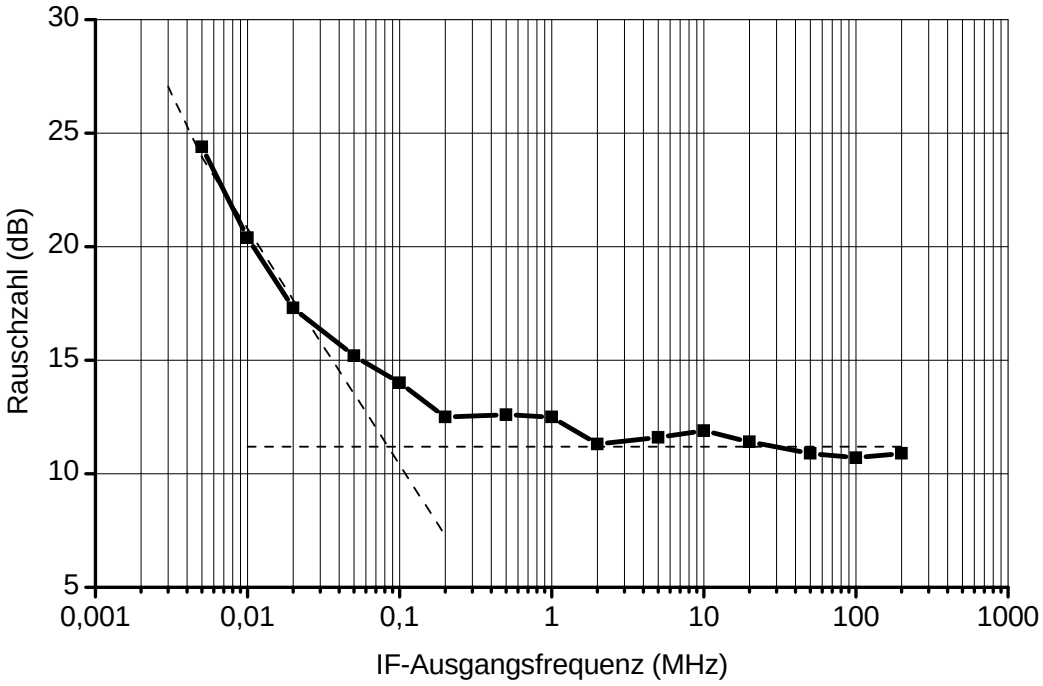


Abbildung 6.11: Rauschzahl in Abhängigkeit von der Eingangsfrequenz.

ner 1-dB-Kompressionspunkt von −6.5 dBm erreichbar. Tabelle 6.1 faßt alle Meßergebnisse zusammen.

6.2 Ein 1.8 – 1.9-GHz Empfänger für 1 V

Moderne mobile Kommunikationsgeräte müssen Daten mit verschiedenen Funknetzen austauschen können. Da nicht gleichzeitig zu allen Funknetzen eine Verbindung aufrecht erhalten werden muß, kann eine Sende-Empfangs-Einheit im Zeitmultiplex zur Unterstützung mehrerer Standards eingesetzt werden (*Multistandard*). Voraussetzung dafür ist eine Anpassung an den jeweiligen Frequenzbereich (*Multiband*). Das schmalbandige Verhalten induktiver Bauelemente wirkt dabei unterstützend, um Störer auszufiltern. Eine Verschiebung der Resonanzfrequenz ist durch einfaches Zu- oder Abschalten von Kapazitäten möglich.

Die Resonanzfrequenz des integrierten Transformators ist fertigungsbedingten Prozeßtoleranzen unterworfen. Insbesondere können Variationen der parasitären Transformator-Kapazitäten dazu führen, daß sich das Maximum der Verstärkung im Frequenzbereich verschiebt. Solche Toleranzen werden

Tabelle 6.1: Meßergebnisse.

Versorgungsspannung (V)	0.6	0.6	0.8	0.8	0.8
Verstärkung (dB)	+5.4	+10.4	+5.7	+10.2	+15.0
IF-Frequenz (MHz)	10.0	10.0	10.0	10.0	10.0
LO-Frequenz (GHz)	2.5	2.5	2.5	2.5	2.5
LO-Leistung (dBm)	−1.0	−1.0	−1.0	−1.0	−1.0
Stromaufnahme (mA)	2.7	5.0	3.0	4.0	9.7
Leistungsaufnahme (mW)	1.6	3.0	2.4	3.2	7.8
1-dB Kompression[a] (dBm)	−9.2	−14.7	−6.5	−10.7	−16.9
IP3[a] (dBm)	−2.8	−8.5	+4.3	−2.5	−9.5
SSB Rauschzahl (dB)	14.8	11.6	15.9	12.9	8.8
LO-RF Isolation (dB)	−70.9	−71.0	−71.1	−71.2	−71.1
RF-IF Isolation (dB)	−58.9	−58.7	−60.0	−59.7	−59.0
LO-IF Isolation (dB)	−54.2	−54.2	−54.3	−54.3	−54.2

[a]Bezogen auf den Eingang

zwar, wie das Beispiel des Frequenzmischers des vorangegangenen Abschnittes zeigt, weitestgehend durch die hohe Bandbreite kompensiert, eine Abstimmung der Resonanzfrequenz würde aber nicht nur die Unterstützung verschiedener Übertragungsstandards mit ihren verschiedenen Frequenzbereichen ermöglichen, sie würde auch zu einer besseren Selektion und einer höheren Verstärkung führen.

Ein vollständig integrierter Low-IF Empfänger für $1.8 - 1.9\,\mathrm{GHz}$ wurde in der 0.13-μm Standard CMOS-Technologie *C11n* der Infineon Technologies AG hergestellt und vermessen [55]. Der Empfänger erreicht bei einer Versorgungsspannung von 1 V und einer Leistungsaufnahme von 25.7 mA einen IIP_3 von $-20.3\,\mathrm{dBm}$, einen eingangsbezogenen 1-dB-Kompressionspunkt von $-30.7\,\mathrm{dBm}$, eine Verstärkung von 29.2 dB und eine Rauschzahl (SSB) von 3.0 dB.

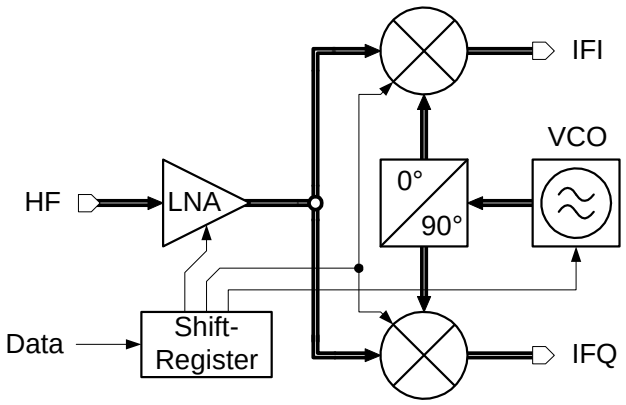


Abbildung 6.12: Blockschaltbild des Empfängers.

6.2.1 Empfänger-Architektur

Abbildung 6.12 zeigt das Blockdiagramm des homodynen Empfängers. Das von dem rauscharmen Eingangsverstärker (*Low Noise Amplifier, LNA*) verstärkte Eingangssignal wird direkt vom IQ-Mischer ins Basisband heruntergemischt, ohne zuvor ein externes Filter durchlaufen zu müssen. Eine hohe Isolation zwischen dem LO-Eingang des Mischers und dem HF-Eingang des LNAs bzw. des Mischers sowie eine Regelung des Ruhepotentials am Mischerausgang unterdrücken so den Einfluß des in Abschnitt 2.1.2 beschriebenen Selbstmischens. Das für den Mischprozeß erforderliche vierphasige Taktsignal wird von einem integrierten spannungsgesteuerten Oszillator (*Voltage Controlled Oscillator, VCO*) mit nachgeschaltetem IQ-Teiler auf dem Chip erzeugt. Für den LNA werden integrierte Induktivitäten im Lastkreis verwendet. Im Mischer wird ein integrierter Transformator eingesetzt. Er verbindet die Stromschnittstellen von HF-Eingangsstufe und Kommutierungsstufe. Schaltbare Kapazitätsarrays sind den induktiven Elementen parallelgeschaltet, um deren Resonanzfrequenz verschieben zu können. Die Kapazitäten werden über ein im Empfänger integriertes Schieberegister geschaltet.

Zur Realisierung des Abgleiches der Resonanzfrequenzen der im Empfänger integrierten induktiven Bauelemente auf eine bestimmte Eingangsfrequenz, müßte die Ausgangsleistung des Empfängers von einem Leistungsmesser in eine proportionale Spannung umgewandelt, von einem Analog-Digital-Wandler digitalisiert und von einem Digitalteil ausgewertet werden. Würde nun ein HF-Testsignal einer bestimmten Frequenz in den Eingang des Empfängers eingespeist werden, könnte ein im Digitalteil implementierter Optimierungs-Algorithmus die Verstärkung durch zu- oder abschalten von

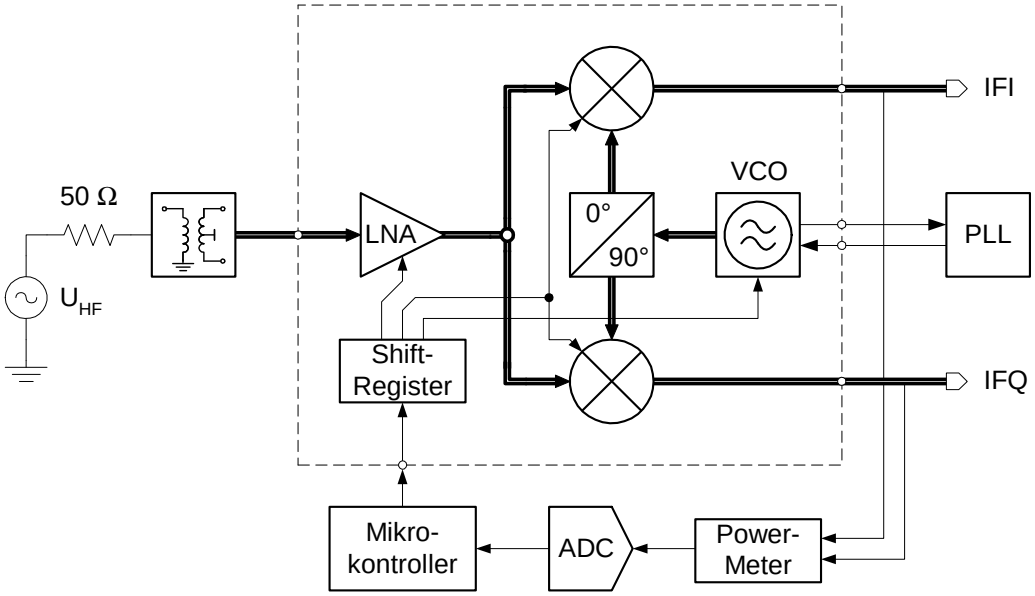


Abbildung 6.13: Prinzip eines selbstkalibrierenden Empfängers.

Kapazitäten maximieren. Abbildung 6.13 zeigt das Prinzip dieses selbstkalibrierenden Empfängers. Die hier beschrieben Schaltungsblöcke ließen sich, zusammen mit der Empfangseinheit, leicht in einem Chip integrieren. Für die Laboruntersuchung wurden einige der Schaltungsblöcke in Form externer Bauteile innerhalb des Meßsystems aufgebaut, andere wurden durch einen PC ersetzt (siehe Abschnitt 6.2.4).

6.2.2 Schaltungsbeschreibung

Im folgenden werden die einzelnen Schaltungsblöcke, die in den Testchip der in Abbildung 6.12 dargestellten Empfänger-Architektur integriert wurden, ausführlich beschrieben.

Eingangsverstärker

Abbildung 6.14 zeigt den rauscharmen HF-Eingangsverstärker des Empfängers. Die Architektur dieses Eingangsverstärkers entspricht weitestgehend der in [21]. Das über die Koppelkondensatoren C_K und die Widerstände R_K rückgekoppelte Ausgangssignal bringt die differentielle Eingangsimpedanz dieses Transimpedanzverstärkers in einen Bereich, in dem eine Anpassung an 200 Ω mit nur einer externen Induktivität L_{ext} und zwei externen Kapazitäten C_{ext}

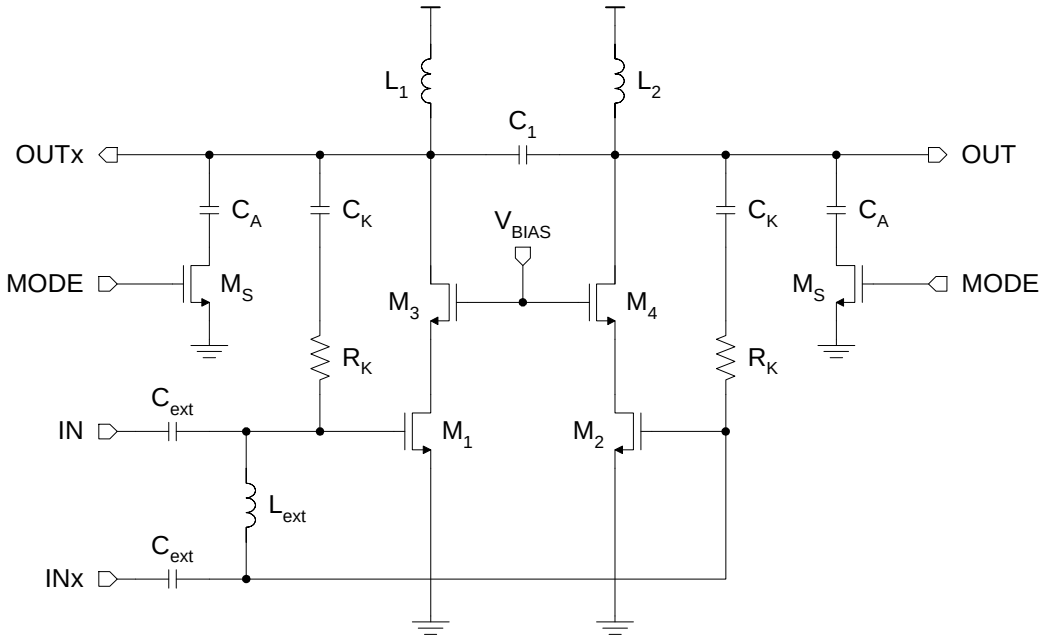


Abbildung 6.14: LNA in Anlehnung an [21].

leicht möglich ist. Dieser Verstärkertyp wurde einem LNA mit induktiver Source-Degeneration vorgezogen, weil er sich in Simulationen als die stabilere Variante erwies.[4] Als Last wurde ein LC-Parallelschwingkreis (bestehend aus L_1, L_2 und C_1) verwendet, um den Spannungsabfall am Ausgang zu reduzieren und um damit eine geringe Versorgungsspannung und gleichzeitig eine hohe Verstärkung zu ermöglichen. Die Kaskodetransistoren M_3 und M_4 erhöhen den differentiellen Ausgangswiderstand der Eingangstransistoren M_1 und M_2 und vergrößern die Verstärkung so zusätzlich. Sie reduzieren außerdem die Rückwirkung des Ausgangs auf den Eingang und erhöhen damit die Stabilität. Zur Umschaltung der Resonanzfrequenz von 1.9 GHz auf 1.8 GHz können die beiden Kondensatoren C_A über die Transistoren M_S zum LC-Parallelschwingkreis hinzugeschaltet werden.

Frequenzmischer

Die Ausgangsspannung des Eingangsverstärkers wird direkt und ungefiltert auf die Transistoren M_1 und M_2 des IQ-Mischers aus Abbildung 6.15 ge-

[4] Die Spule im Source-Kreis eines induktiv source-degenerierten LNA bildet zusammen mit der Source-Bulk-Kapazität einen Parallelschwingkreis. Dadurch kann eine Mitkopplung entstehen, die den Verstärker instabil werden läßt.

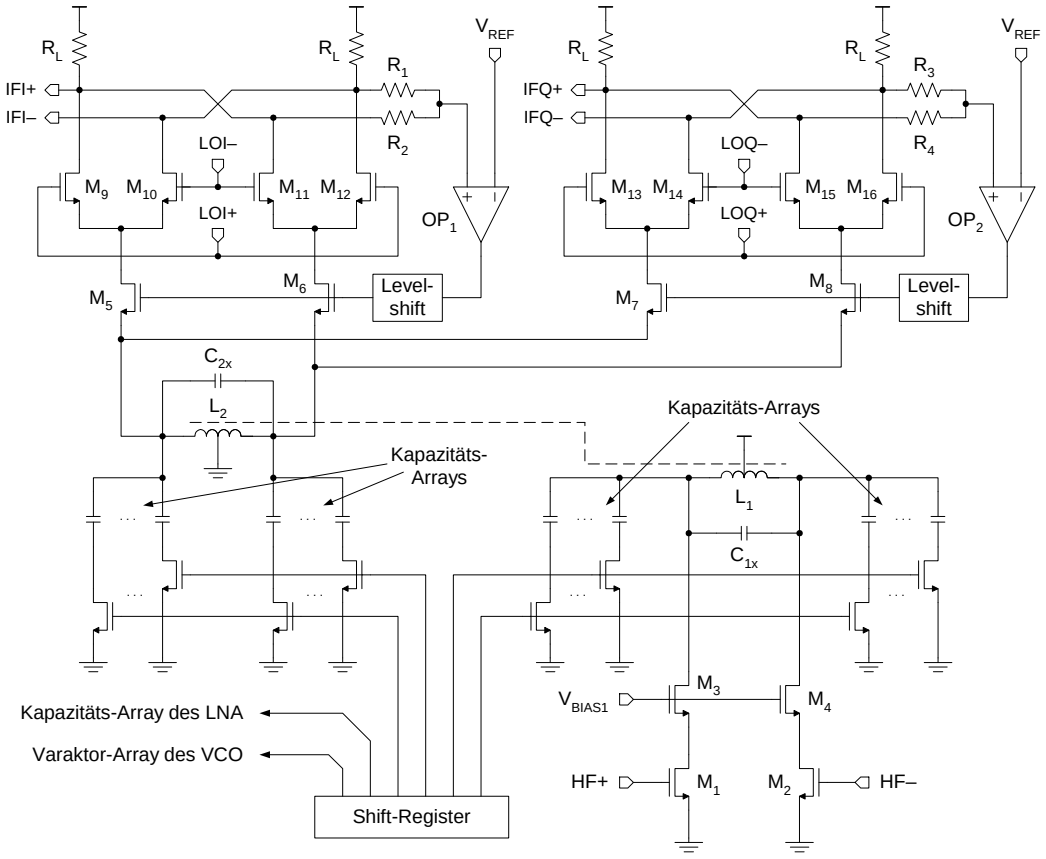


Abbildung 6.15: IQ-Mischer [55].

führt. Diese wandeln die differentielle Eingangsspannung in einen differentiellen Strom um, der von der HF-Eingangsstufe über die Kaskodetransistoren M_3 und M_4 hochohmig an den in Resonanz arbeitenden integrierten Transformator (bestehend aus L_1 und L_2) geleitet, von diesem verstärkt, und in die Source-Anschlüsse der Eingangstransistoren M_5 – M_8 der Kommutierungsstufe eingespeist wird. Die Resonanzfrequenz des Transformators wird durch die Kondensatoren C_{1x} und C_{2x} sowie durch Kapazitätsarrays eingestellt. Die Transistoren M_5 – M_8 der Kommutierungsstufe ermöglichen zum einen die Festlegung des Ruhestromes der Kommutierungsstufe über ihren Gate-Anschluß, und damit eine Festlegung des Spannungsabfalles über den Lastwiderständen R_L, zum anderen kann durch eine hohe Steilheit von M_5 – M_8 ein geringer Eingangswiderstand der Kommutierungsstufe erzielt werden, um eine größtmögliche Stromverstärkung des Transformators zu erhalten. Eine große Steilheit von M_5 – M_8 kann durch eine große Weite erreicht werden, oh-

ne dabei das Frequenzverhalten des Transformators negativ zu beeinflussen, da der Sekundärwicklung sowieso eine große Kapazität im Picofarrad-Bereich parallelgeschaltet wird, die nun aufgrund der parasitären Transistorkapazitäten von M_5 – M_8 entsprechend kleiner ausfallen kann.

Die Anwesenheit von M_5 – M_8 hat weitere Vorteile: Der Ruhestrom der Kommutierungsstufe kann sehr klein gewählt werden. Dadurch verringert sich die Leistungsaufnahme und die Lastwiderstände der Kommutierungsstufe können zugunsten einer hohen Verstärkung größere Werte annehmen. Die Steilheit der Schalttransistoren M_9 – M_{16} hat keinen Einfluß auf den Eingangswiderstand der Kommutierungsstufe. Die Schalttransistoren können daher eine geringere Weite haben.[5] Auf diese Weise wird der Ausgang des lokalen Oszillators kapazitiv nur wenig belastet. Das verringert die Leistungsaufnahme zusätzlich. Die kurzen Umschaltzeiten der kleinen Transistoren reduzieren das Ausgangsrauschen des Mischers.[6] Die Anwesenheit von M_5 – M_8 und die geringe Weite von M_9 – M_{16} erhöhen, zusammen mit den Kaskodetransistoren M_3 und M_4 und dem Transformator, die Isolation zwischen dem HF-Eingang und dem LO-Eingang des Mischers. Hierdurch wird das Selbstmischen stark unterdrückt.

Ausgangs-Ruhepotential-Regelung

Die Rückkopplung des Gleichtaktsignals des I- bzw. Q-Mischerausgangs auf die Gates von M_5 – M_8 wirkt einer Sättigung dieser Ausgänge zusätzlich entgegen und ermöglicht so das direkte Heruntermischen ins Basisband. Das Gleichtaktsignal wird mit Hilfe von Spannungsteilern (bestehend aus R_1 und R_2 bzw. R_3 und R_4) jeweils getrennt aus der Differenz des I- bzw. Q-Ausgangssignals des Mischers gewonnen, so daß die Regelung des Ausgangs-Ruhepotentials für den I- und Q-Ausgang getrennt voneinander erfolgen kann. Die Abweichung des jeweiligen Gleichtaktsignals, bezogen auf die Referenzspannung V_{REF}, wird von den Differenzverstärkern OP_1 und OP_2 verstärkt und auf die Gates von M_5 und M_6 bzw. M_7 und M_8 geführt. Auf diese Weise werden die Ruheströme des I- und Q-Pfades der Kommutierungsstufe geregelt, so daß sich an den Ausgängen, bis auf eine bei Proportional-Reglern übliche Regelabweichung, in etwa der Wert der Referenzspannung einstellt.

[5] Ohne M_5 – M_8 müßte der geringe Eingangswiderstand der Kommutierungsstufe durch eine hohe Steilheit von M_9 – M_{16} gewährleistet werden. Dazu wäre entweder ein großer Drain-Strom oder eine große Weite dieser Transistoren erforderlich.

[6] Die Gate-Fläche der Schalttransistoren darf nicht zu klein werden, damit der Einfluß des 1/f-Rauschens der Transistoren gering bleibt.

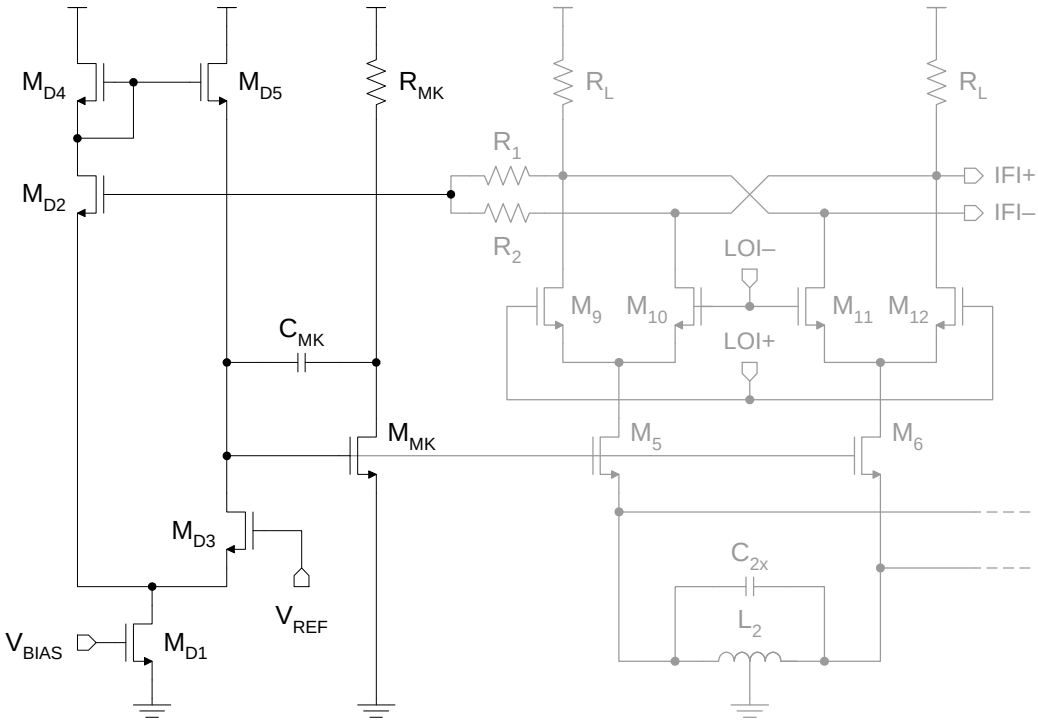


Abbildung 6.16: Schaltung zur Regelung des Ruhepotentials des I-Ausgangs.

Sollte die Ausgangsspannung durch den Selbstmischprozeß an einem der differentiellen Ausgänge I bzw. Q sinken, so sinkt auch das Potential an den Gates von M_5 und M_6 bzw. M_7 und M_8, so daß der Ruhestrom in dem entsprechenden Pfad abgeregelt wird. Das wirkt der Absenkung der Ausgangsspannung am I- bzw. Q-Ausgang entgegen. Bei einer zu geringen Ausgangsspannung an einem der differentiellen Ausgänge wird der Strom aufgrund der Regelung entsprechend steigen.

Die Schaltung zur Regelung des Ruhepotentials des I-Ausgangs ist in Abbildung 6.16 dargestellt. Das Gleichtaktsignal des I-Ausgangs wird von dem Differenzverstärker (bestehend aus $M_{D1} - M_{D5}$) und dem nachfolgenden Transistor M_{MK} verstärkt und anschließend auf die Gates von M_5 und M_6 der Kommutierungsstufe des Mischers zurückgekoppelt. Sowohl der Differenzverstärker der Ausgangs-Ruhepotential-Regelung, als auch die Eingangstransistoren M_5 und M_6 (in Verbindung mit den Lastwiderständen R_L), weisen in ihren Übertragungsfunktionen jeweils eine Polstelle auf, so daß der Phasengang insgesamt kompensiert werden muß. Zu diesem Zweck existiert ein skaliertes Abbild der Transistoren M_5 und M_6 und der Lastwiderstände R_L, bestehend aus M_{MK} und R_{MK}, so daß über C_{MK} eine Miller-Kompensation

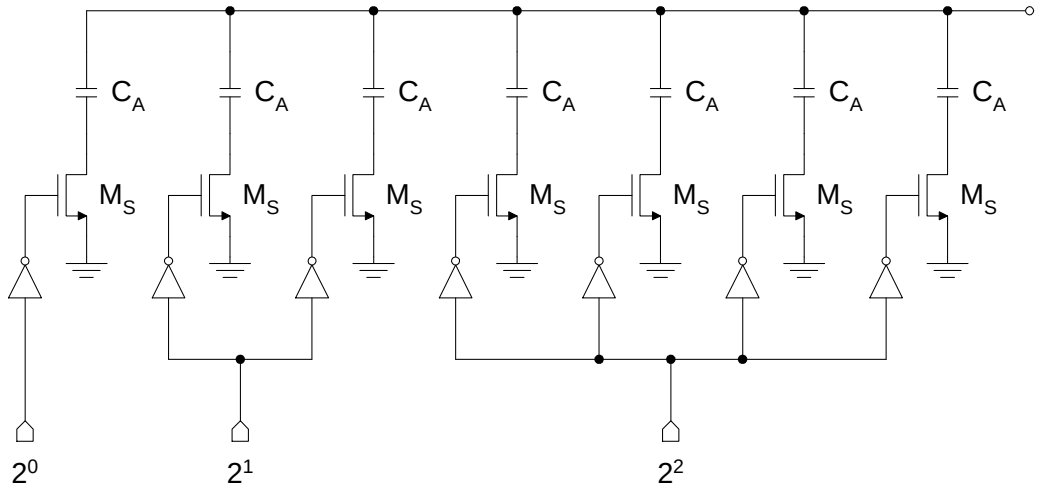


Abbildung 6.17: Kapazitätsarray zur Verschiebung der Resonanzfrequenz.

ermöglicht wird.

Kapazitätsarrays und Schieberegister

Zur Verschiebung der Resonanzfrequenz des LC-Parallelschwingkreises des LNAs und der des Transformators im Mischer, wurden schaltbare Kapazitätsarrays (Abbildung 6.17), bestehend aus den Einzelkapazitäten C_A verwendet. Die zugehörigen Schalttransistoren M_S werden von einem 9-Bit-Schieberegister (Abbildung 6.18) angesteuert. Ein 9-Bit-Datenwort wird hierzu seriell in den Eingang $DATA$ eingeschrieben. Mit jeder steigenden Flanke am CLK-Eingang wird jeweils ein Bit in das Schieberegister übernommen. Mit der steigenden Flanke am WE-Eingang erscheint das komplette Datenwort an den Ausgängen Q_0 – Q_8, die mit den jeweiligen Schalttransistoren M_S der Kapazitätsarrays verbunden sind.

Im eingeschalteten Fall beeinflussen die Schalttransistoren M_S, aufgrund ihres Kanalwiderstandes $r_{DS.on}$, die Güte des Kapazitätsarrays. Je größer die Weite der Transistoren dimensioniert ist, desto geringer ist ihr Kanalwiderstand und desto höher ist die Güte des Kapazitätsarrays. Gleichzeitig erhöhen sich aber auch die parasitären Transistorkapazitäten in Gestalt der Gate-Drain-Kapazität C_{GD} und der Drain-Bulk-Kapazität C_{DB}, so daß sich auch dann eine merkliche kapazitive Belastung des LC-Parallelschwingkreises ergibt, wenn der entsprechende Kondensator eigentlich abgetrennt ist. Für die Schalttransistoren kann deshalb keine beliebig große Weite gewählt werden. Ein guter Kompromiß ergibt sich mit einer Weite von $W = 100\,\mu$m für

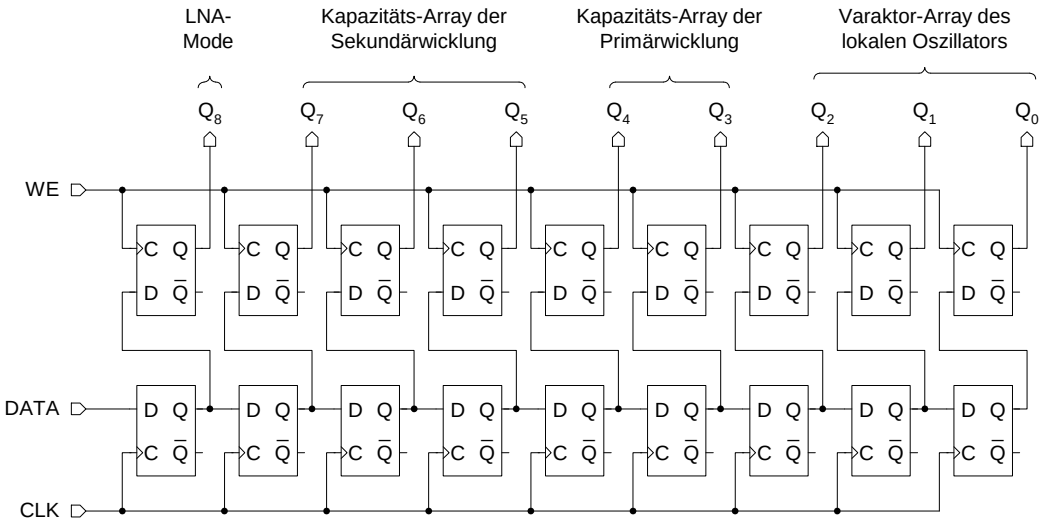


Abbildung 6.18: Schieberegister zur Ansteuerung der Kapazitätsarrays.

die 300-fF-Kondensatoren des Kapazitätsarrays des LNAs und des sekundärseitigen Kapazitätsarrays des Transformators, bzw. mit $W = 25\,\mu$m für die 80-fF-Kondensatoren des primärseitigen Kapazitätsarrays des Transformators. Die Länge L aller Schalttransistoren beträgt 120 nm. Die Kapazität eines ausgeschalteten Pfades läßt sich mit dieser Dimensionierung auf $\approx 25\%$ der Nominalkapazität C_A absenken.

Im ausgeschalteten Fall ergibt sich eine Reihenschaltung aus der entsprechenden Kapazität C_A des Kapazitätsarrays, der Drain-Bulk-Kapazität C_{DB} und des Substratwiderstandes R_{Sub}, wie in Abbildung 6.19 dargestellt. Die Güte der abgetrennten Kondensatoren ist aufgrund des Substratwiderstandes gering. Um sie zu erhöhen, werden die Gates der abgeschalteten Transistoren von Invertern niederohmig zur negativen Versorgungsspannung hingezogen. Die Kapazität C_A ist dann, parallel zur Reihenschaltung aus C_{DB} und R_{Sub}, zusätzlich über C_{GD} niederohmig mit der negativen Versorgungsspannung verbunden. Durch diese Maßnahme läßt sich die Güte von sehr kleinen Werten $Q \approx 10$ auf Werte von $Q > 30$ anheben. Abbildung 6.20 zeigt Ersatzschaltbilder für einen Kondensator im dazugeschalteten und im abgetrennten Fall. Darin ist r_{inv} der differentielle Ausgangswiderstand des Inverters.

Lokaler Oszillator

Das Taktsignal zur Ansteuerung der LO-Eingänge des Mischers wird von einem integrierten spannungsgesteuerten lokalen Oszillator (*Voltage Control-*

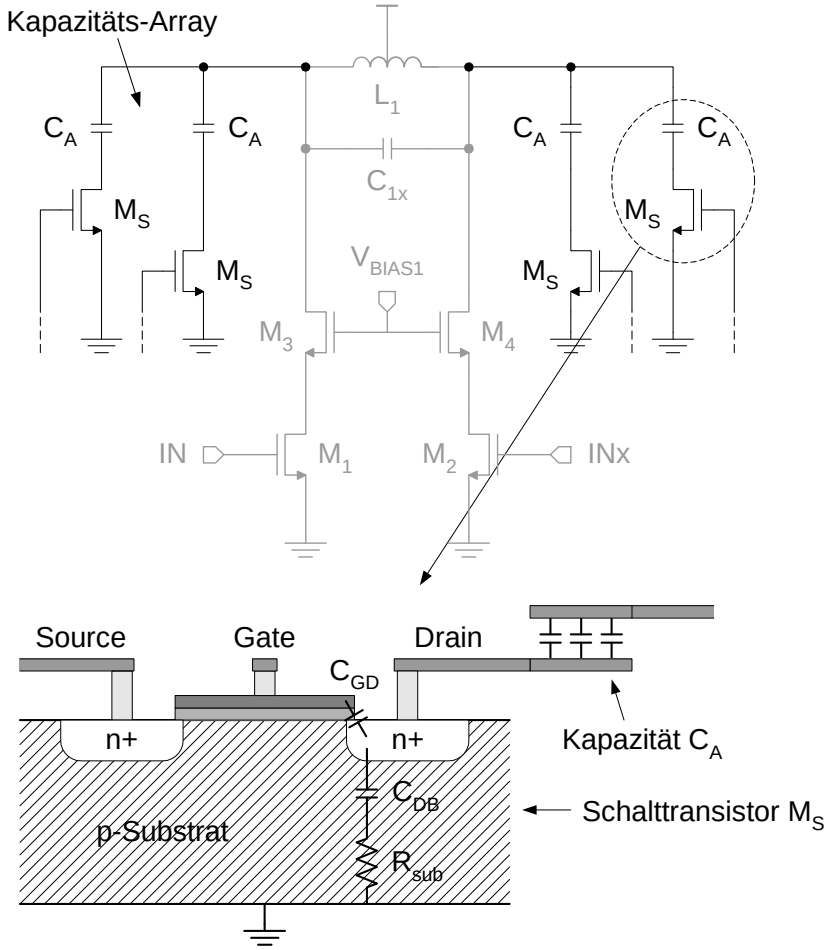


Abbildung 6.19: Parasitäre Transistorkapazitäten beeinflussen die Güte des Kapazitätsarrays.

led Oscillator, VCO) erzeugt. Der im Empfänger eingesetzte VCO ist in Abbildung 6.21 dargestellt. Er besteht aus einem kreuzgekoppelten NMOS- und einem kreuzgekoppelten PMOS-Transistorpaar. Im Vergleich zu einem VCO, bei dem nur eines der Transistorpaare zusammen mit einer Spule, deren Mittelanzapfung mit der positiven oder negativen Versorgungsspannung verbunden ist, verwendet wird, stellt die hier eingesetzte Topologie sicher, daß keine Amplituden auftreten, die eine der beiden Versorgungsspannungen überschreiten bzw. unterschreiten könnten. Wäre die Spule mit ihrer Mittelanzapfung mit einer der Versorgungsspannungen verbunden, könnte das Ausgangssignal des VCOs nahezu die doppelte Amplitude aufweisen. Das würde zwar das Phasenrauschen des VCOs verringern, könnte aber die

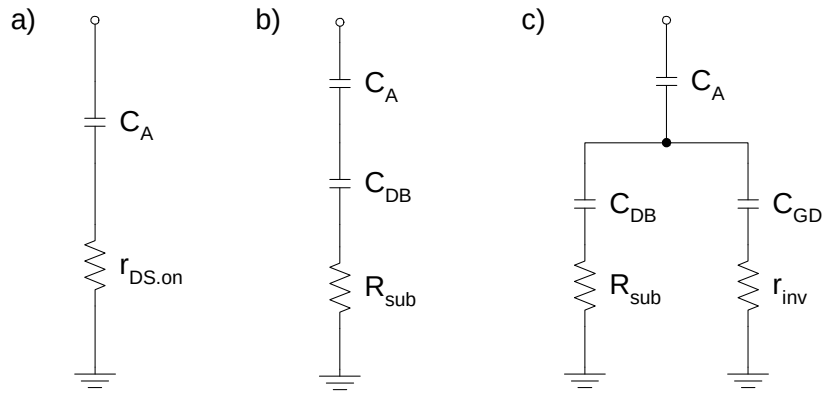


Abbildung 6.20: Ersatzschaltbilder eines Pfades im Kapazitätsarray: a) Kondensator dazugeschaltet, b) Kondensator abgetrennt, c) Abtrennung bei Ansteuerung des Schalttransistors M_S über einen Inverter.

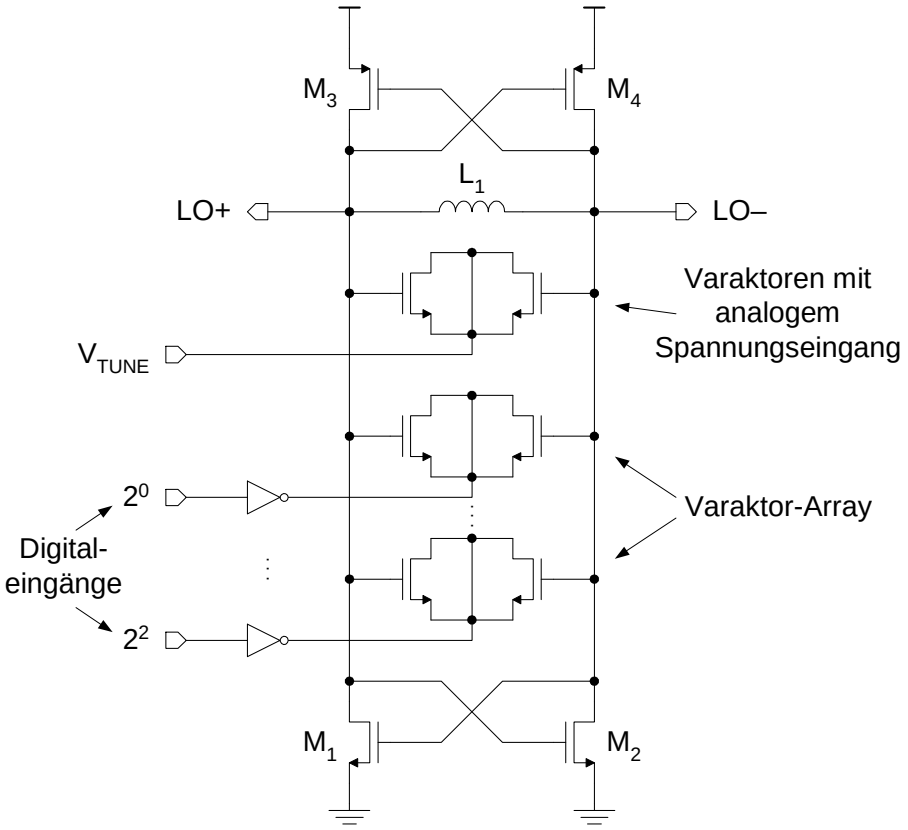


Abbildung 6.21: Spannungsgesteuerter Oszillator (VCO) [51].

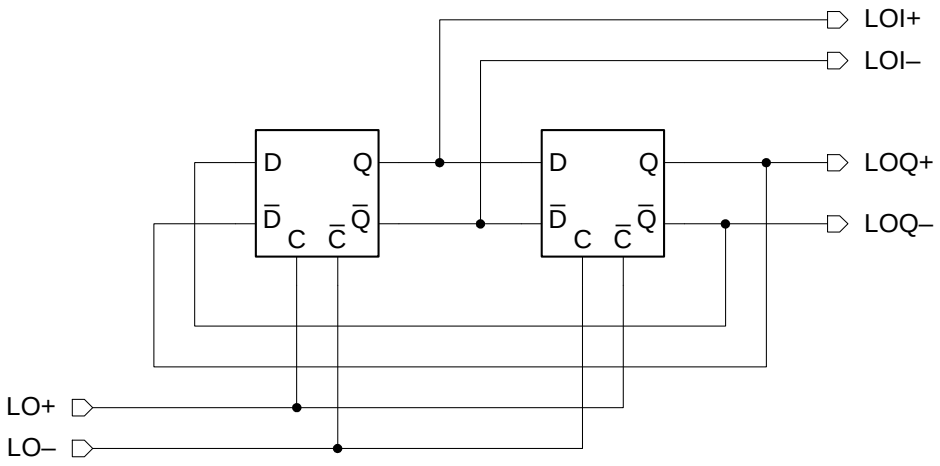


Abbildung 6.22: IQ-Teiler.

Lebensdauer der Transistoren herabsetzen oder sogar zu deren Zerstörung führen, falls die Ausgangsamplitude die maximal für den Prozeß verträgliche Versorgungsspannung überschreiten sollte. Im Vergleich zu einem VCO mit nur einem kreuzgekoppelten Transistorpaar, hat der hier verwendete nur etwa die halbe Leistungsaufnahme, denn der Versorgungsstrom des VCOs fließt gleichzeitig durch jeweils einen NMOS- und einen PMOS-Transistor und erzeugt somit nahezu die doppelte Steilheit, die von nur einem Transistorpaar bei gleichem Versorgungsstrom erreicht werden könnte. Auf eine Fußpunktstromquelle unter bzw. über einem der Transistorpaare wurde verzichtet, da sie den Ausgangsspannungsbereich des VCOs einschränken würde und ihr 1/f-Rauschen ein größeres Phasenrauschen zur Folge hätte [56]. Die Oszillatorfrequenz kann über den Spannungseingang V_{TUNE} variiert werden. Zur Erweiterung des Tuning-Bereiches des VCOs können Varaktoren digital ein- bzw. ausgeschaltet werden. Für diesen Zweck werden drei Ausgänge des 9-Bit-Schieberegisters aus Abbildung 6.18 verwendet.

IQ-Teiler

Für den Mischprozeß wird ein Quadratur-Taktsignal benötigt. Dieses vierphasige Signal wird von einem IQ-Teiler (Abbildung 6.22) aus dem vom VCO erzeugten, symmetrischen Ausgangssignal abgeleitet. Der IQ-Teiler besteht aus zwei in Reihe geschalteten D-Flipflops (Abbildung 6.23). Die Ausgänge Q und $\overline{Q}$ des zweiten D-Flipflops werden gegenphasig auf die Eingänge D und $\overline{D}$ des ersten D-Flipflops zurückgekoppelt. Die Ausgänge der D-Flipflops ändern ihren Zustand mit jeder steigenden Flanke am jeweiligen Takteingang C.

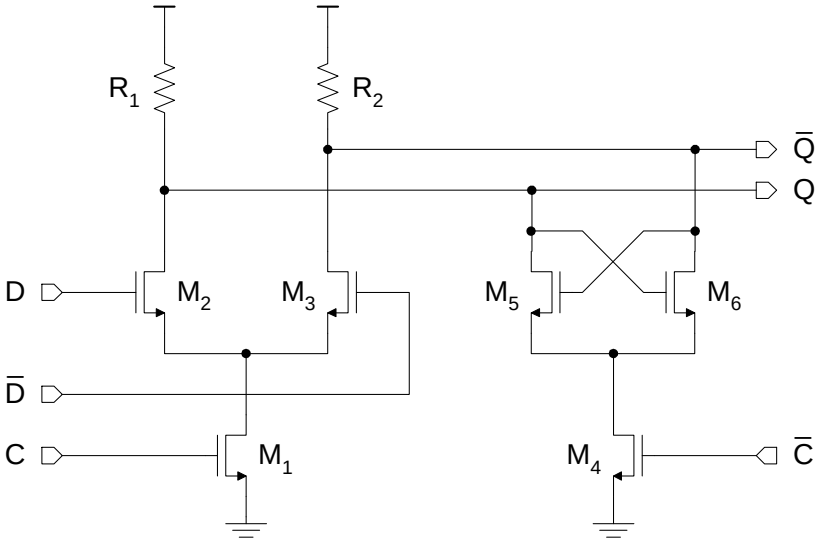


Abbildung 6.23: D-Flipflop des IQ-Teilers.

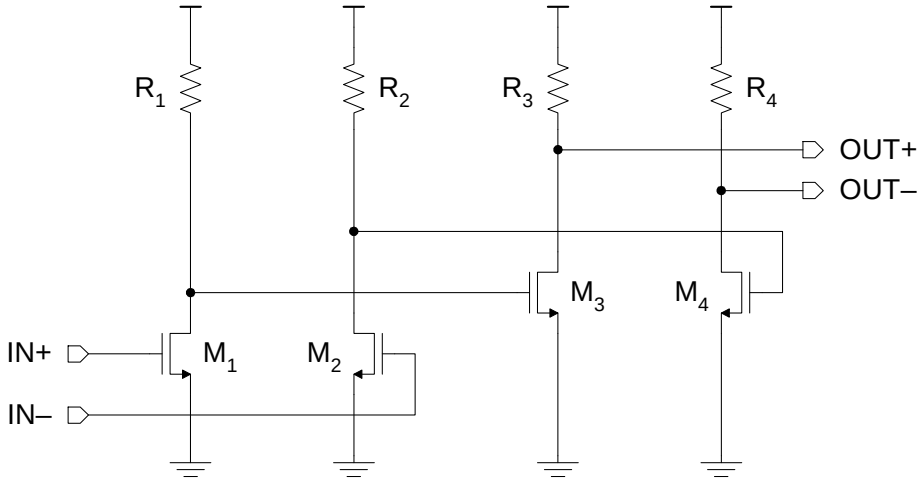


Abbildung 6.24: Buffer für das externe LO-Signal des VCOs.

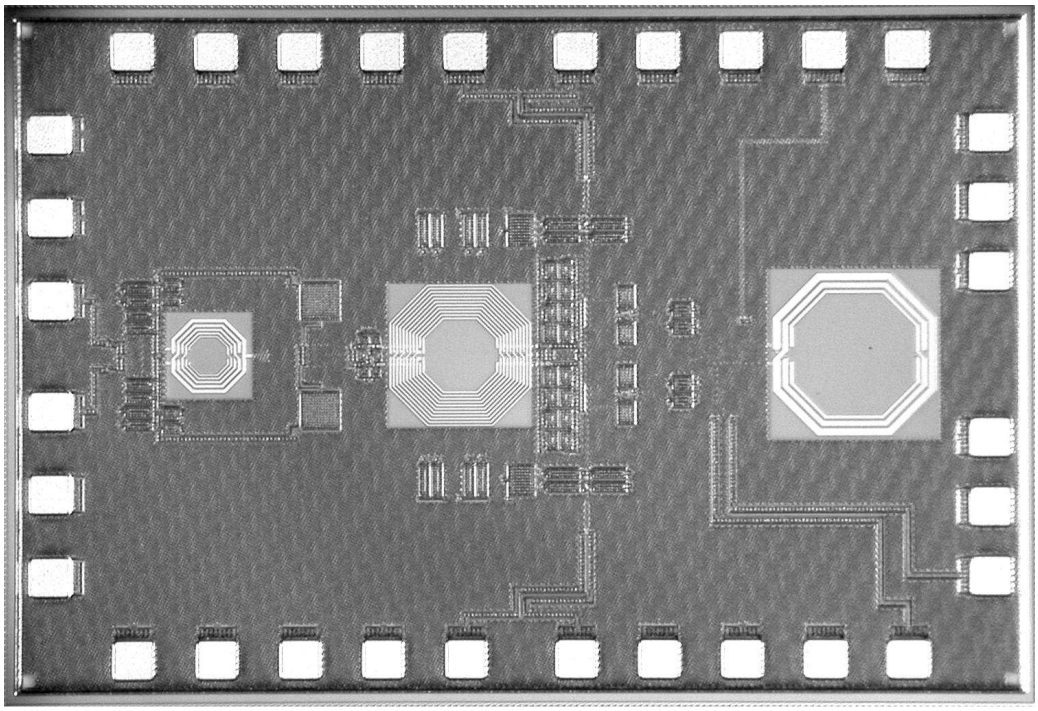


Abbildung 6.25: Foto des Empfänger-Mikrochips.

Das Taktsignal des VCOs wird dem zweiten D-Flipflop invertiert zugeführt, so daß sich eine Phasenverschiebung von 90° zwischen den Ausgangssignalen beider D-Flipflops ergibt. Der VCO muß mit der doppelten für den Mischprozeß erforderlichen Frequenz schwingen. Um das Ausgangssignal des VCOs einem externen PLL-Baustein zuführen zu können, wird es von einem Buffer (Abbildung 6.24) verstärkt, bevor es den Chip verläßt.

6.2.3 Empfänger-Testchip

Der Empfänger wurde in der 0.13-μm Standard CMOS-Technologie *C11n* hergestellt. Abbildung 6.25 zeigt ein Foto des ungebondeten Mikrochips. Der $1.8 \times 1.2\,\mathrm{mm}^2$ große Mikrochip wurde maschinell in ein VQFN-Gehäuse[7] mit 24 Anschlüssen eingesetzt und maschinell gebondet. Abbildung 6.26 zeigt ein Foto des verpackten Testchips. Das verwendete VQFN-Gehäuse ist aufgrund seiner sehr kleinen äußeren Abmessungen von $4.5 \times 3.5 \times 0.9\,\mathrm{mm}^3$ (Länge × Breite × Höhe) und dem engen Abstand von 0.5 mm zwischen den Anschlüssen ausgezeichnet für den Einsatz im HF-Bereich geeignet.

[7] Very Thin Profile Quad Flat Non Leaded Package

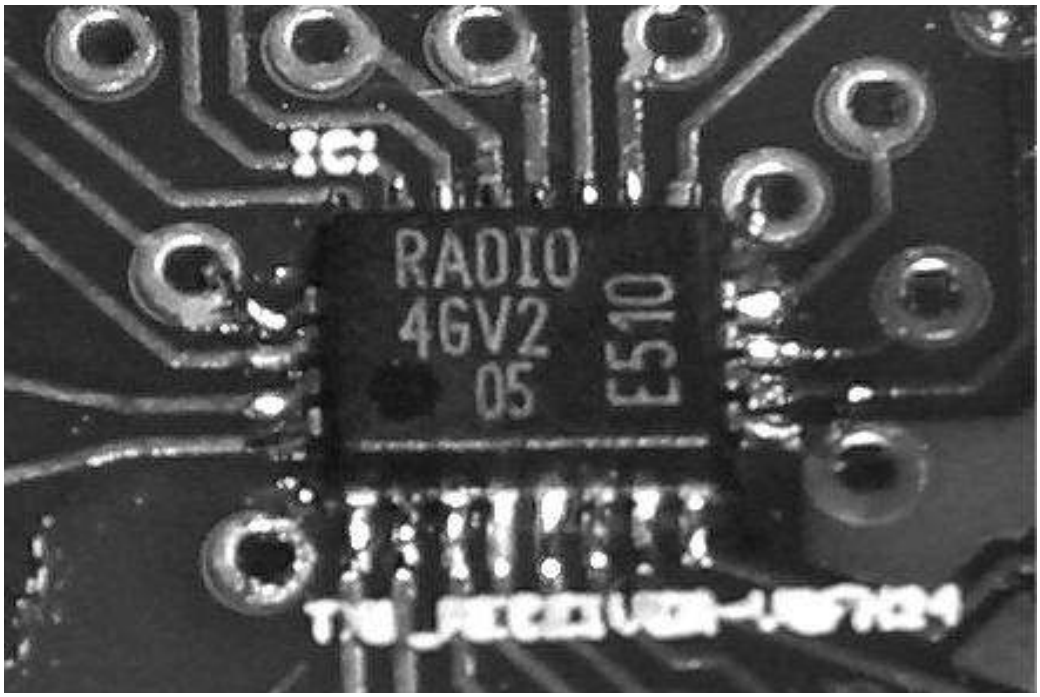


Abbildung 6.26: Empfänger im VQFN24-Gehäuse.

6.2.4 Meßsystem

Zur Durchführung von Messungen wurde ein Meßsystem bestehend aus zwei Leiterplatten entworfen. Auf der Hauptplatine in Abbildung 6.27 befinden sich drei Hauptspannungsquellen von jeweils 2.5 V, 3.3 V und 5 V, die zur Versorgung der einzelnen Komponenten des Meßsystems und zur Bereitstellung von Referenzspannungen dienen. Der Testchip verfügt über insgesamt fünf Anschlüsse zur getrennten Versorgung von LNA, Mischer, VCO, IQ-Teiler und Buffer. Zu Testzwecken kann auf diese Weise für jeden Schaltungsblock eine andere Versorgungsspannung eingestellt werden. Die einzelnen Spannungen werden auf der Hauptplatine aus der 5-V-Versorgung erzeugt.

Das Ausgangssignal des Empfängers liegt in Form einer Spannungsdifferenz vor. Der differentielle Ausgangswiderstand des Empfängers beträgt ca. 800 Ω. Um das Ausgangssignal des Empfängers mit einem Spektrumanalysator darstellen zu können, muß es entsprechend aufbereitet werden, so daß es in den unsymmetrischen, mit 50 Ω abgeschlossenen Eingang des Spektrumanalysators eingespeist werden kann. Die Hauptplatine enthält zu diesem Zweck einen Verstärker, der das symmetrische Basisbandsignal des Empfängers in ein unsymmetrisches Signal umwandelt. Er nimmt dabei gleichzei-

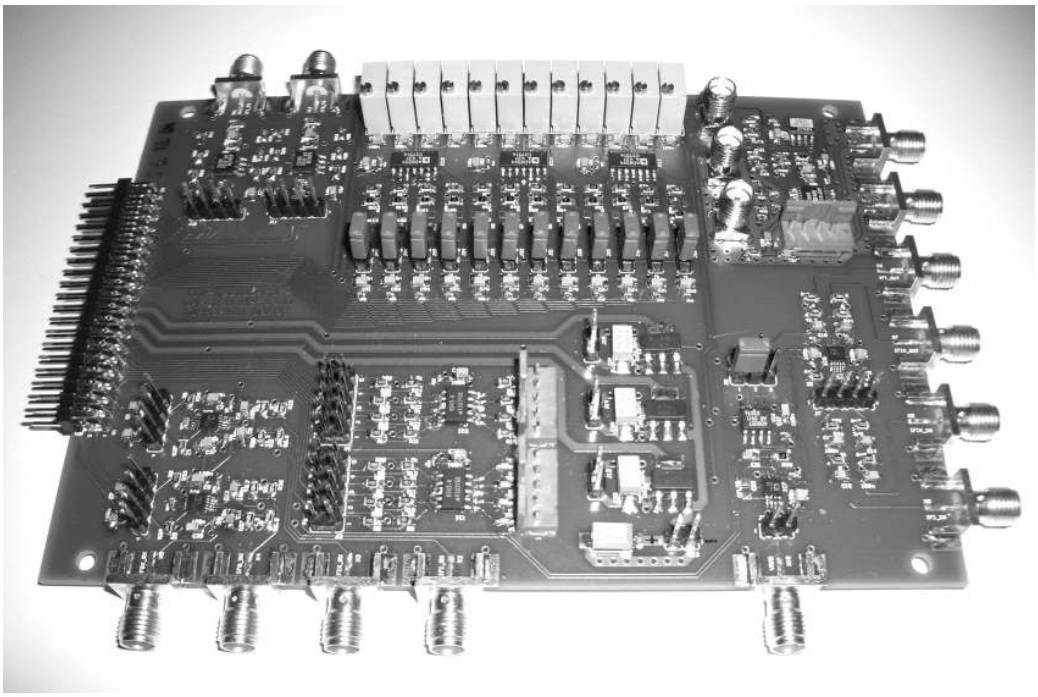


Abbildung 6.27: Foto der Hauptplatine.

tig die 50-Ω-Anpassung zum Anschluß eines externen Meßgerätes vor. Seine Spannungsverstärkung beträgt 0 dB.

Der Empfänger bietet die Möglichkeit, die Resonanzfrequenz der integrierten induktiven Bauelemente über schaltbare Kapazitätsarrays zu verschieben. Dazu muß die Ausgangsleistung des Empfängers meßtechnisch erfaßt werden. Ein auf der Hauptplatine untergebrachter Leistungsmesser wandelt die Leistung des vom Empfänger erzeugten I- bzw. Q-Signals in eine Spannung um, so daß sie von einem Mikrokontroller oder PC ausgewertet werden kann. Über die serielle Schnittstelle des Empfängers können dann Kapazitäten zu- oder abgeschaltet werden. Auf der Hauptplatine befindliche Pegelwandler setzen die vom PC kommenden TTL-Signale in die für den Testchip geeigneten Spannungspegel zur Ansteuerung der seriellen Schnittstelle um. Optokoppler sorgen dabei für eine galvanische Trennung zwischen dem Meßsystem und dem angeschlossenen PC. Damit werden Masseschleifen unterbunden, die sich ansonsten über die Erdungsleitungen des PCs und der Meßgeräte und über die Masseleitung zwischen PC und Hauptplatine ausbilden könnten.

Auf der Hauptplatine befindet sich auch der PLL-Baustein mit seiner ex-

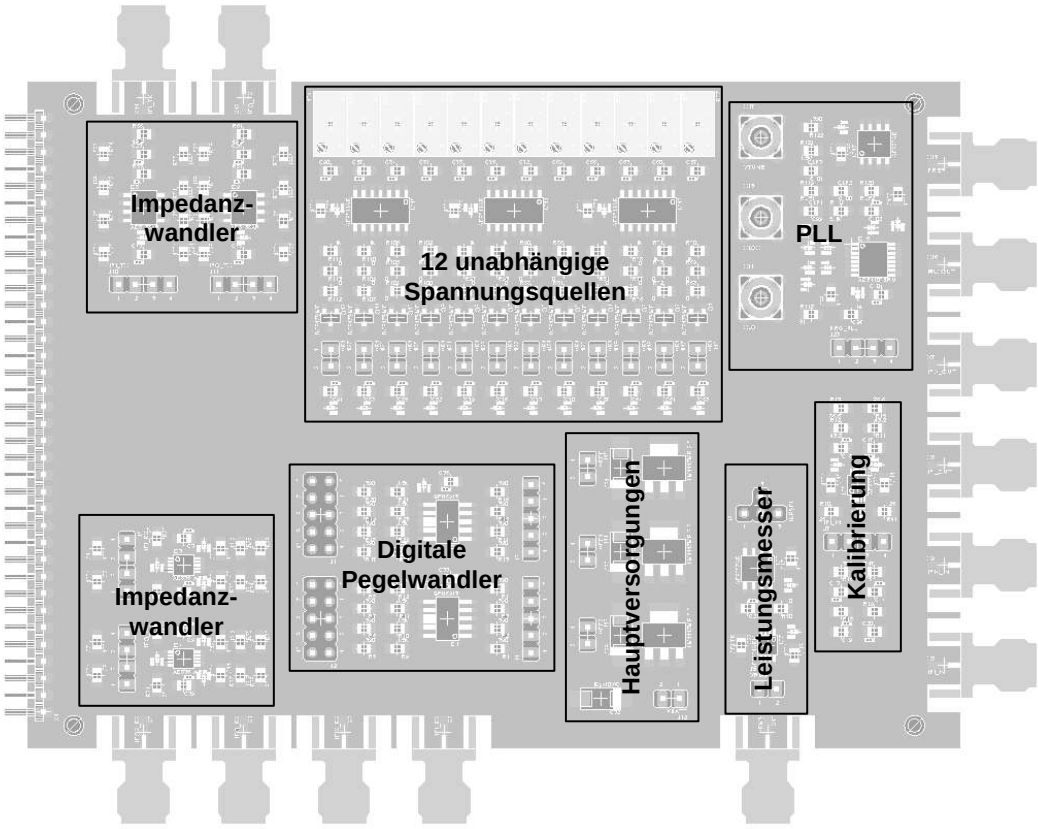


Abbildung 6.28: Bestückungsplan der Hauptplatine.

ternen Beschaltung und dem Pegelwandler, der die von der PLL erzeugte Steuerspannung in den für den Oszillator zulässigen Spannungsbereich umsetzt. Die räumliche Trennung von Testchip und PLL-Baustein wird über Koaxialkabel und entsprechende Anpassungsnetzwerke, sowohl auf der Seite des Testchips, als auch auf der Seite des PLL-Bausteins, überwunden. Alle Komponenten der Hauptplatine sind in dem Bestückungsplan der Abbildung 6.28 noch einmal dargestellt.

Eine zweite, HF-taugliche, Platine (Abbildung 6.29) dient zur Aufnahme des Testchips. Beide Leiterplatten sind über eine Steckerleiste miteinander verbunden. Die HF-Platine enthält im Vergleich zur Hauptplatine nur sehr wenige Komponenten. Hier sind nur die Bauteile untergebracht, die sich aus technischen Gründen in unmittelbarer Nähe des Empfängers befinden müssen. Dazu zählt vor allem der externe 1:4-Transformator, der eine Anpassung des unsymmetrischen 50-Ω-Ausgangs des Signalgenerators an den differentiellen 200-Ω-Eingang des Empfängers vornimmt. Dazu zählt auch

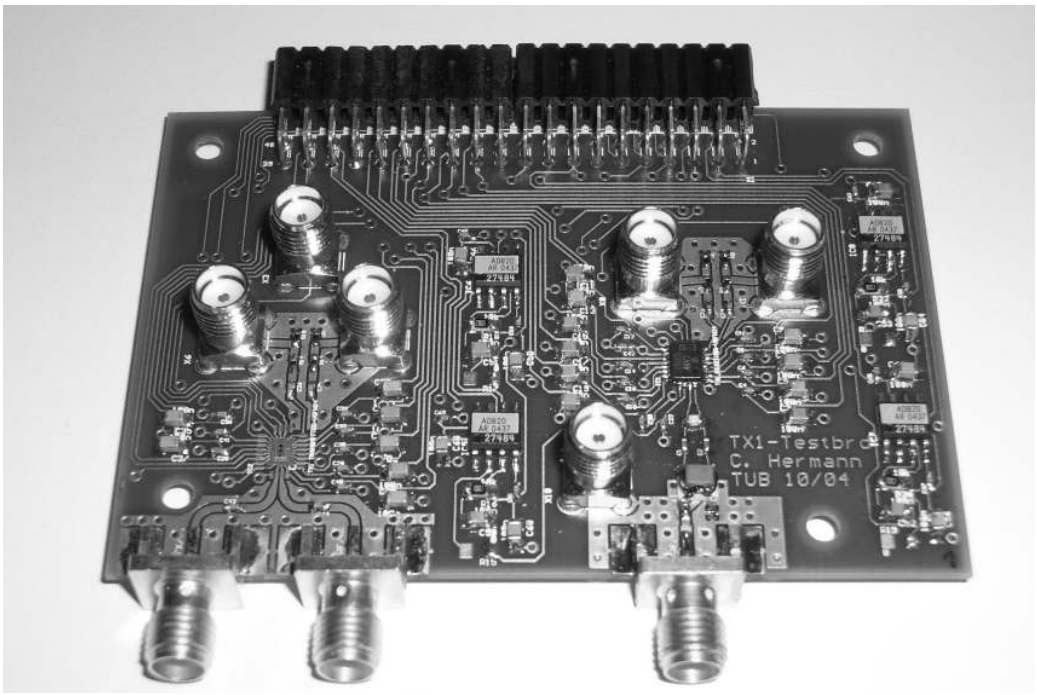


Abbildung 6.29: Foto der HF-Platine.

das Eingangsanpassungs-Netzwerk des LNAs, denn ein diskreter Aufbau des Netzwerkes und des Transformators ist nur zulässig, solange die Abmessungen dieser Bauteile zusammen mit dem Empfänger klein im Vergleich zur Wellenlänge sind. Das Ausgangssignal des Empfängers durchläuft auf der HF-Platine in unmittelbarer Nähe des Empfängers untergebrachte Impedanzwandler, bevor es über einen Verbindungsstecker zur Hauptplatine gelangt.

Der VCO verfügt neben dem analogen Eingang zum Anlegen einer Steuerspannung noch über drei digitale Eingänge, über die zusätzlich Einfluß auf die Oszillatorfrequenz genommen werden kann. Diese digitalen Eingänge werden zusammen mit den Kapazitätsarrays von einem 9-Bit-Schieberegister angesteuert. Für die Laboruntersuchungen wurde ein Windows-Programm in der Programmiersprache *Visual C++* erstellt, über die das Schieberegister des Empfängers beschrieben werden kann. Die Eingabemaske dieses Programms ist in Abbildung 6.30 dargestellt. Die drei Steuerleitungen des 9-Bit-Schieberegisters müssen mit den Datenleitungen $D2 - D0$ des Parallel-Anschlusses des PCs verbunden sein, auf dem das Windows-Programm gestartet wird. Über die Auswahlknöpfe der Eingabemaske können einzelne Bits des Schieberegisters gesetzt bzw. gelöscht werden. Der Inhalt des Schiebere-

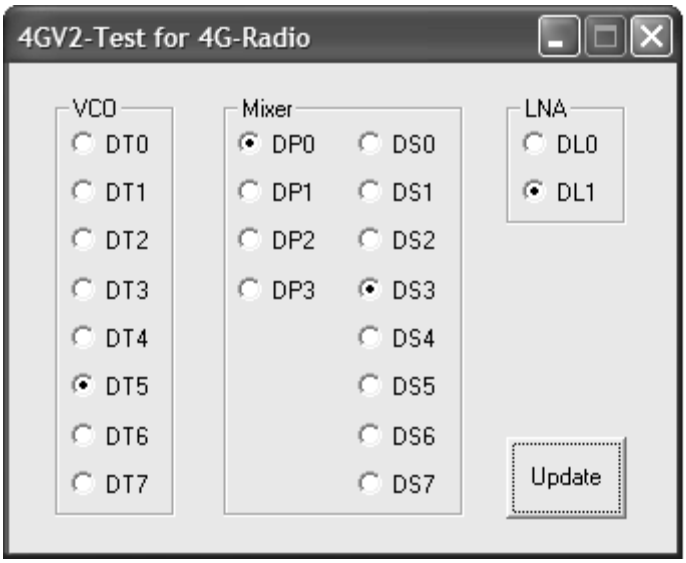


Abbildung 6.30: Eingabemaske des Windows-Programms.

gisters wird mit einer neuen Auswahl augenblicklich aktualisiert. Das Schieberegister kann zu jedem beliebigen Zeitpunkt über die Schaltfläche *Update* erneut mit den aktuellen Werten beschrieben werden.

6.2.5 Meßaufbau

Alle für den Empfänger und die Komponenten der HF-Platine benötigten Spannungen werden von der Hauptplatine bereitgestellt, so daß nur ein Labornetzgerät für die Spannungsversorgung des Meßaufbaus erforderlich ist. Externe Leistungs-Hybride sind nur für die IIP_3-Messung nötig. Alle anderen Messungen erfordern keine weitere externe Beschaltung. Für die Messungen wurden alle Schaltungsblöcke des Testchips mit einer Spannung von 1 V versorgt. Alle Leistungsangaben beziehen sich auf ein 50-Ω-Meßsystem. Der Meßaufbau ist in Abbildung 6.31 schematisch dargestellt.

Für die Messungen wird der HF-Eingang des Empfängers über den 1:4-Transformator der HF-Platine mit der für die entsprechende Messung erforderlichen Signalquelle verbunden. Der differentielle Eingang des Empfängers ist auf diese Weise an den 50-Ω-Ausgang der Signalquelle angepaßt. Das Quadratur-Ausgangssignal des Empfängers wird über die Impedanzwandler der HF-Platine und über die 0-dB-Verstärker der Hauptplatine, die die Umwandlung der symmetrischen I- und Q-Signale des Empfängers in unsymmetrische Signale übernehmen, an das für die entsprechende Messung erforder-

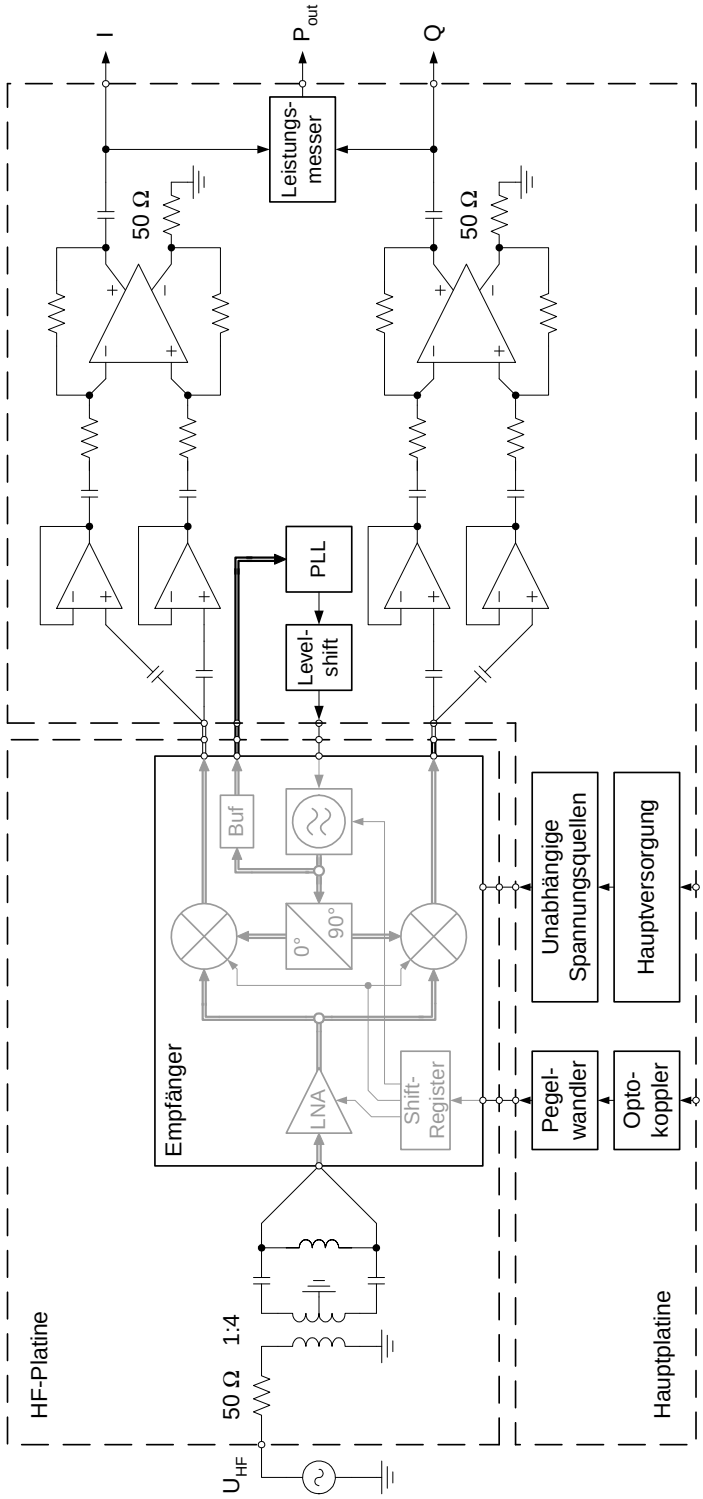


Abbildung 6.31: Meßaufbau.

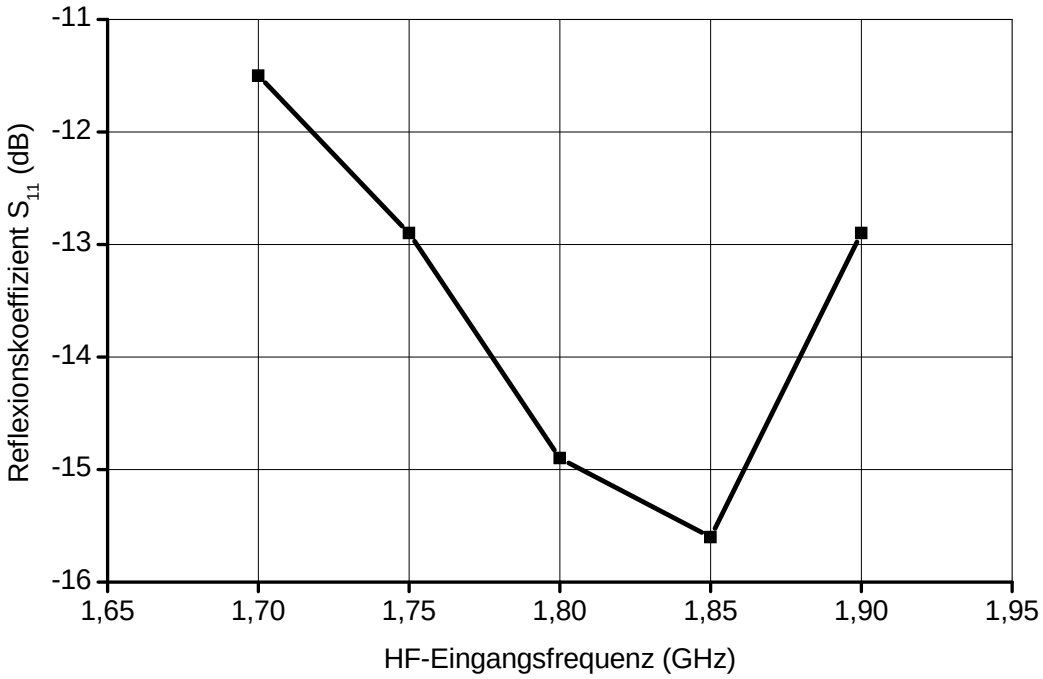


Abbildung 6.32: Reflexionskoeffizient S_{11} in Abhängigkeit von der Eingangsfrequenz.

liche Meßgerät angeschlossen. Der 0-dB-Verstärker ist zum Schutz des angeschlossenen Meßgerätes durch einen 100nF-Kondensator gleichspannungsmäßig von dem Meßgerät entkoppelt. Der Eingangswiderstand des Meßgerätes beträgt $50\,\Omega$, so daß sich die untere Grenzfrequenz des Meßaufbaus ausgangsseitig zu $f_{gu} = 1/(2\pi \cdot 50\,\Omega \cdot 100\,\mathrm{nF}) \approx 30\,\mathrm{kHz}$ ergibt.[8] Die obere Grenzfrequenz des Meßsystems wird durch den dominanten Pol der Ausgangsstufe des Empfängers bestimmt. Der Empfänger hat einen Ausgangswiderstand von $400\,\Omega$ und interne Filterkapazitäten von $4\,\mathrm{pF}$. Die Kapazität der Leitung zwischen Empfängerausgang und Impedanzwandlereingang wurde zu $3\,\mathrm{pF}$ abgeschätzt. Zusammen mit der Eingangskapazität des Impedanzwandlers von $5\,\mathrm{pF}$, kann die obere Grenzfrequenz zu $f_{og} = 1/(2\pi \cdot 400\,\Omega \cdot 12\,\mathrm{pF}) \approx 30\,\mathrm{MHz}$ berechnet werden. Aufgrund der parasitären Kapazitäten des Empfängergehäuses, des 100-nF-Koppelkondensators, eines an die Ausgangsleitung angeschlossenen 10-kΩ-Widerstandes und der Kapazität zwischen der Ausgangsleitung und benachbarten Leitungen, liegt die obere Grenzfrequenz deutlich unter dem berechneten Wert, bei etwa $3\,\mathrm{MHz}$.

[8] Ein DC-Blocker hätte im günstigsten Fall eine untere Grenzfrequenz von 1 MHz.

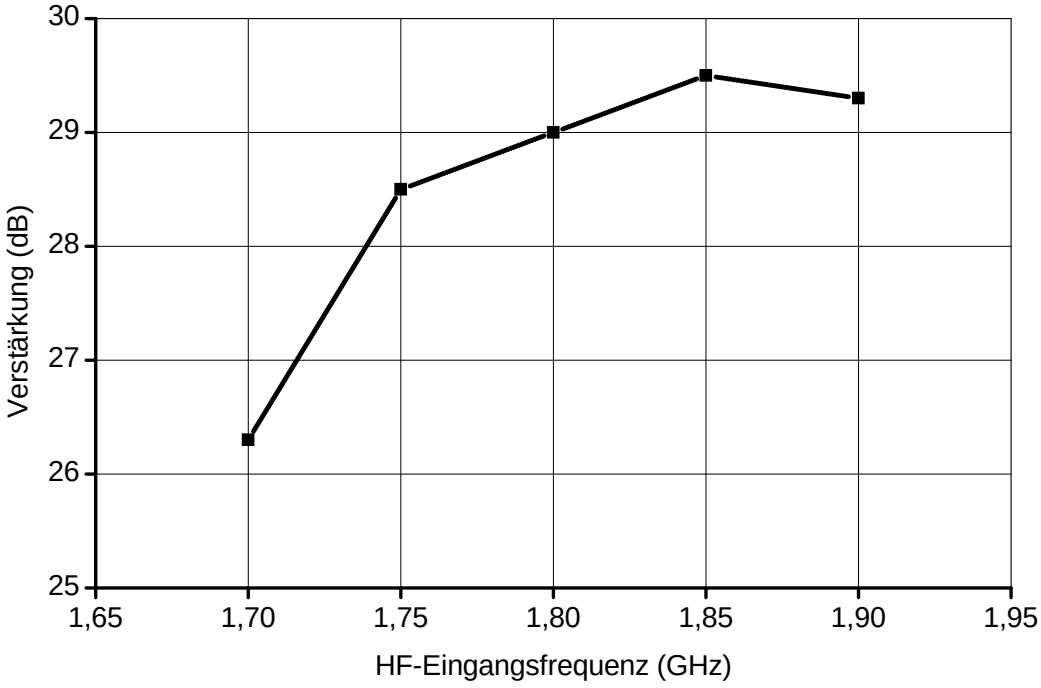


Abbildung 6.33: Verstärkung in Abhängigkeit von der Eingangsfrequenz.

6.2.6 Meßergebnisse

Abbildung 6.32 zeigt den Reflexionskoeffizienten S_{11} für den HF-Eingang des Empfängers in Abhängigkeit von der Frequenz des Eingangssignals. In dem Frequenzbereich von $1.8 - 1.9\,\mathrm{GHz}$ ist $S_{11} < 13\,\mathrm{dB}$. In Abbildung 6.33 ist die Verstärkung des Empfängers in Abhängigkeit von der Frequenz des Eingangssignals dargestellt. Für diese Messung wird die Frequenz am HF-Eingang zusammen mit der Oszillatorfrequenz in gleichen Schritten variiert, so daß sich an den I- un Q-Ausgängen des Empfängers ein Signal mit einer konstanten Frequenz von 500 kHz ergibt. Mit Hilfe der Kapazitätsarrays können die Resonanzfrequenzen des LC-Parallelschwingkreises im LNA sowie die des Transformators im Mischer an die entsprechende Eingangsfrequenz angepaßt werden. Bei einer Eingangsfrequenz von 1.8 GHz ergibt sich zwischen der günstigsten und der ungünstigsten Einstellung der Kapazitätsarrays ein Unterschied von 3.2 dB in der Verstärkung. Das Maximum der Verstärkung läßt sich durch eine entsprechende Einstellung der Kapazitätsarrays auf 1.8 GHz bzw. 1.9 GHz verschieben.

Der Frequenzgang an den Basisbandausgängen I und Q ist in Abbildung 6.34 gezeigt. Abbildung 6.35 zeigt die Rauschzahl in Abhängigkeit von der

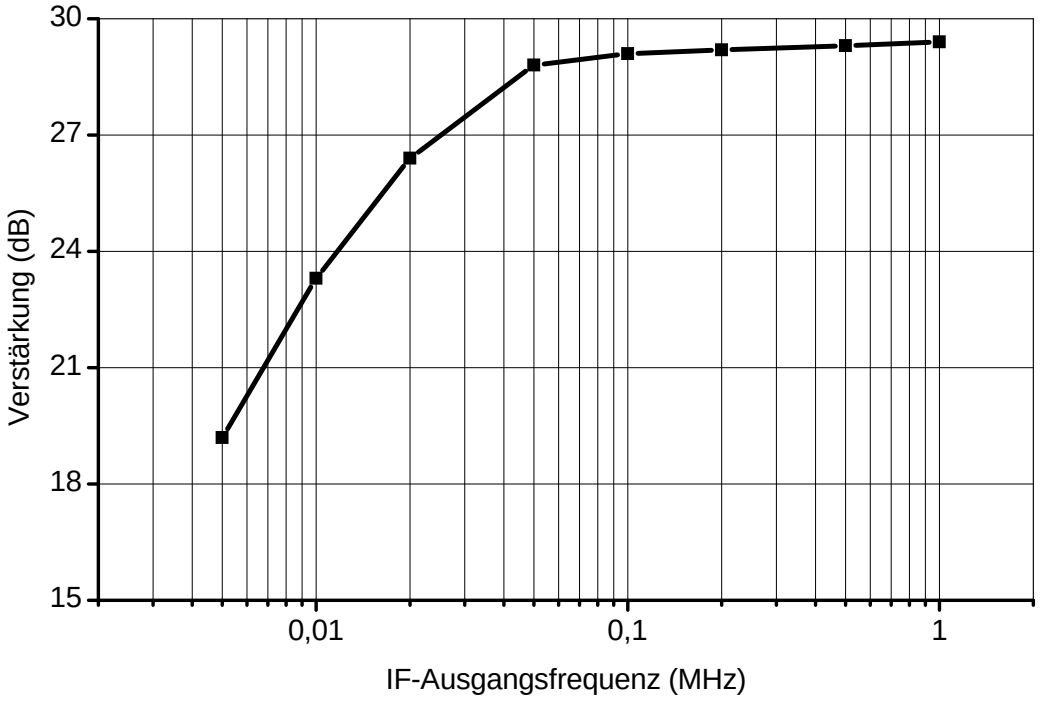


Abbildung 6.34: Verstärkung in Abhängigkeit von der Ausgangsfrequenz.

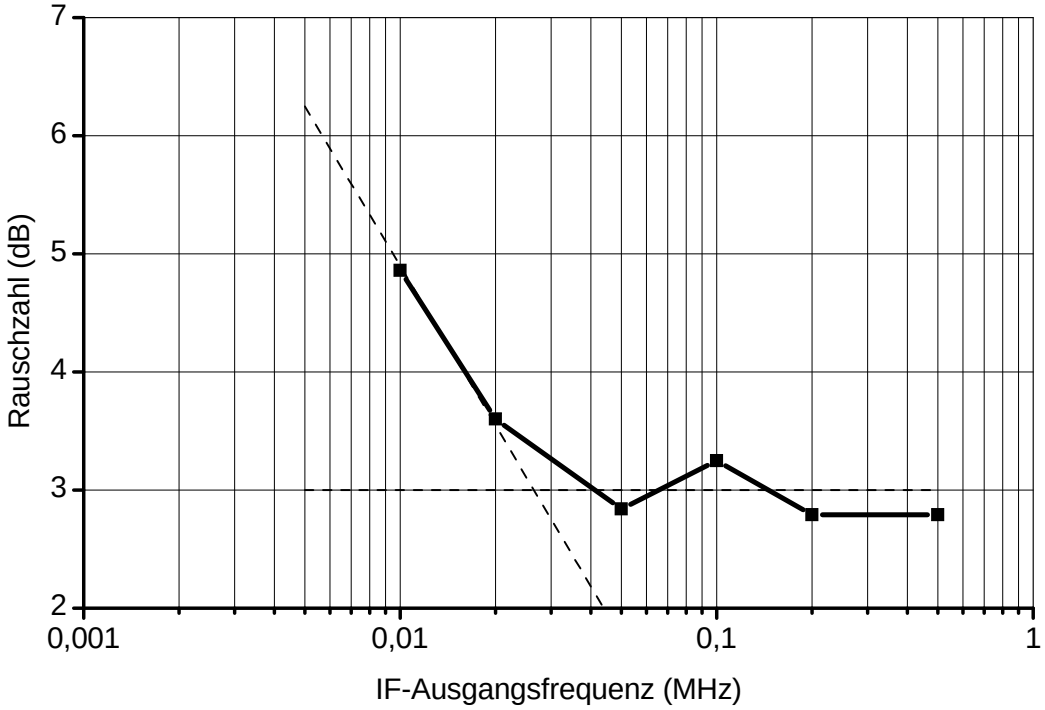


Abbildung 6.35: Rauschzahl und 1/f-Rauschen.

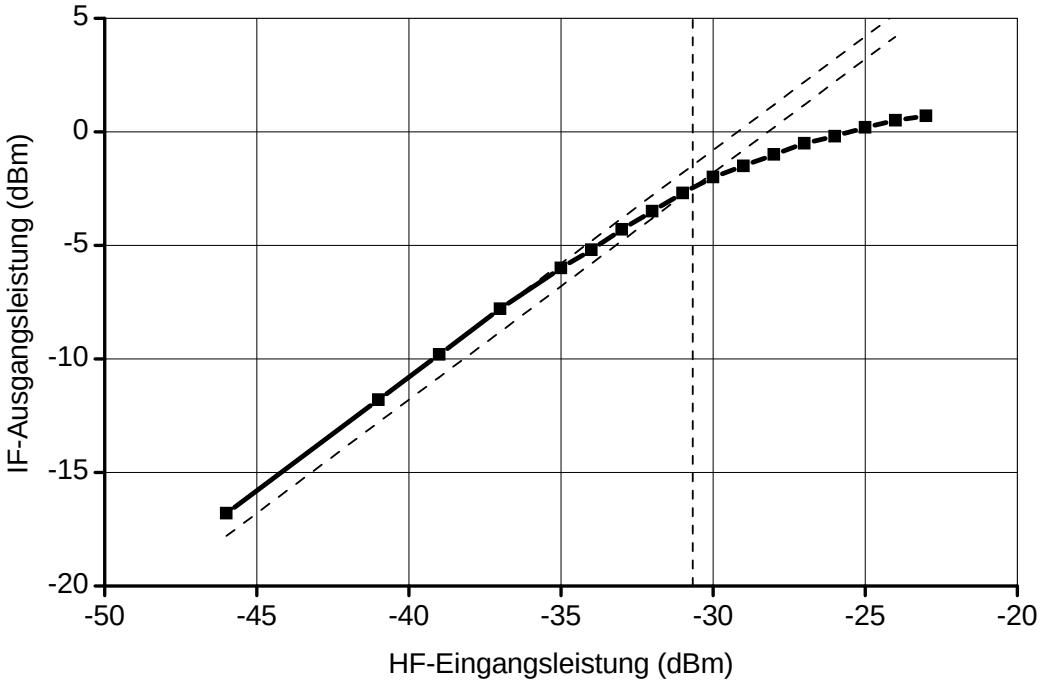


Abbildung 6.36: 1-dB-Kompressionspunkt.

Frequenz des I- bzw. Q-Signals. Sie wurde bei einer konstanten Oszillatorfrequenz von 3.6 GHz gemessen, indem die Frequenz des HF-Eingangssignals von $1.7995 - 1.79999$ GHz variiert wurde. Die integrierte SSB Rauschzahl im Frequenzbereich von $10 - 500$ kHz beträgt 3.0 dB. Die 1/f-Eckfrequenz beträgt 30 kHz. Der 1-dB-Kompressionspunkt wurde bei einer HF-Frequenz von 1.8 GHz und einer LO-Frequenz von 3.601 GHz gemessen. Abbildung 6.36 zeigt die Leistung des heruntergemischten IF-Signals in Abhängigkeit von der Leistung des HF-Eingangssignals. Der IIP_3 wurde gemessen, indem Signale mit den Frequenzen 1.8 GHz und 1.80005 GHz in den HF-Eingang des Mischers eingespeist wurden. Die LO-Frequenz betrug 3.5998 GHz. Abbildung 6.37 zeigt den Verlauf der Grundwellen und der Intermodulationsprodukte am Ausgang des Mischers in Abhängigkeit von der Eingangsleistung. In Abbildung 6.38 ist die Oszillatorfrequenz in Abhängigkeit von der Steuerspannung und den Pegeln an den Digitaleingängen des Oszillators dargestellt. Tabelle 6.2 faßt alle Meßergebnisse noch einmal zusammen.

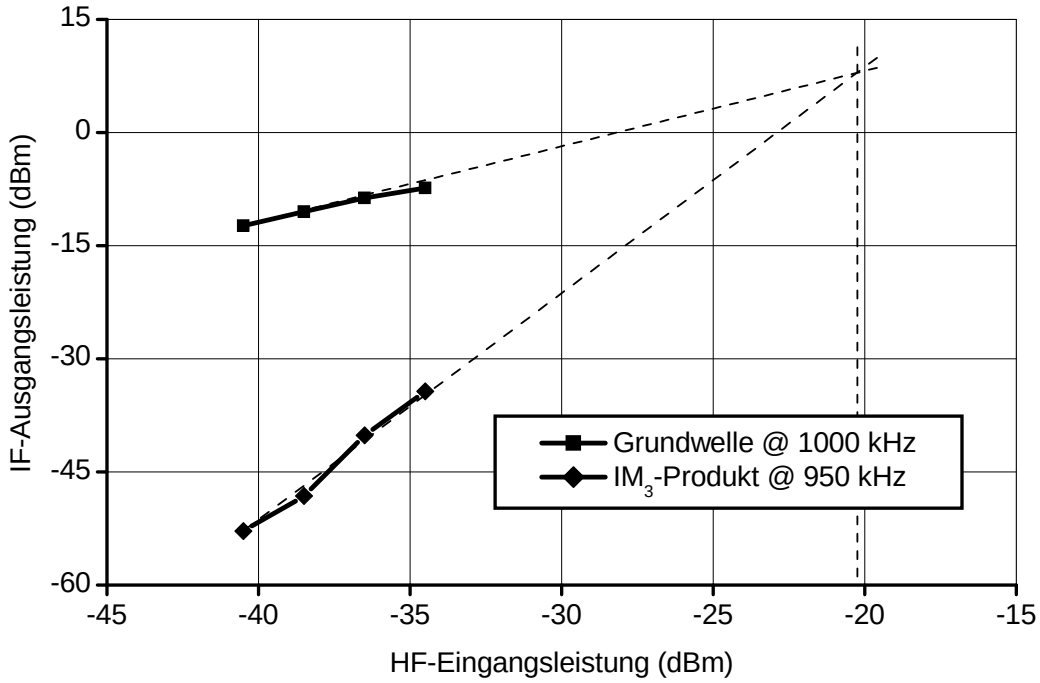


Abbildung 6.37: IIP_3.

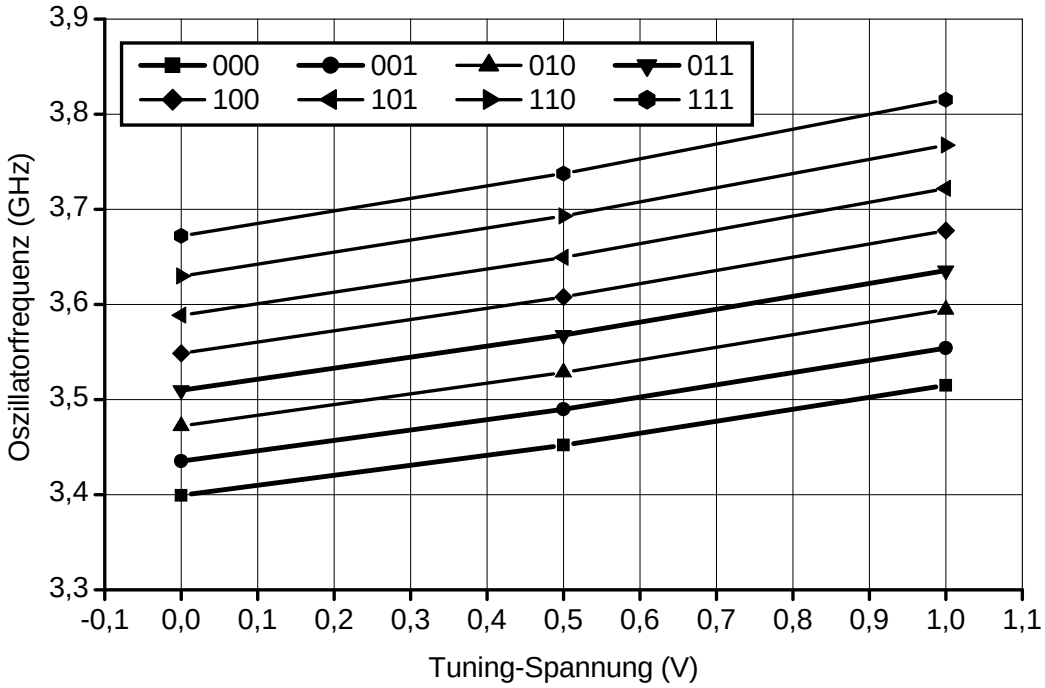


Abbildung 6.38: Oszillatorfrequenz in Abhängigkeit von der Steuerspannung und den Digitaleingängen.

Tabelle 6.2: Meßergebnisse.

Versorgungsspannung (V)	1.0
Stromverbrauch ohne Buffer (mA)	25.7
Stromverbrauch mit Buffer (mA)	27.6
Verlustleistung (mW)	27.6
Reflexionsfaktor am HF-Eingang @1.8GHz (dB)	−14.9
SSB Rauschzahl (dB)	3.0
1/f-Eckfrequenz (kHz)	30.0
Verstärkung (dB)	29.2
Eingangsbezogene 1-dB Kompression (dBm)	−30.7
Eingangsbezogener IP3 (dBm)	−20.3
RF-IF Isolation (dB)	−55.0
LO-IF Isolation (dB)	−51.5
K_V VCO (MHz/V)	128.3
Min. LO-Frequency (GHz)	3.4
Max. LO-Frequency (GHz)	3.8

6.2.7 Vergleich mit bisherigen Arbeiten

Um die Meßergebnisse des im Rahmen dieser Arbeit entstandenen Empfängers besser einschätzen zu können, und um daraus die Wirksamkeit der hier vorgestellten Design-Methode besser bewerten zu können, zeigt Tabelle 6.3 einen Vergleich zwischen dem hier beschriebenen Empfänger [55] und anderen veröffentlichten Arbeiten [57] – [67] über Empfänger für den Frequenzbereich um 2 GHz, in der verschiedene charakteristische Eigenschaften dieser Bausteine miteinander verglichen werden.

Fast allen Empfängern der anderen Arbeiten ist eine Versorgungsspannung, deutlich größer als 1 V, oder eine hohe Leistungsaufnahme gemeinsam. Bei geringer Versorgungsspannung ist es vergleichsweise schwieriger, Empfänger mit hoher Linearität zu entwerfen (siehe auch Abschnitt 2.3.3). In [66] und [67] wird über Empfänger berichtet, die mit einer Versorgungsspannung

Tabelle 6.3: Vergleich verschiedener Empfänger für ca. 2 GHz.

Veröffentlichung	Versorgungsspannung (V)	Leistungsaufnahme (mW)	Verstärkung (dB)	Rauschzahl (dB)	Ausgangs-IP3 (dBm)
[57][b,d]	5,0	65,0	19,2	3,7	14,7
[58][c,d]	3,3	118,8	20,3	7,2	10,8
[59][a,c]	3,0	105,0	25,0	10,7	12,9
[60][b,e]	3,0	97,5	25,6	4,5	6,6
[61][a,b,d]	2,9	51,0	35,5	4,3	-4,0
[62][c,d,e]	2,7	89,1	31,0	5,9	16,0
[63][a,b]	2,7	77,8	28,8	3,3	18,0
[64][a,b]	2,7	25,1	29,5	2,5	8,4
[65][b]	2,5	23,8	24,2	2,8	15,2
[66][c,d]	1,2	25,0	16,0	17,0	-6,4
[67][a,c,e]	1,0	36,0	16,7	11,7	0,8
[55][c,d,e]	1,0	25,7	29,2	3,0	8,9

[a] IIP_3 und Rauschzahl nach (2.12) und (2.20) aus Einzelwerten von LAN und Mischer berechnet, [b]Bipolar / BiCMOS, [c]CMOS, [d]Direct-Down-Conversion mit I/Q-Mischer, [e]Front-End mit VCO

von 1.2 V bzw. 1.0 V arbeiten.[9] Der in [67] beschriebene Empfänger nutzt dabei das in Abschnitt 3.4 erläuterte Prinzip der Schaltungsfaltung mit Hilfe integrierter LC-Parallelschwingkreise aus. In [66] werden keine induktiven Bauelemente zur Schaltungsfaltung verwendet. Beide Empfänger weisen eine wesentlich geringere Linearität und eine wesentlich geringere Verstärkung sowie eine deutlich höhere Rauschzahl als der im Rahmen dieser Arbeit entstandene Empfänger auf.

[9]Der Empfänger in [67] kann auch mit 0.5 V betrieben werden. Er hat dann aber deutlich schlechtere Eigenschaften (Verstärkung 9.5 dB, Rauschzahl 15.7 dB, Ausgangs-IP3 −6.5 dBm).

Die Verstärkung, die Linearität und die Rauschzahl des hier vorgestellten Empfängers lassen sich mit Arbeiten vergleichen, in denen eine viel höhere Versorgungsspannung zur Verfügung steht (2.5 – 5.0 V) und die (bis auf [64] und [65]) eine ungefähr zwei- bis fünfmal so große Leistungsaufnahme haben. Die hohe Linearität und die geringe Leistungsaufnahme des in dieser Arbeit vorgestellten Empfängers können, wie in Abschnitt 5.6 erklärt, auf den Einsatz eines integrierten und in Resonanz arbeitenden Transformators zurückgeführt werden.

Kapitel 7

Zusammenfassung und Ausblick

Integrierte Transformatoren sind verlustbehaftete Bauelemente. In dieser Arbeit wurde jedoch gezeigt, wie durch ihren Einsatz eine hohe Signalverstärkung in der Stromdomäne erzielt werden kann. Integrierte Transformatoren sind somit hervorragend geeignet, zur Stromkopplung zwischen der HF-Eingangsstufe und der Kommutierungsstufe eines Mischers eingesetzt zu werden. Hierdurch läßt sich die Versorgungsspannung moderner HF-Empfänger auf die in Abschnitt 3.4 beschriebene Weise herabsetzen. Darüber hinaus kann die Leistungsaufnahme reduziert, und die Linearität des Empfängers verbessert werden (Abschnitt 5.6). Ein hoher Ausgangswiderstand der HF-Eingangsstufe und ein niedriger Eingangswiderstand der Kommutierungsstufe des Mischers sind hierfür erforderlich. Der integrierte Transformator muß außerdem in Resonanz betrieben, und die Resonanzfrequenz mit Hilfe additiver Kapazitäten auf die Signalfrequenz abgestimmt werden.

In Kapitel 5 wurde erstmals eine analytische Berechnung der Stromverstärkung in Resonanz arbeitender integrierter Transformatoren unter Berücksichtigung der Leitungs- und Substratverluste und der parasitären Kapazitäten durchgeführt. Ferner wurde ein methodischer Ansatz zur Optimierung integrierter Transformatoren vorgestellt, mit dem die Stromverstärkung unter gegebenen Randbedingungen maximiert werden kann. Dieser bezieht ebenfalls alle relevanten Verluste integrierter Transformatoren mit ein. Die analytischen Betrachtungen in Kapitel 5 mündeten in handhabbaren Formeln, mit denen bei gegebenen Technologie-Daten schnell eine Aussage über die maximal erzielbare Stromverstärkung gemacht werden kann, und die auf die optimalen geometrischen Abmessungen eines auf eine hohe Stromverstärkung optimierten Transformators schließen lassen. Mit der hier vorgestellten Design-Methode ist der Entwurf optimierter Transformatoren leicht möglich.

Testschaltungen untermauern die theoretischen Ergebnisse. Im Rahmen dieser Arbeit entstand ein vollständiger 1.8 – 1.9-GHz Empfänger für eine Versorgungsspannung von 1 V sowie ein Frequenzmischer für 2.5 GHz, der bereits bei einer Versorgungsspannung von 0.6 V arbeitet. Die integrierten Schaltkreise wurden in einem 0.13-μm Standard CMOS-Prozeß der Infineon Technologies AG gefertigt. In beiden Testchips kommt ein integrierter Transformator zum Einsatz. Bezüglich der Linearität und der Leistungsaufnahme wurden gegenüber bestehenden Schaltungen bei kleinen Versorgungsspannungen Verbesserungen erzielt. Die Verstärkung und die Rauschzahl der hier vorgestellten Testchips lassen sich mit Arbeiten vergleichen, in denen eine höhere Versorgungsspannung und eine höhere Leistungsaufnahme gefordert wird. Die in Kapitel 6 vorgestellten Testschaltungen beweisen darüber hinaus, daß diese Ergebnisse auf *digitalen Standard CMOS-Prozessen* erzielt werden können. Den unvermeidbaren Toleranzen, insbesondere denen der kapazitiven parasitären Elemente integrierter Transformatoren, kann dabei durch entsprechende, in Abschnitt 3.3.5 beschriebene und in Abschnitt 6.2.2 angewendete, schaltungstechnische Abhilfemaßnahmen begegnet werden, indem die Resonanzfrequenz des integrierten Transformators durch schaltbare Kapazitäten auf die Signalfrequenz abgestimmt wird.

Durch den Einsatz integrierter Transformatoren in HF-Empfängern für den Mobilfunk ist insgesamt eine Verbesserung der Linearität bei gleichzeitiger Reduktion der Versorgungsspannung und der Leistungsaufnahme möglich. Der Flächenverbrauch integrierter induktiver Bauelemente wird mit steigender Signalfrequenz geringer werden, so daß deren Einsatz für zukünftige Übertragungs-Standards an Attraktivität gewinnen wird. Mit sinkender Versorgungsspannung digitaler CMOS-Prozesse und steigendem Druck in Richtung kostenoptimierter Schaltungskonzepte könnte der Einsatz integrierter Transformatoren zukünftig an Bedeutung gewinnen.

Veröffentlichungen

Folgende Veröffentlichungen des Autors entstanden im Rahmen dieser Arbeit:

- C. Hermann, M. Tiebout, and H. Klar, "A 0.6V 1.6mW transformer based 2.5GHz downconversion mixer with +5.4dB gain and -2.8dBm IIP3 in 0.13μm CMOS" in *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2004. Digest of Papers. 2004 IEEE*, 6 – 8 June 2004, pp. 35 – 38. → [30]

- C. Hermann, M. Tiebout, and H. Klar, "A 0.6-V 1.6-mW transformer-based 2.5-GHz downconversion mixer with +5.4-dB gain and -2.8-dBm IIP3 in 0.13-μm CMOS" in *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 2, February 2005, pp. 488 – 495. → [31]

- C. Hermann, C. Münker, H. Klar, "A transformer based 1.8 – 1.9GHz low-IF receiver for 1V in 0.13μm CMOS" in *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2006. Digest of Papers. 2006 IEEE*, 11 – 13 June 2006, pp. 335 – 338. → [55]

Literaturverzeichnis

[1] B. Razavi: *RF Microelectronics*, Prentice Hall, NJ, 1998, 1st. ed., pp. 20. → 3, 5, 6, 7, 8, 15, 16, 17, 18, 23, 146

[2] The International Technology Roadmap for Semicondutors, 2003 Edition, Section "Radio Frequency and Analog/Mixed-Signal Technologies for Wireless Communications", pp. 7 – 8. → 10, 11, 14

[3] A. A. Abidi, G. J. Pottie, and W. J. Kaiser, "Power-Concious Design of Wireless Circuits and Systems" in *Proceedings of the IEEE*, vol. 88, no. 10, October 2000, pp. 1528 – 1545. → 15, 18

[4] I. N. Bronstein, K. A. Semendjajew: *Taschenbuch der Mathematik*, Verlag Harri Deutsch, Thun und Frankfurth am Main, 1989, 24. Auflage, S. 71, 285 – 286, 303. → 15, 67, 111, 112

[5] T. H. Lee: *The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits*, Cambridge University Press, UK, 1998, 1st. ed., pp. 295. → 15

[6] B. Gilbert, "A precise Four Quadrant Multiplier with subnanosecond Response" in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 3, no. 4, December 1968, pp. 365 – 373. → 27, 28

[7] H. Klar, *"Integrierte Analogschaltungen (MOS)"*, Vorlesungsskript Integrierte Analogschaltungen, TU-Berlin, Institut für Mikroelektronik, 2000, pp. 259/24 – 259/25. → 30

[8] A. Rofougaran, J. Y.-C. Chang, M. Rofougaran, and A. A. Abidi, "A 1 GHz CMOS RF Front-End IC for a Direct-Conversion Wireless Receiver" in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 31, no. 7, July 1996, pp. 880 – 889. → 29, 30

[9] S. Wu, and B. Razavi, "A 900-MHz/1.8-GHz CMOS Receiver for Dual-Band Applications" in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 12, December 1998, pp. 2178 – 2185. → 30, 147

[10] M. N. El-Gamal, K. H. Lee, and T. K. Tsang, "Very low-voltage (0.8 V) CMOS Receiver Frontend for 5 GHz RF Applications" in *Circuits, Devices and Systems, IEE Procedings-*, vol. 149, no. 56, October– December 2002, pp. 355 – 362. → 29, 30, 31, 147, 148

[11] L. A. MacEachern, and T. Manku, "A Charge-Injection Method for Gilbert Cell Biasing" in *Electrical and Computer Engineering, IEEE Canadian Conference on*, vol. 1, no. 1, 24 – 28 May 1998, pp. 365 – 368. → 30

[12] P. J. Sullivan, B. A. Xavier, and W. H. Ku, "Low Voltage Performance of a Microwave CMOS Gilbert Cell Mixer" in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 32, no. 7, July 1997, pp. 1151 – 1155. → 31, 148

[13] T. Melly, A.-S. Porret, C. C. Enz, and M. Kayal, "A 1.3V Low-Power 430 MHz Front-End using Standard CMOS Prozess" in *Custom Integrated Circuit Conference 1998, Procedings of the IEEE*, 11 – 14 May 1998, pp. 503 – 506. → 31

[14] T. Manku, G. Beck, and E. J. Shin, "A Low-Voltage Design Technique for RF Integrated Circuits" in *IEEE Transactions on Circuits and Systems – II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 45, no. 10, October 1998, pp. 1408 – 1413. → 34, 37

[15] C.-C. Tang, W.-S. Lu, L.-D. Van, and W.-S. Feng, "A 2.4-GHz CMOS Down-Conversion Doubly Balanced Mixer with Low Supply Voltage" in *Circuits and Systems, ISCAS 2001, IEEE International Symposium on*, vol. 4, no. 1, 6 – 9 May 2001, pp. 794 – 797. → 34, 37

[16] M. Harada, T. Tsukahara, J. Kodate, A. Yamagishi, and J. Yamada, "2-GHz RF Front-End Circuits in CMOS/SIMOX Operating at an Extremely Low Voltage of 0.5 V" in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 12, December 2000, pp. 2000 – 2004. → 37, 38

[17] E. Abou-Allam, J. J. Nisbet, and M. C. Maliepaard, "Low-Voltage 1.9-GHz Front-End Receiver in 0.5-μm CMOS Technology" in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 36, no. 10, October 2001, pp. 1434 – 1443. → 37

[18] S. Mahdavi, and A. A. Abidi, "Fully Integrated 2.2 mW CMOS Front-End for a 900 MHz Zero-IF Wireless Receiver" in *VLSI Circuits 2001, Digest of Technical Papers, Symposium on*, 14 – 16 June 2001, pp. 251 – 252. → 38, 39

[19] S. Mahdavi, and A. A. Abidi, "Fully Integrated 2.2-mW CMOS Front End for a 900-MHz Wireless Receiver" in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 5, May 2002, pp. 662 – 669. → 38, 39

[20] T. Wakimoto, T. Hatano, C. Yamaguchi, H. Morimura, and S. Konaka, "Sub 1-V 5-GHz-Band Up- and Down-Conversion Mixer Cores in 0.35-μm CMOS" in *VLSI Circuits 2000, Digest of Technical Papers, Symposium on*, 15 – 17 June 2000, pp. 98 – 99. → 38, 39

[21] E. Di Gioia, C. Hermann, and H. Klar, "Design of an LNA in the frequency band 1.8 – 2.2GHz in 0.13m CMOS Technology" in *Advances in Radio Science*, vol. 3, no. 1, 13 May 2005, pp. 299 – 303. → 41, 42, 158, 159

[22] G. Watanabe, H. Lau, T. Schiltz, C. Dozier, C. Dening, and H. Fu, "High Performance RF Front-End Circuits for CDMA Receivers utilizing BiCMOS and Chopper Technologies" in *Radio and Wireless Conference, IEEE RAWCON 2000*, 10 – 13 September 2000, pp. 211 – 214. → 42, 43, 45, 52

[23] L. A. MacEachern, E. Abou-Allam, L. Wang, and T. Manku, "Low Voltage Mixer Biasing Using Monolithic Integrated Transformer De-Coupling" in *Circuits and Systems, ISCAS 1999, IEEE International Symposium on*, vol. 2, no. 1, 30 May– 2 June 1999, pp. 180 – 183. → 43, 44, 45

[24] J. R. Long, and M. C. Maliepaard, "A 1V 900MHz Image-Reject Downconverter in 0.5μm CMOS" in *Custom Integrated Circuit Conference 1999, Procedings of the IEEE*, 16 – 19 May 1999, pp. 665 – 668. → 43, 44, 45

[25] M. Tiebout, and T. Liebermann, "A 1 V fully integrated CMOS transformer based mixer with 5.5 dB gain, 14.5 dB SSB noise figure and 0 dBm input IP3" in *European Solid-State Circuits Conference, ESSCIRC 2003, Proceedings of the IEEE*, 16 – 18 September 2003, pp. 577 – 580. → 43, 44, 45

[26] J. R. Long, M. A. Copeland, P. Schvan, and R. A. Hadaway, "A Low-Voltage Silicon Bipolar RF Front-End for PCN Receiver Applications" in *Solid-State Circuits Conference, ISSCC 1995, Digest of Technical Papers, IEEE International*, 15 – 17 February 1995, pp. 140 – 141, 353. → 43, 45, 52, 53

[27] J. R. Long, and M. A. Copeland, "A 1.9 GHz Low-Voltage Silicon Bipolar Receiver Front-End for Wireless Personal Communication Systems" in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 30, no. 12, December 1995, pp. 1438 – 1448. → 43, 45, 52, 53

[28] J. R. Long, "A Low-Voltage 5.1 - 5.8-GHz Image-Reject Downconverter RF IC" in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 9, September 2000, pp. 1320 – 1328. → 43, 45

[29] J. P. Maligeorgos, and J. R. Long, "A Low-Voltage 5.1 – 5.8-GHz Image-Reject Receiver with Wide Dynamic Range" in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 12, December 2000, pp. 1917 – 1926. → 43, 45

[30] C. Hermann, M. Tiebout, and H. Klar, "A 0.6V 1.6mW transformer based 2.5GHz downconversion mixer with +5.4dB gain and -2.8dBm IIP3 in 0.13μm CMOS" in *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2004. Digest of Papers. 2004 IEEE*, 6 – 8 June 2004, pp. 35 – 38. → 41, 44, 45, 46, 73, 79, 80, 145, 146, 187

[31] C. Hermann, M. Tiebout, and H. Klar, "A 0.6-V 1.6-mW transformer-based 2.5-GHz downconversion mixer with +5.4-dB gain and -2.8-dBm IIP3 in 0.13-μm CMOS" in *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 2, February 2005, pp. 488 – 495. → 41, 44, 45, 46, 73, 79, 80, 81, 145, 146, 187

[32] M. Park, S. Lee, H. K. Yu, J. G. Koo, and K. S. Nam, "High Q CMOS-Compatible Microwave Inductors Using Double-Metal Interconnection Silicon Technology" in *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 7, no. 2, February 1997, pp. 45 – 47. → 49

[33] S. S. Mohan, M. d. M. Hershenson, S. P. Boyd, and T. H. Lee, "Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances" in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 10, October 1999, pp. 1419 – 1424. → 49, 65

[34] J. Culp, S. Jamison, R. Lokken, L. Almsted, M. Helix, C. Chao, and A. F. Podell, "A 1.0 x 1.6mm 4GHz GaAs Receiver" in *Solid-State Circuits Conference, ISSCC 1983, Digest of Technical Papers, IEEE International*, vol. 26, no. 1, February 1983, pp. 204 – 205. → 49

[35] A. M. Niknejad, R. G. Meyer: *Design, Simulation and Applications of Inductors and Transforers for SI RF ICs*, Kluwer Academic Publishers, Norwell, Massachusetts, 2000, 1st. ed., pp. 15 – 21. → 54

[36] R. Thüringer, *"Characterization of Integrated Lumped Inductors and Transformers"*, M.S. thesis, TU-Wien, Institut für Nachrichten- und Hochfrequenztechnik, 2002, pp. 7 – 9, 47 – 73. → 54, 55, 60, 114

[37] D. Kehrer, W. Simbürger, H.-D. Wohlmuth, and A. L. Scholtz, "Modeling of Monolithic Lumped Planar Transformers up to 20 GHz" in *Custom Integrated Circuit Conference 2001, Procedings of the IEEE*, 6 – 9 May 2001, pp. 401 – 404. → 57, 58, 59, 69

[38] S. S. Mohan, C. P. Yue, M. d. M. Hershenson, S. S. Wong, and T. H. Lee, "Modeling and Characterization of on-chip Transformers" in *Electron Device Meeting, IEDM 1998, IEEE International*, 6 – 9 December 1998, pp. 531 – 534. → 59

[39] D. Kehrer, *"Design of Monolithic Integrated Lumped Transformers in Silicon-based Technologies up to 20 GHz"*, M.S. thesis, TU-Wien, Institut für Nachrichten- und Hochfrequenztechnik, 2000, pp. 63 – 77. → 60

[40] H. M. Greenhouse, "Design of Planar Rectangular Microelectronic Inductors" in *Parts, Hybrids and Packaging, IEEE Transactions on* vol. 10, no. 2, June 1974, pp. 101 – 109. → 61, 62

[41] Y. Koutsoyannopoulos, Y. Papananos, C. Alemanni, and S. Bantas, "A Generic CAD Model for Arbitrarily Shaped and Multi-Layer Integrated Inductors on Silicon Substrates" in *European Solid-State Circuits Conference, ESSCIRC 1997, Proceedings of the IEEE* 16 – 18 September 1997, pp. 320 – 323. → 62

[42] H. A. Wheeler, "Simple inductance formulas for radio coils" in *Procedings of the IRE*, vol. 16, no. 10, October 1928, pp. 1398 – 1400. → 65

[43] X. Huo, K. J. Chen, and P. C. H. Chan, "Hiqh-Q Copper Inductors on Standard Silicon Substrate with a low-k BCB Dielectric Layer" in

Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International, 2 – 7 June 2002, pp. 513 – 516. → 66

[44] A. W. Lotfi, and F. C. Lee, "Two-Dimensional Skin Effect in Power Foils for High-Frequency Applications" in *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 31, no. 2, March 1995, pp. 1003 – 1006. → 67

[45] E. Barke, "Line-to-Ground Capacitance Calculation for VLSI: A Comparison" in *Computer-Aided Design, IEEE Transactions on* vol. 7, no. 2, February 1988, pp. 295 – 298. → 68

[46] H. Lakdawala, X. Zhu, H. Luo, S. Santhanam, L. R. Carley, and G. K. Fedder, "Micromachined High-Q Inductors in a 0.18-μm Copper Interconnect Low-K Dielectric CMOS Process" in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 3, March 2002, pp. 394 – 403. → 69

[47] A. C. M. d. Queiroz, "Generalized LC multiple resonant networks" in *Circuits and Systems, ISCAS 2002, IEEE International Symposium on*, 26 – 29 May 2002, pp. III-519 – III-522. → 81, 92, 93

[48] K. Küpfmüller: *Einführung in die theoretische Elektrotechnik*, Springer-Verlag, Berlin, 1990, 13. Auflage, S. 346 – 348. → 83

[49] C. P. Yue, and S. S. Wong, "On-Chip Spiral Inductors with Patterned Ground Shields for Si-Based RF ICs" in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 5, May 1998, pp. 743 – 752. → 91, 92

[50] M. Denicolai, "Optimal performance for Tesla transformers" in *Review of Scientific Instruments*, vol. 73, no. 9, September 2002, pp. 1 – 5. → 92

[51] M. Tiebout, *"Low Power Low Phase Noise fully integrated VCO Design in Standard CMOS"*, Dissertation, TU-Berlin, Institut für Mikroelektronik, 2004, pp. 63 – 69. → 115, 116, 166

[52] M. Engl, *"Parasitics Extraction for Monolithic Integrated Inductors"*, M.S. thesis, TU-Wien, Institut für Nachrichten- und Hochfrequenztechnik, 2003, pp. 90. → 123, 124

[53] Q. Huang, F. Piazza, P. Orsatti, and T. Ohguro, "The Impact of Scaling Down to Deep Submicron on CMOS RF Circuits" in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 7, July 1998, pp. 1023 – 1036. → 141

[54] D. T. S. Cheung, J. R. Long, R. A. Hadaway, and D. L. Harame, "Monolithic Transformers for Silicon RF IC Design" in *Custom Integrated Circuit Conference 1999, Procedings of the IEEE*, 16 – 19 May 1999, pp. 665 – 668. → 150

[55] C. Hermann, C. Münker, H. Klar, "A transformer based 1.8 – 1.9GHz low-IF receiver for 1V in 0.13μm CMOS – *to be published*" in *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2006. Digest of Papers. 2006 IEEE*, 11 – 13 June 2006 → 156, 160, 181, 182, 187

[56] J. .J. Rael, and A. A. Abidi, "Physical Processes of Phase Noise in Differential LC-Oscillators" in *Custom Integrated Circuit Conference 2000, Procedings of the IEEE*, 21 – 24 May 2000, pp. 569 – 572. → 167

[57] Adiseno, M. Ismail, and H. Olsson, "A Wide-Band RF Front-End for Multiband Multistandard High-Linearity Low-IF Wireless Receivers" in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 9, September 2002, pp. 1162 – 1168. → 181, 182

[58] F. Behbahani, J. C. Leete, Y. Kishigami, A. Roithmeier, K. Hoshino, and A. A. Abidi, "A 2.4-GHz Low-IF Receiver for Wideband WLAN in 0.6-μm CMOS – Architecture and Front-End" in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 12, December 2000, pp. 1908 – 1916. → 182

[59] Y.-S. Youn, N.-S. Kim, J.-H. Chang, Y.-J. Lee, and H.-K. Yu, "A 2-GHz Front-End Transceiver Chipset in CMOS Technology for PCS and IMT-2000 Applications" in *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2002. Digest of Papers. 2002 IEEE*, 2 – 4 June 2002, pp. 271 – 274. → 182

[60] J. W. M. Rogers, J. A. Macedo, and C. Plett, "A Completely Integrated 1.9-GHz Receiver Front-End with Monolithic Image-Reject Filter and VCO" in *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 1, January 2002, pp. 210 – 215. → 182

[61] D. Y. C. Lie, J. Kennedy, D. Livezey, B. Yang, T. Robinson, N. Sornin, T. Beukema, L. E. Larson, A. Senior, C. Saint. J. Blonski, N. Swanberg, P. Pawlowski, D. Gonya, X. Yuan, and H. Zamat, "A Direct-Conversion W-CDMA Front-End SiGe Receiver Chip" in *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2002. Digest of Papers. 2002 IEEE*, 2 – 4 June 2002, pp. 31 – 34. → 182

[62] C.-L. Ko, M.-C. Kuo, C.-M. Hsu, and C.-N. Kuo, "A CMOS Dual-Mode RF Front-End Receiver for GSM and WCDMA" in *Asia-Pacific Conference on Advanced Integrated Circuits, AP-ASIC 2004, Proceedings of the IEEE*, 4 – 5 August 2004, pp. 374 – 377. → 182

[63] V. Aparin, P. Gazzerro, J. Zhou, B. Sun, S. Szabo, E. Zeisel, T. Segoria, S. Ciccarelli, C. Persico, C. Narathong, and R. Sridhara, "A Highly-Integrated Tri-Band/Quad-Mode SiGe BiCMOS RF-to-Baseband Receiver for Wireless CDMA/WCDMA/AMPS Applications with GPS Capability" in *Solid-State Circuits Conference, ISSCC 2002, Digest of Technical Papers, IEEE International*, 3 – 7 February 2002, pp. 234 – 235. → 182

[64] O. Shana'a, I. Linscott, and L. Tyler, "Frequency-Scalable SiGe Bipolar RF Front-End Design" in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 36, no. 6, June 2001, pp. 888 – 895. → 182, 183

[65] Y. Xu, C Boone, and L. T. Pileggi, "Metal-Mask Configurable RF Front-End Circuits" in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 8, August 2004, pp. 1347 – 1351. → 182, 183

[66] M. Wiklund, S. Nilson, C. Björk, and S. Mattisson, "A 2GHz Image-Reject Receiver in a Low-IF Architecture fabricated in a 0.1μm CMOS Technology" in *Circuits and Systems, ISCAS 2003, IEEE International Symposium on*, 25 – 28 May 2003, pp. II-161 – II-164, vol. 2. → 181, 182

[67] M. Harada, T. Tsukahara, J. Kodate, A. Yamagishi, and J. Yamada, "2-GHz RF Front-End Circuits in CMOS/SIMOX Operating at an Extremely Low Voltage of 0.5 V" in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 12, December 2000, pp. 2000 – 2004. → 181, 182

Danksagung

Diese Arbeit entstand im Rahmen des von der Infineon Technologies AG geförderten Forschungsprojektes „HF-CMOS Schaltungen mit niedriger Versorgungsspannung“ und, daran anschließend, in dem von MEDEA+[1] und dem BMBF[2] geförderten und von der Infineon Technologies AG koordinierten Projekt „4G-Radio“[3] am Institut für Mikroelektronik der Technischen Universität Berlin. An dieser Stelle möchte ich allen Menschen meinen Dank aussprechen, die mich bei meiner Arbeit unterstützt haben.

Mein Dank gilt zuallererst Prof. Dr.-Ing. H. Klar, der mir als Doktorvater die Möglichkeit gegeben hat, an einem faszinierenden Forschungsthema zu arbeiten. Für den großen Freiraum bei dessen Bearbeitung, die vielen Anregungen und Denkanstöße, und nicht zuletzt für das mir entgegengebrachte Vertrauen und die Betreuung während meiner Zeit am Institut, bedanke ich mich herzlich. Bei Prof. Dr.-Ing. S. Heinen bedanke ich mich für die Übernahme des Koreferates.

Den Mitarbeitern der Infineon Technologies AG, insbesondere Marc Tiebout, Werner Simbürger, Herrn R. Koch, Christian Münker, Hans-Eberhard Kröbel und Prof. Dr.-Ing. R. Kronberger, danke ich für die gute Zusammenarbeit, die fachliche Unterstützung und die Möglichkeit, Testchips in einer modernen CMOS-Technologie herstellen lassen zu können. Für hilfreiche Informationen und fachliche Diskussionen bin ich Ronald Thüringer und Christoph Kienmayer zu Dank verpflichtet. Bei den Partnern des „4G-Radio“-Forschungsprojektes, insbesondere bei Jan Steinkamp, Frank Henkel, Reiner Schnitzer, Günter Vogel und Gerald Ulbricht, bedanke ich mich für diverse Fachgespräche, die mich inspiriert und vorangebracht haben.

Meinen ehemaligen Kollegen, Nahit Ay, Norman Dodel, Eugenio Di Gioia, Heik Hellmich, Jan Hoffman, Dietmar Jung, Andreas Ishak Loza, Nasser

[1] Microelectronics Development for European Applications

[2] Bundesministerium für Bildung und Forschung

[3] MEDEA+ Project A107, “System-on-Chip Application Platform towards Fourth Generation Radio”, July 2001 – August 2005.

Mehrtasch, Tim Schönauer, Stephan Thiel und Yin Yi, gebührt mein Dank für die, in jeder Beziehung, interessanten Gespräche, Ratschläge und Anregungen. Meinen ehemaligen Diplomanden Naki Kandemir und Eugenio Di Gioia danke ich für die Mithilfe bei meiner Forschungstätigkeit. Den Mitarbeitern des Instituts, Werner Eschenberg, Rene Hartmann, Winfried Naumann, Uwe Voss und Frau C. Pfotenhauer, danke ich für die administrative, technische und organisatorische Unterstützung.

Mein besonderer Dank gilt meinen Eltern, die mich von jeher in jeder Hinsicht unterstützt haben, und mir eine Universitätsausbildung so selbstverständlich erscheinen lassen haben. Ich danke ihnen und meinen Geschwistern für die vielen kleinen und großen Hilfeleistungen. Meiner Freundin Susann danke ich für ihr grenzenloses Verständnis in den Phasen, in denen meine Aufmerksamkeit fast ausschließlich meiner Arbeit galt. Ich danke ihr für ihre unendliche Geduld und die Kraft, die sie mir während meiner Dissertationszeit gegeben hat. Ihr Rückhalt und ihre Unterstützung haben viel zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen.

Lebenslauf

Persönliche Angaben des Autors

Name:	Carsten Hermann
Geburtsdatum:	15. April 1971 in Berlin
Staatsangehörigkeit:	deutsch
Familienstand:	ledig

Schulbildung

1977 – 1983	Grundschule am Amalienhof, Berlin
1983 – 1987	Wilhelm-Maybach-Realschule, Berlin
1987 – 1990	Oberstufenzentrum Elektrotechnik, Berlin (allgemeine Hochschulreife)

Studium

10/1990 – 07/1996	Elektrotechnik an der TU-Berlin
	Schwerpunkt: Elektronische Systeme, Rechnerarchitektur, Nachrichtenübertragung
	Studienarbeit: „Programmierung eines Luminometers zur Messung der Lumineszenz von Leuchtbakterien“
	Diplomarbeit: „Entwicklung eines UV-Meßgerätes zur Messung der aktinischen Bestrahlungsstärke“, (Hard- und Software-Entwicklung)

Berufliche Tätigkeiten

09/1995 – 07/1996	Studentische Hilfskraft und Praktikum im Ingenieurbüro Ringwald, Berlin
08/1996 – 07/1997	Hard- und Software-Entwickler im Ingenieurbüro Ringwald, Berlin
08/1997 – 06/2000	Software-Entwickler bei der Siemens AG, Bocholt
07/2000 – 03/2005	Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Mikroelektronik der TU-Berlin, Berlin
04/2005	Entwicklungs-Ingenieur applikationsspezifischer ICs für die Automobilindustrie bei der Robert Bosch GmbH, Reutlingen

Lehrtätigkeiten

10/1999 – 06/2000	Berufsbegleitend im Fach „Rechnergestützter Entwurf digitaler Schaltungen“ an der Siemens Technik Akademie, Düsseldorf

Reutlingen, den 18. Januar 2007