
Monolithisch-integrierte Schaltungen für lokale Funknetzwerke bei 5,8 GHz (HIPERLAN/2)

Dissertation

zur Erlangung des Grades eines
Doktor-Ingenieurs
der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
an der Ruhr-Universität Bochum

von

Günter Grau

aus Dorsten

Bochum 2001

Dissertation eingereicht am: 28.06.2001

Tag der mündlichen Prüfung: 23.1.2002

Referent: Prof. Dr.-Ing. Ulrich Langmann

Koreferent: Prof. Dr.-Ing. Joachim Melbert

Inhaltsverzeichnis

Inhaltsverzeichnis	i
1 Einleitung	1
2 Motivation	9
2.1 Nutzungsszenarien	10
2.2 Aufbau eines drahtlosen Netzwerkes	11
2.2.1 Auftretende Probleme	11
2.2.2 Architekturen	12
2.3 Stand der Technik	13
2.4 Bedeutung drahtloser Netzwerke	15
2.5 Hürden im Ausbau von Kommunikationsnetzen	16
2.6 Technologische Herausforderungen	17
2.7 Zugrundeliegende Technologie	22
3 Funkstandards am Beispiel HIPERLAN und IEEE 802.11a	27
3.1 Parameter eines Funknetzwerks	28
3.2 Abstraktionsebenen	32
3.3 Bitübertragungsschicht	34
3.4 Sicherungsschicht	43
3.5 Bestimmung wichtiger Schaltungsparameter	48
3.6 Fazit zu Kapitel 3	57
4 Architektur von Sendeempfängern	61
4.1 Kriterien für die Auswahl der Architektur	61
4.2 Modulationsverfahren	64
4.3 Zugriffsverfahren	67

4.4	Homodynkonzept	69
4.5	Heterodynkonzept	74
4.6	Andere Konzepte	76
4.7	Fazit zu Kapitel 4	78
5	Mischer	81
5.1	Allgemeine Problemstellung	81
5.2	Methoden der Mischung	82
5.2.1	Mischung an nichtlinearer Kennlinie	82
5.2.2	Resistive Mischung	84
5.2.3	Multiplikative Mischung, die Gilbertzelle	88
5.3	Simulationsproblematik	96
5.4	Meßproblematik	100
5.5	Layout-Aspekte	107
5.6	Aufwärtsmischer	116
5.6.1	Stromgefalteter Aufwärtsmischer	117
5.6.2	Aufwärtsmischer mit induktiver Last	130
5.7	Abwärtsmischer	132
5.7.1	Mischer mit kapazitiver Stromeinkopplung	133
5.7.2	Transformatorisch gekoppelte Mischer	134
5.7.3	„Micromixer“ nach Gilbert	136
5.8	Quadraturmischer	144
5.8.1	Einfluß von Amplituden- und Phasenfehlern	146
5.8.2	Quadratursignalerzeugung	147
5.8.2.1	Teiler	148
5.8.2.2	Ringoszillatoren	149
5.8.2.3	Gekoppelte Oszillatoren	149
5.8.2.4	einfache RC-Filter	150
5.8.2.5	Polyphasen-Filter	152
5.8.3	Referenzspannungsquellen	161
5.8.4	IQ-Aufwärtsmischer mit Polyphasenfilter	165
5.8.5	Phasenkorrektur durch Vektoraddition	170
5.9	Fazit zu Kapitel 5	172

6 Rauscharmer Vorverstärker	175
7 Oszillatoren	181
7.1 Allgemeine Problemstellung	181
7.2 Phasenrauschen und Güte	185
7.3 Oszillatortypen	191
7.3.1 RC-Relaxationsoszillatoren	191
7.3.2 Ring-Oszillatoren	192
7.3.3 LC-Oszillatoren	194
7.3.4 Oszillatoren mit Gyrotoren	201
7.4 Entwürfe emittergekoppelter Oszillatoren	206
7.4.1 Einfache Schaltung	206
7.4.2 Betriebsspannungs- und Temperaturabhängigkeit	213
7.4.3 Quadratur-LC-Oszillatoren	221
7.5 Induktive und kapazitive Kopplungen	222
7.6 Aufbautechnik	229
7.7 Fazit zu Kapitel 7	233
8 Integrierte Spulen und Spulenmodellierung	237
8.1 Spulentypen und Spulenoptimierung	238
8.1.1 Bonddraht	238
8.1.2 Leitung	240
8.1.3 Zylinder	242
8.1.4 Integrierte Spiralspule	244
8.1.5 Symmetrische Spulen	247
8.1.6 Hochfrequenzeffekte	250
8.2 Spulenmodellierung	258
8.2.1 Modelltypen und Modellgewinnung	259
8.2.1.1 Konzentriertes Modell	259
8.2.1.2 S-Parameter-Modell (Tabellenmodell)	262
8.2.1.3 Verteiltes Modell	264
8.2.1.4 Verteiltes RF-Modell	265
8.2.1.5 Vereinfachtes verteiltes RF-Modell	273
8.2.2 Spulenmodellierungs-Software „Grover“	277

8.2.2.1	Verarbeitung der Eingabedaten	277
8.2.2.2	Parameter und Netzlisten	278
8.2.2.3	Ausgabeformate	279
8.2.3	Grenzen	280
8.3	Fazit zu Kapitel 8	281
9	Zusammenfassung	283
A	Grover-Interna	287
B	Formeln zur Induktivitätsbestimmung	293
C	Sonstiges	297
	Abkürzungs- und Symbolverzeichnis	299
	Abbildungsverzeichnis	311
	Tabellenverzeichnis	317
	Literaturverzeichnis	319

Kapitel 1

Einleitung

In den letzten Jahren ist die Nachfrage nach mobilen Endgeräten erheblich gestiegen. Mit dem Übergang vom analogen zum digitalen Mobilfunknetz (GSM) im Jahre 1992 begann ein Kommunikationsboom, in dessen Verlauf zunehmend auch die Übertragung von Daten in den Vordergrund rückte. Dies hängt u. a. mit den drastisch gefallen Kosten und der wesentlich größeren Teilnehmerkapazität zusammen¹. Zum heutigen Zeitpunkt ist die Übertragung von Daten über ein Handy allerdings nur eingeschränkt möglich. Das liegt im wesentlichen daran, daß die dem Nutzer zur Verfügung stehende Datenrate auf 9,6 kbaud begrenzt ist. Dieser Wert genügt gerade für die Übertragung von Sprache und ermöglicht den Betreibern der Mobilfunknetze, auf engem Raum trotz begrenzter spektraler Ressourcen² viele Nutzer bedienen zu können. Für Datenübertragung oder multimediale Dienste genügt dies jedoch nicht, was der Vergleich mit typischen Modemgeschwindigkeiten in Abb. 1.1 zeigt. Die Datenrate von GSM entspricht demnach etwa dem Stand leitungsgebundener Übertragung von 1992. Aus diesem Grund spielt die mobile Datenübertragung derzeit noch eine eher untergeordnete Rolle.

Abgesehen von der als Modeerscheinung zu betrachtenden SMS³-Flut [1, 2] gibt es derzeit nur den WAP-Dienst, der speziell vorbereitete Internet-Seiten auf Handies nutzbar machen soll. WAP wurde eingeführt, weil durchschnittliche HTML-Seiten auf Bildschirmgröße⁴ zugeschnitten sind und in der Regel zu viele Graphiken enthalten, wodurch die Ladezeiten inakzeptabel werden. Die Einschränkung, nur spezielle WAP-Seiten besuchen zu können, verhinderte bislang jedoch den Erfolg dieses Dienstes.

¹C-Netz: max. 850000 Teilnehmer, GSM: $\gg$ 10 Mio.

²Spektrale Ressource: der zur Verfügung stehende Frequenzbereich

³SMS: Nachricht mit max. 150 Zeichen; im März 2000 wurden weltweit ca. 5 Milliarden verschickt, im 1. Quartal 2001 50 Milliarden

⁴Typische Bildschirmauflösungen liegen zwischen 800 · 600 und 1280 · 1024 Bildpunkten

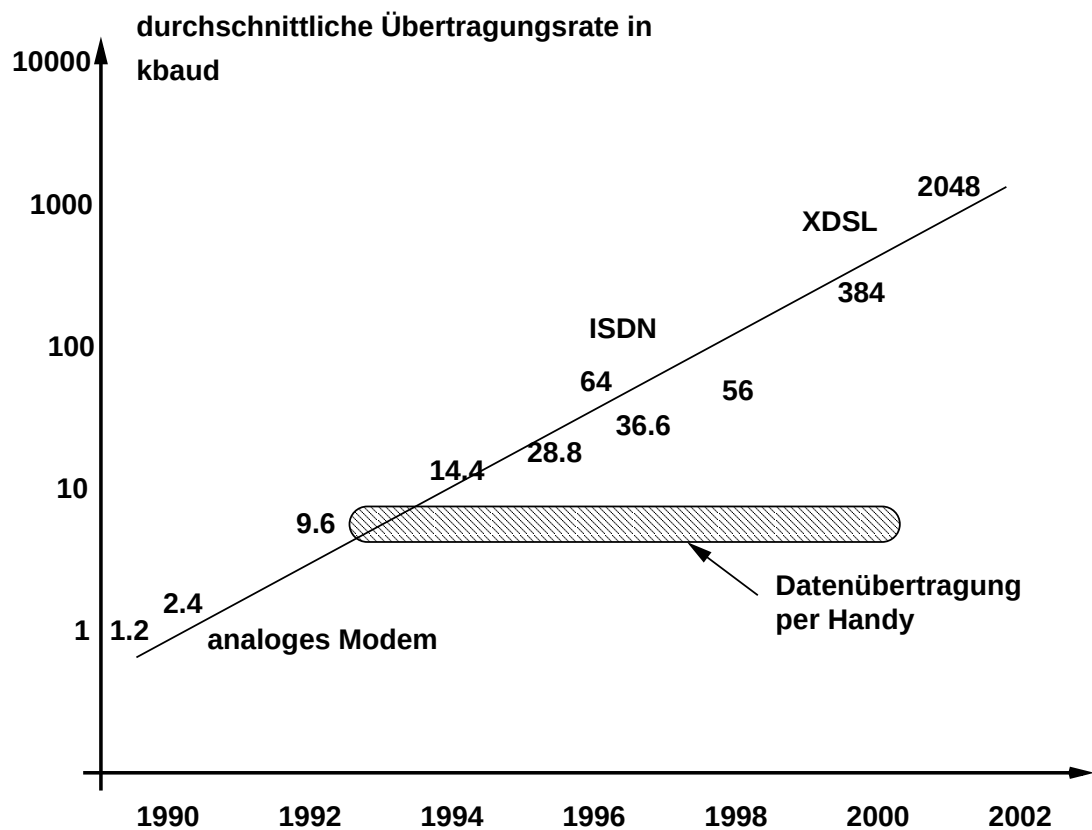


Abb. 1.1: Entwicklung der Transferrate von Modems

Es zeichnet sich ab, daß infolge des exponentiellen Wachstums des Internets auch die mobilen Datendienste einem nachhaltigen extremen Wachstum unterliegen werden. Abb. 1.2 zeigt die Entwicklung der Anzahl der in DNS-Servern⁵ namentlich registrierten Hosts seit 1991 [3, 4, 5]. Die Zahl der Internetbenutzer ist näherungsweise daraus zu ermitteln, indem man pro Host von durchschnittlich vier bis sieben Nutzern ausgeht. Für Ende 1999 schätzt man die Zahl der Nutzer auf 260 Millionen ein. Davon entfallen 110 Mio. auf die USA, 18 Mio. auf Japan, 14 Mio. auf England und 12 Mio. auf Deutschland [6].

Mit der zunehmenden Verbreitung von Handies, gezeigt in Abb. 1.3 [7], steigt trotz der derzeitigen Unzulänglichkeiten auf breiter Front das Bewußtsein, daß durch mobile Datenübertragung ein deutlicher Produktivitäts- und Mobilitätsgewinn erzielt werden kann. Auf diese Weise rücken neben Handies auch Funk-basierte Netzwerke in das Interesse der Öffentlichkeit. Diese Netzwerke dienen in erster Linie dem Austausch von Daten zwischen verschiedenen Geräten. Trotz der sich seit 1992 ständig vergrößern Kluft in der Datenrate lag das für das Jahr 2000

⁵Domain Name Server, wandelt symbolische Namen wie www.ruhr-uni-bochum.de in die TCP/IP-Netzwerkadresse 134.147.64.11 um

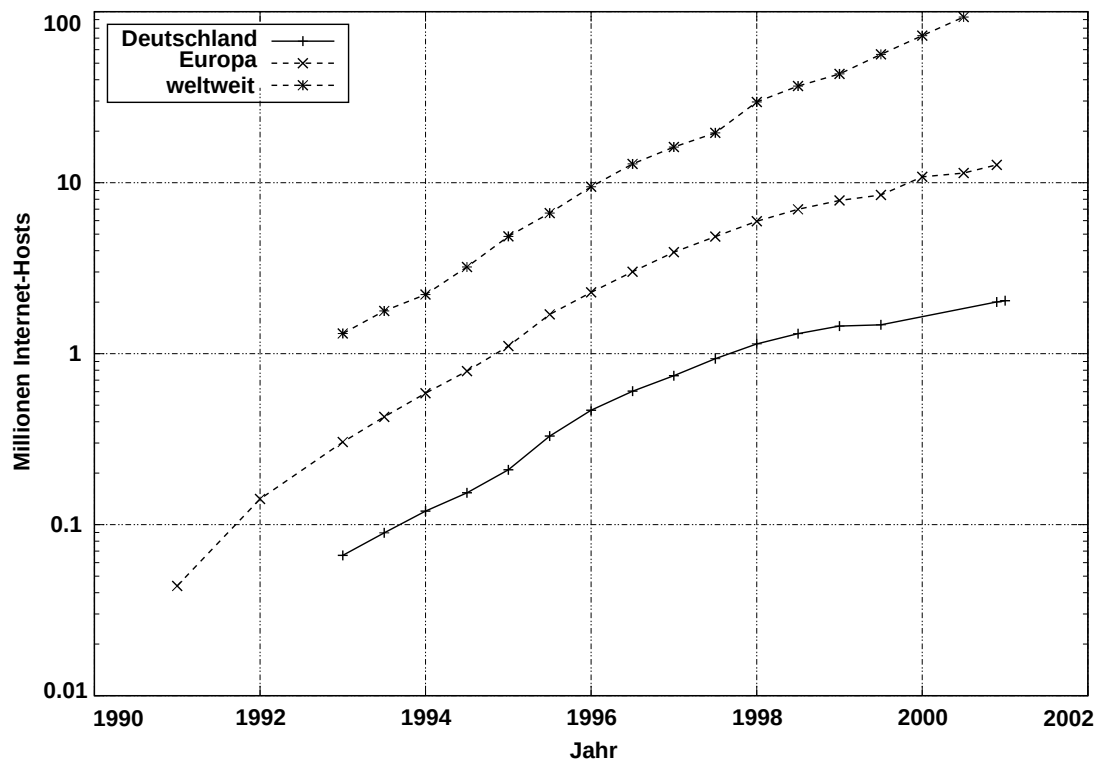


Abb. 1.2: Anstieg der Anzahl von Internet-Hosts [3, 4, 5]

erwartete Marktvolumen für drahtlose Datenübertragung bereits bei 2 Milliarden Dollar⁶. Durch die Gewöhnung der Nutzer an multimediale Inhalte im Internet wächst allerdings die Gefahr, daß neue drahtlose Geräte ohne drastische Erhöhung der Datenrate nicht mehr vom Markt akzeptiert werden, da sie als antiquiert und somit als unpraktisch empfunden werden.

Um dieses Problem zu lösen, wird seit einiger Zeit auf verschiedenen Ebenen an der Erhöhung der Datenraten gearbeitet. Die Betreiber von Mobilfunknetzen arbeiten an verschiedenen Erweiterungen etablierter Standards (z. B. die Bündelung von mehreren Zeitschlitzten bei GSM) und weichen auch auf neue Frequenzbänder aus⁷ (vgl. Abb. 1.4). Zusätzlich werden neue Systeme entwickelt, die von vornherein die starke Nutzung von Datendiensten berücksichtigen, so etwa UMTS. Da UMTS einerseits erhebliche Anforderungen an die Bandbreite stellt, andererseits aber auch ein erheblicher Gewinn erwartet wird, wurden im Jahre 2000 Lizenzen für diese neuen Dienste in vielen Ländern für horrenden Summen versteigert. Dies führt u. a. dazu, daß kleinere Anbieter an Standards arbeiten, die in bestehenden Frequenzbändern arbeiten sollen (z. B. EDGE oder GPRS). Dies soll ein Überleben der Finanzschwachen neben den großen Anbietern sichern.

⁶Laut Angaben der Business Research Group

⁷GSM nutzte anfangs nur das 900 MHz-Band, heute jedoch zusätzlich auch das 1,8 GHz-Band

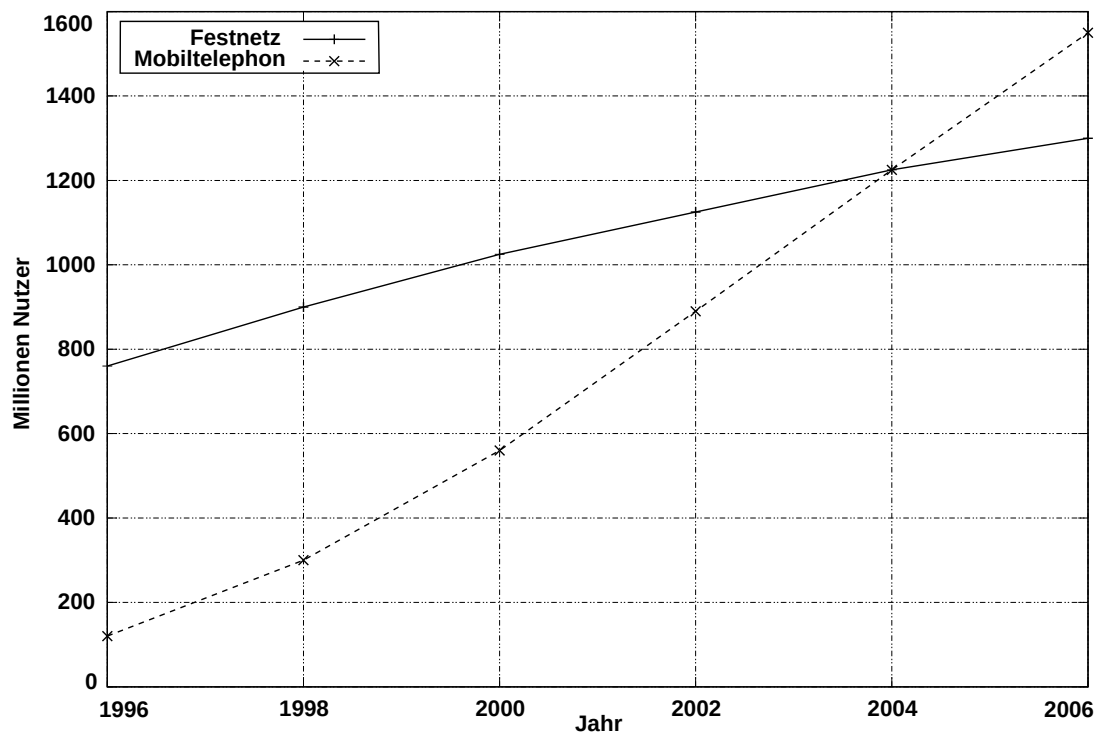


Abb. 1.3: Anstieg der Anzahl von Mobiltelefonen [7]

Ein wesentliches Problem bei mobilen Datentransfers liegt darin, daß derzeit der Verkehr über eine dauerhafte Verbindung stattfindet. Zur Übertragung von Sprache war die Bereitstellung einer kontinuierlichen Datenrate essentiell, sichert sie doch, daß keine Aussetzer im gesprochenen Text entstehen. Datentransfer hingegen findet i. allg. in Form von Paketen statt: der Nutzer fordert beispielsweise eine Datei an (die schnellstmöglichst übertragen werden soll, um Wartezeiten kurz zu halten), liest diese anschließend (wobei keinerlei Transfer stattfindet) und liest oder sendet im Anschluß daran weitere Daten. Hierbei ist offensichtlich die Übertragung von Paketen mit maximaler Datenrate einer dauerhaften Bereitstellung niedrigerer Datenraten vorzuziehen. Diesem Umstand wird z. B. **GPRS** gerecht. „Packet Radio“-Dienste wurden schon lange im **CB**-Funk verwendet, um weltweit Daten (etwa über Satelliten) verbreiten zu können. Beim Mobiltelefon wird zu diesem Zweck eine Bündelung mehrerer Zeitschlitze vorgenommen, um maximal ca. 170 kbit/s bereitzustellen. Mobilfunkgeräte der sog. dritten Generation sollen demgegenüber Datenraten zwischen 144 kbit/s (im ländlichen Raum bei Reisegeschwindigkeiten von bis zu 120 km/h) und 2 Mbit/s (stationärer Betrieb in geschlossenen Räumen) bieten [1].

Eine Grenze bei der Erweiterung der bestehenden Dienste ergibt sich aus der begrenzten Gesamtkapazität der Netzwerkes. Je mehr Nutzer bestehende Systeme zum Datentransfer be-

nutzen, desto weniger Nutzer können im gleichen Raum telefonieren. In der Praxis heißt dies, daß z. B. die Größe der Funkzellen⁸ in Ballungsgebieten weiter reduziert werden muß. Die Anbieter sind dabei bestrebt, die bestehende Infrastruktur weiter benutzen zu können. Dies führt zu einer extremen Nutzungsdichte der GSM-Bänder bei 900 MHz und 1,8 GHz.

In dem Maße, in dem die Nutzung von Handies zunimmt, steigt auch der Bedarf an wirklichen Netzwerkverbindungen. Neben dem Organizer oder Palmtop, der zur Terminplanung oder für kleinere Büroarbeiten auf Reisen mitgenommen wird, will auch der Laptop mit aktuellen Daten versorgt sein. Zudem müssen alle diese Geräte i. d. R. ihren Datenbestand mit einem Bürocomputer abgleichen. Heute geschieht dies zumeist mit verschiedenen Schnittstellenkabeln (z. B. RS232) oder auch durch Infrarotübertragung. Verkabelung wird dabei als lästig empfunden; darüberhinaus ist es problematisch, in immer kleineren und leichteren Geräten mechanisch und elektrisch solide Steckverbinder unterzubringen. Die Infrarotübertragung löst beides auf Kosten eines neuen Problems: man benötigt normalerweise eine direkte Sichtverbindung. Erst mit Funkverbindungen soll eine flexible und anwenderfreundliche Lösung zur Verfügung stehen.

Man unterscheidet hierbei zwischen zwei Szenarien der Nutzung:

- Die Verbindung zwischen Mobil- und Festgerät, normalerweise zum Abgleich von Dokumenten, erfordert oftmals nur kurzzeitige Verbindungen bei mittleren Transfervolumina. Zudem ist die benötigte Reichweite der Funkverbindungen klein, 5 m sind hier in vielen Fällen ausreichend. Der Aufbau der Verbindung sollte allerdings unkompliziert sein; idealerweise suchen und finden sich die Geräte, die miteinander kommunizieren sollen, selbst. Diese Art der Verbindung wird als ad-hoc-Netzwerk bezeichnet. Je nach Art der herzustellenden Verbindung bietet Bluetooth⁹ verschiedene Übertragungsmodi an, so z. B. synchrone und asynchrone Datentransfermodi sowie synchrone Sprachtransfermodi (z. B. für Headsets). Die im Fullduplex¹⁰-Betrieb erreichbaren Datenraten liegen bei 432,6 kbit/s. Um schnell zu einer kostengünstigen Lösung kommen zu können, sieht der Bluetooth-Standard ein lizenzfreies Frequenzband bei 2,4 GHz vor. Dieses Band ist jedoch aus folgenden Gründen problematisch: der 2 GHz-Bereich ist bereits sehr stark genutzt, so daß starke Störungen zu erwarten sind. Zudem liegt bei 2,4 GHz das allgemein

⁸Eine Funkzelle wird u. a. durch die Reichweite der Geräte vorgegeben und kann z. B. durch Sektorantennen (Richtantennen) verkleinert werden

⁹Bluetooth: zur preiswerten Realisierung von ad-hoc-Netzwerken oder für drahtlose Headsets gedacht

¹⁰Fullduplex: zeitgleicher Sende- und Empfangsbetrieb

technisch nutzbare Band, in dem u. a. auch Mikrowellenöfen arbeiten. Daher sind von vornherein keine Reichweiten zu erwarten, die Bluetooth als universale Netzwerklösung geeignet erscheinen lassen.

- Ein anderes Szenario ergibt sich hingegen in Bürogebäuden. Dort ist u. U. eine permanente Netzwerkverbindung erwünscht. Gründe, dies drahtlos zu realisieren, können im Denkmalschutz begründet sein, aber auch durch sich häufig ändernde Rechner-Installationen. In diesem Fall würden bei der Verlegung der Netzkabel erhebliche Kosten und Zeitverluste anfallen. Ähnlich sieht es im Falle von speziellen Veranstaltungen aus, wo ein umfangreiches Netzwerk nur für kurze Zeit benötigt wird, etwa auf Messen. Ein drahtloses LAN, kurz WLAN, bietet hier eine praktische Lösung. Problematisch ist auch der Betrieb von lokalen Netzwerken über mehrere Gebäude hinweg. Mit Richtantennen ist der Arbeitsbereich drahtloser Netzwerke preiswerter erweiterbar als mit Standleitungen. Derartige Netzwerkverbindungen müssen einen weitaus höheren Datenverkehr bewältigen als z. B. Bluetooth bieten kann. Als wichtigste Eigenschaft müssen sie zudem in ein bestehendes LAN integriert werden können. Für die Verbindung der Rechner untereinander kann man Feststationen benutzen, die für die Verbindung entfernter Rechner über ein klassisches drahtgebundenes Netzwerk sorgen. Dies weist gewisse Parallelen zum schnurlosen Telefon auf. Nachteilig ist der Umstand, daß man hierfür wiederum eine Verkabelung benötigt. Der in der Entwicklung befindliche HIPERLAN-Standard sieht aus diesem Grunde vor, daß man Daten auch über mehrere Rechner hinweg transportieren kann, wobei dazwischen liegende Rechner die Daten entgegennehmen und erneut versenden, um die Reichweite der Verbindung zu erhöhen. Dies führt natürlich dazu, daß die Netzwerkverbindung eines einzelnen Rechners zusätzlich zum eigenen Transfervolumen auch Daten von anderen Rechnern verarbeiten muß. Von daher ist bei einer solchen Lösung eine erheblich größere Bandbreite erforderlich. Der HIPERLAN-Standard sieht je nach Ausführung Datenraten von bis zu 54 Mbit/s vor und ist damit schneller als das noch häufig vorzufindende kabelgebundene 10Base2-Ethernet (10 Mbit/s). Um diese Datenraten bereitstellen zu können, wurden Frequenzbänder im 5 GHz- und im 17 GHz-Bereich vorgesehen. Diese sind weit weniger von anderen Diensten frequentiert und versprechen infolgedessen höhere Reichweiten und höhere Transferraten bei gleicher Sendeleistung. Man war hier auch von Anfang an bemüht, lizenzfreie Bänder zu finden, um niedrige Einstiegskosten realisieren zu können.

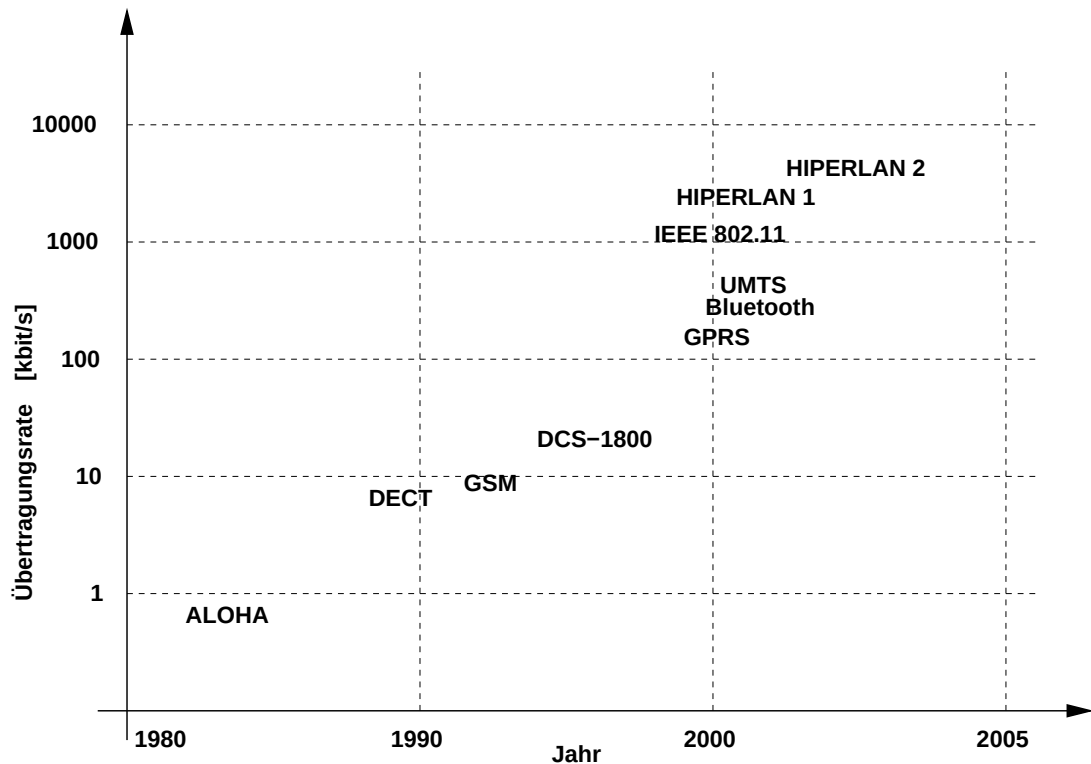


Abb. 1.4: Übersicht über verfügbare Mobilfunk- und Netzwerklösungen

Diese Arbeit beschäftigt sich mit dem Entwurf von Schaltungskomponenten sowie der Optimierung von integrierten Spulen, die in einer [Si/SiGe-HBT](#)-Technologie [\[8\]](#) realisiert wurden. Diese Schaltungskomponenten bilden das Herzstück eines WLAN-Sendeempfängers (Transceivers), den analogen Hochfrequenzteil. Im einzelnen sind dies die Komponenten Mischer, Oszillator und [LNA](#)¹¹. Einsatzbereiche für diese Schaltungen sind Funknetzwerke im 5 GHz-Band, speziell HIPERLAN und HIPERLAN/2 bei 5,8 GHz.

In Kapitel [2](#) sollen zunächst die Anforderungen an drahtlose Netzwerke anhand von Anwendungsbeispielen erläutert werden. Kapitel [3](#) beschäftigt sich mit einigen Details zu den HIPERLAN- und IEEE 802.11-Standards, um anhand dessen die kritischen Eigenschaften von Sendeempfängern zu ermitteln und zu quantifizieren. In Kapitel [4](#) geht es um die Eigenschaften verschiedener Sendeempfänger-Architekturen. Hier sollen die spezifischen Stärken und Schwächen der verschiedenen Ansätze sowie deren Auswirkungen auf den Schaltungsentwurf aufgezeigt werden. Die Kapitel [5-7](#) behandeln Schaltungsentwürfe zu einzelnen Schlüsselkomponenten, die allen Sendeempfängern gemein sind. Kapitel [8](#) schließlich beschäftigt sich eingehend mit der Optimierung und Modellierung von integrierten Spulen, einem Schlüsselement für

¹¹Low Noise Amplifier bzw. rauscharmer Verstärker, Antennenverstärker

Oszillatoren und LNA. Abschließend wird in Kapitel [9](#) eine Zusammenfassung der Arbeit gegeben.

Kapitel 2

Motivation

In diesem Kapitel sollen einige Anwendungsbeispiele und die hierfür nötigen Technologien vorgestellt werden. Dies soll den Entwicklungsdruck aufzeigen, der wechselseitig von Anwendern und Herstellern erzeugt wird.

Wir stehen heute noch am Anfang, was die Verbreitung von Handies und drahtlosen Netzwerken anbelangt. Dies kann man schon daraus ableiten, daß selbst drahtgebundene Netzwerke noch einem enormen Wachstum unterliegen. Dies gilt für drahtgebundene LANs ebenso wie für das Internet. Dementsprechend werden sich in den nächsten Jahren noch einige Dienste etablieren, von denen wir heute nichts ahnen. Diese Dienste werden für einen immer stärkeren Ausbau der Netz-Transportleistung sorgen. Das Internet hat es vorgemacht: ausgehend von der anfänglichen Funktion, Email oder Text-Dokumente auszutauschen und Dateien per [FTP](#)¹ bereitzustellen, entwickelte sich die graphische Komponente, das [WWW](#)². Heute empfinden wir Internetseiten oft als graphisch überfrachtet, weil das Bedürfnis der Seitengestaltung schneller wächst als die zur Verfügung stehende Bandbreite, wodurch lästige Wartezeiten entstehen. Kaum hatte man sich an Bilder in Internetseiten gewöhnt, wurden Animationen, Videosequenzen und Tondokumente übertragen, was einen erneuten Sprung in der Übertragungsleistung erforderlich machte. Heute werden bereits Fernsehsendungen und Radioprogramme in Form sogenannter Audio- und Videostreams über das Internet verbreitet, Anwendungen wie Video-on-Demand oder auch Software-on-Demand sind in der Diskussion.

¹FTP: File Transfer Protocol

²WWW: World-Wide Web

2.1 Nutzungsszenarien

Viele mögliche Anwendungen mobiler Kommunikation sind heute noch undenkbar oder unpraktikabel. Das ist allerdings nicht immer auf mangelhafte Bandbreite zurückzuführen. Oft fehlt es auch an Speicherkapazität, Rechenleistung, Miniaturisierung oder Energie-Effizienz. Durch den rasanten Fortschritt der Elektronik an verschiedenen Fronten werden wir immer wieder vom Stand der Technik überrollt, so daß in kürzester Zeit Dinge machbar werden, die man vor kurzem noch für undenkbar hielt. Ein paar Beispiele sollen dies verdeutlichen:

- Eine einfache Schreibmaschinenseite mit 60 Zeilen und 70 Zeichen/Zeile enthält rund 4200 [Byte](#). Die Übertragung dieses Textes mittels GSM benötigt bereits knapp eine halbe Sekunde.
- Die Übertragung einer Straßenkarte zur mobilen Orientierung erfordert ein Bild mit schätzungsweise 640x480 Bildpunkten in 16 Farben, um verschiedene Straßentypen unterscheiden und Straßennamen lesbar darstellen zu können. Pro Bildpunkt sind hierbei 4 [Bit](#) notwendig. Der gesamte Kartenausschnitt erfordert folglich 150 kByte, für deren Übertragung GSM etwa 16 Sekunden benötigt. Wenn man davon ausgeht, daß dieses Bild nur wenige Straßen beinhaltet, der Nutzer also mehrfach Karten anfordern muß, wird deutlich, daß ein solcher Dienst derzeit nur begrenzt von Nutzen ist. Allerdings läßt sich durch Kompression der Daten die Wartezeit durchaus verkürzen³.
- Eine multimediale Anwendung ist z. B. die Übertragung von Musik. In diesem Bereich wurden erhebliche Anstrengungen unternommen, um die zu übertragenden Datenraten zu reduzieren. Ohne Kompression würde ein Tonsignal in CD-Qualität (16 Bit Auflösung und 44,1 kHz Abtastrate) eine Datenrate von 1,4 Mbit/s erfordern. Ein [MPEG](#)-codiertes Signal in annähernd gleicher Qualität benötigt hierfür nur 128 kbit/s. Offensichtlich liegt dieser Wert immer noch weit über dem, was GSM derzeit bietet. Da eine weitere Steigerung der Kompressionsrate ohne Qualitätsverlust nicht absehbar ist, sind derartige Dienste nur mit leistungsfähigeren Netzwerkdiensten zu erbringen.
- Den größten Bandbreitenbedarf bei gleichzeitig hohen Echtzeitanforderungen hat die Videoübertragung. Eine Übertragung in akzeptabler Qualität benötigt etwa 2 Mbit/s. Ein Video in HDTV-Qualität beansprucht sogar 18 Mbit/s. Dies übersteigt auch die Möglich-

³Mit verlustbehafteter Kompression werden Kompressionsfaktoren von fünf bis zehn erreicht (z. B. [JPEG](#))

keiten der sog. dritten Generation von Mobilfunkgeräten, zu denen beispielsweise UMTS zählt.

2.2 Aufbau eines drahtlosen Netzwerkes

Im folgenden soll ein Überblick über verschiedene Netzwerktypen und Verbindungstechniken gegeben werden. In diesem Zusammenhang werden die unterschiedlichen Anforderungen und Probleme erkennbar, die aus unterschiedlichen Anwendungen resultieren.

2.2.1 Auftretende Probleme

Bei der Planung eines Netzwerkes sind verschiedene Probleme zu berücksichtigen. Diese Probleme umfassen u. a. Fragen der Verfügbarkeit, der Kapazität, der Bandbreite, der Echtzeitfähigkeit und der Sicherheit⁴. Diese Aspekte stehen in einem Spannungsfeld, sind also nicht immer gleichzeitig optimierbar. Die maximal erreichbaren Werte dieser Eigenschaften werden weitgehend von der Definition des verwendeten Standards festgelegt. Daraus resultiert, daß verschiedene Standards für unterschiedliche Anwendungsfälle mehr oder weniger gut geeignet sind.

Als erstes Unterscheidungskriterium kann die Frage dienen, ob das Netzwerk eine dauerhafte Verbindung bereitstellen soll, oder ob nur eine gelegentliche Verbindung zum Abgleich von Daten erforderlich ist. Je nachdem, welche Datenmengen dabei übertragen werden müssen, ist hierfür ein vollwertiges Netzwerk oder nur eine vergleichsweise simple Übertragungsschnittstelle erforderlich. Übertragungsschnittstelle soll in diesem Zusammenhang bedeuten, daß eine Verbindung ebensogut über eine drahtgebundene serielle Schnittstelle, [USB](#), [IRDA](#) oder etwas ähnliches möglich wäre. In diesem Fall kann man auf einige Dinge verzichten, die ein echtes Netzwerk ausmachen und erhält eine kompaktere und preisgünstigere Lösung, die auch eine höhere Flexibilität im Einsatz aufweist. So müssen keine festen Netzwerkadressen vergeben werden, die Sicherheitsanforderungen sind niedriger und die erforderliche Reichweite ist gering. Es ist nicht notwendig, daß Daten über die Reichweite der lokalen Verbindung hinaus übertragen werden können. Einige dieser Übertragungsschnittstellen sind proprietär, es gibt allerdings auch eine Reihe standardisierter Schnittstellen.

Ursprünglich traten Infrarotschnittstellen an die Stelle von Kabeln. Der bekannteste Vertreter

⁴Diese Begriffe faßt man unter dem Schlagwort QoS (Quality of Service) zusammen

dieser Gattung ist [IRDA](#), welches von Hewlett Packard vorgestellt wurde. Die Übertragungsgeschwindigkeiten orientieren sich an der klassischen seriellen RS232-Schnittstelle. IRDA wird heute z. B. in Laptops und Druckern sowie (i. d. R. nur als Option) im [PC](#) eingesetzt.

2.2.2 Architekturen

Abb. 2.1 zeigt ein vollständig drahtloses Netzwerk. Um einen Zugang zu einem konventionellen LAN⁵ (z. B. Ethernet) oder einem WAN⁶ (z. B. Internet) zu ermöglichen, kann ein möglichst zentral gelegenes Gerät als Gateway⁷ arbeiten. Ein batteriebetriebenes Gerät ist für diesen Zweck allerdings nicht geeignet. Die Geräte im Außenbereich können aufgrund des großen Abstands zueinander nur miteinander kommunizieren, wenn die Geräte im Zentrum die Datenpakete entgegennehmen und weiterleiten (forwarden), also als Bridge⁸ arbeiten. Dies hat im wesentlichen zwei Konsequenzen:

- Geräte im Zentrum haben einen höheren Datendurchsatz im Netzwerk
- Durch den erhöhten Verkehr ist es ungünstig, batteriebetriebene Geräte im Zentrum zu betreiben, da die Stromaufnahme dort erhöht ist

Um dieses Problem zu entschärfen, kann das drahtlose Netzwerk durch ein schnelles Ergänzungsnetzwerk, ein sog. Backbone, ergänzt werden (Abb. 2.2). Dieses enthält einige Feststationen, die Daten zwischen dem Funknetz und dem Hilfsnetz austauschen. Mit Hilfe weniger Feststationen kann so auf die Weiterleitung von Daten über mobile Rechner im Zentrum verzichtet werden. Gleichzeitig kann das Netzwerk hiermit dergestalt erweitert werden, daß auch einzelne weit entfernte Geräte miteinander kommunizieren können, ohne selbst verkabelt zu sein.

Je nachdem, ob man mehr Wert auf ein ad-hoc-Netzwerk legt, das ohne besonderen Planungsaufwand sofort betriebsbereit ist, sobald mindestens zwei Geräte in Reichweite liegen, oder ob man Wert auf eine hohe Datenrate und Zuverlässigkeit der Verbindung legt, kann in jeder Zelle ein Rechner als sog. Zugriffspunkt oder „Access Point“ ([AP](#)) dienen. Die Aufgabe des Access Point liegt in der Koordination der einzelnen Mobilstationen. Bei unkoordinierter Kommunikation kommt es zu Kollisionen, wenn mehrere Teilnehmer zeitgleich senden wollen.

⁵LAN: Local Area Network

⁶WAN: Wide Area Network

⁷Gateway: Tor zur Außenwelt

⁸Bridge: Brücke zwischen entfernten Teilnetzen

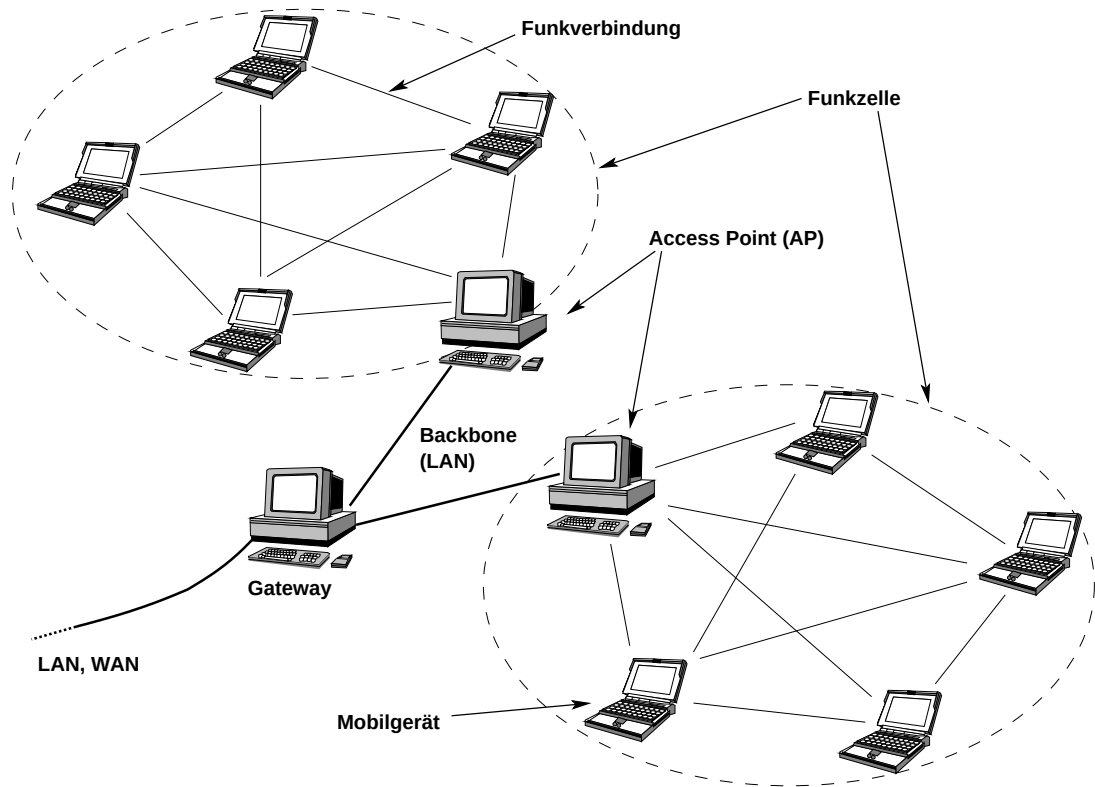


Abb. 2.2: Architektur 2: Unterstützung durch ein Backbone

aus an HIPERLAN heranreichen⁹. Dennoch besteht beim Kauf solcher Produkte die Gefahr, daß das Zusammenspiel mit Netzwerkkarten anderer Hersteller nicht funktioniert, so daß die Verbreitung solcher Produkte nur langsam vonstatten geht. Andere Standards sind zwar ausgearbeitet, es gibt jedoch trotz zahlloser Ankündigungen kaum Geräte auf dem Markt - Bluetooth ist hierfür das markanteste Beispiel. Obwohl die technischen Spezifikationen von Bluetooth nicht über die Maßen schwer zu erfüllen sind und auch das Frequenzband (2,4 GHz) nahe an gängigen Funkbereichen liegt, scheint die Umsetzung in eine kleine und vor allem preiswerte Lösung unerwartet große Probleme zu bereiten. Denn im Gegensatz zum Handy, dessen Herstellungskosten versteckt über die Gesprächsgebühren eingefahren werden können, zählt bei der Netzwerkkarte allein der Verkaufspreis. Insgesamt läßt sich festhalten, daß drahtlose Netzwerkkarten heute zwar erhältlich sind, daß sie aber entweder in den Leistungsdaten zu stark hinter dem Stand der drahtgebundenen Lösungen zurückstehen oder aber in der Anschaffung so teuer sind, daß sie den erwarteten Kostenvorteil nicht erfüllen.

⁹Die Firma RadioLAN war hier Vorreiter

2.4 Bedeutung drahtloser Netzwerke

Eigentlich muß man allgemeiner von der Bedeutung drahtloser Kommunikation sprechen, denn mit zunehmender Verbreitung von Computern und elektronischen Hilfsmitteln verwischt die Grenze zwischen der klassischen (Sprach-) Kommunikation und der Datenkommunikation, die man mit Netzwerken assoziiert. Entsprechend vielschichtig sind die möglichen Einsatzgebiete.

Im Bereich der Computervernetzung verspricht man sich zunächst einmal Kosteneinsparungen. Diese Einsparungen können sich ergeben, wenn man in Räumen ohne entsprechende Infrastruktur (Kabelschächte etc.) ein Netzwerk aufbauen oder erweitern will oder wenn bauliche Maßnahmen aufgrund von Gebäudeschutzverordnungen (Brandschutz, Denkmalschutz etc.) oder anderen Schutzverordnungen (z. B. in asbestbelasteten Räumen) mit großem Aufwand und Kosten verbunden sind.

Etwas weiter gedacht versprechen drahtlose Netzwerke mehr Flexibilität in der Anwendung. Es macht nichts aus, wenn man einen Computer in eine andere Ecke stellen will, da hierfür keine Unterbrechung des Netzwerkverkehrs erforderlich ist und keine neuen Kabel benötigt werden. Ebenso können leicht zusätzliche Geräte integriert werden, ohne das bestehende Netzwerk ändern zu müssen. Das ist von Vorteil, wenn z. B. ein Unternehmen stark wächst, aber auch, wenn mobile Geräte wie Laptops vorübergehend an das Netzwerk angeschlossen werden sollen. Die Notwendigkeit hierzu ergibt sich regelmäßig beim Abgleich von Dokumenten zwischen Arbeitsplatzcomputer und Laptop.

Eine ähnliche Situation findet man z. B. beim [PDA](#) vor. Hier ist u. a. die Aktualisierung des Telephonbuchs oder des Terminkalenders zu nennen. Allerdings wird man einen PDA und ähnliche Kleingeräte (auch das Handy) i. d. R. nicht als vollwertiges netzwerkfähiges Terminal im LAN benutzen, sondern wird eher spezialisierte Kleinstnetzwerke verwenden. Dies ist die erklärte Aufgabe von Bluetooth. Der Grund für diese Kleinstnetzwerke liegt darin, daß jedes Gerät im LAN eine eindeutige Kennung besitzen muß. Die Zuweisung einer eindeutigen Kennung kann vom Nutzer kaum verlangt werden, da sie Kenntnis über den Aufbau des Netzwerkes verlangt. Zudem besteht die Gefahr, daß z. B. das elektronische Tagebuch auf dem PDA plötzlich für jedermann im LAN lesbar wird. Ein Kleinstnetzwerk zwischen Arbeitsplatzrechner und PDA bietet hier bei weniger Administrationsaufwand mehr Sicherheit.

2.5 Hürden im Ausbau von Kommunikationsnetzen

Eines der größten Probleme drahtloser Kommunikation ist im vorigen Abschnitt bereits durchgeklungen - die Sicherheit. Um im drahtgebundenen Netzwerk Daten abzuhören, muß man entweder Teil des Netzwerks sein und i. d. R. Administratorrechte besitzen oder aufwendige Abhörmaßnahmen ergreifen. Bei Funknetzen genügt die räumliche Nähe, um den Netzwerkverkehr über den eigenen Computer abhören zu können. Um dieses Problem zu entschärfen, wird der Funkverkehr mit verschiedenen Maßnahmen verschlüsselt, die z. T. schon bei drahtlosen Telephonen eingesetzt wurden.

Eine dieser Maßnahmen besteht im Frequenzsprungverfahren, dem sog. „Frequency Hopping“. Hierbei wird in schneller Folge der Kanal für Sende- und Empfangsdaten gewechselt, d. h. die Trägerfrequenz wird umgeschaltet. Für diese Umschaltung müssen sich Sender und Empfänger absprechen, was normalerweise automatisch geschieht. Die Grundlage für die Umschaltung liefert eine Quasi-Zufallszahlenfolge. Ist dem Abhörer diese Folge oder ihr Startwert nicht bekannt, so kann er nur wenige Fragmente der Daten empfangen. Da die Zahl der Kanäle allerdings eng begrenzt ist, kann mit vergleichsweise bescheidenem Aufwand eine parallele Überwachung aller Kanäle erfolgen. Neben der völligen Überwachung des Netzwerkverkehrs lassen sich so durch Zwischenspeicherung und experimentelles Zusammensetzen der einzelnen Pakete die Daten ohne Kenntnis des Sprung-Schlüssels ermitteln.

Offensichtlich genügt das Frequenzsprungverfahren noch nicht den üblichen Sicherheitsansprüchen. Daher kann man die Daten zusätzlich mit einem Standardverfahren verschlüsseln, das eine hinreichend große Schlüssellänge besitzt. Ein solcher Schlüssel kann z. B. netzwerkweit vergeben werden, so daß Nicht-Mitglieder dieses Netzwerks auch bei Kenntnis des Sprung-Schlüssels keinen Zugang zu den Daten haben.

Eine Alternative zum Frequenzsprungverfahren bietet das [CDMA](#)-Verfahren. Hierbei teilen sich mehrere Benutzer zeitgleich denselben Frequenzbereich. Die Daten werden hier ebenfalls mit einem langen Schlüssel kodiert, der das Signal über einen breiten Spektralbereich spreizt. Ohne Kenntnis des Schlüssels erscheinen die Daten nun wie ein Rauschsignal. Neben einem Vorteil bezüglich des Signal-Rausch-Verhältnisses ist die Zahl möglicher Schlüssel größer als die Zahl von Kanälen, die durch die Knappheit von Frequenzen sowie andere technische Rahmenbedingungen (z. B. begrenzte Verstimmbarekeit des lokalen Oszillators) klein bleiben muß.

Die Frequenzknappheit und die kleine Kanalzahl bewirken eine Obergrenze der Benutzerdichte. Wenn mehr Benutzer im gleichen Raum Funkverkehr verursachen, bleibt für jeden Be-

nutzer ein immer kleiner Teil der Netzwerkkapazität übrig. Da bei Funknetzen ein gewisser Mindestverkehr erforderlich ist, um z. B. die Position der nächsten Sende- bzw. Empfangsstation zu prüfen, bricht das Netzwerk bei einer bestimmten kritischen Dichte schnell zusammen. Dieses Problem kann nur durch die Bildung von sog. Funkzellen umgangen werden. Funkzellen bilden eine virtuelle Grenze, die von einzelnen Geräten nicht überschritten werden kann. In der Praxis bei Mobiltelefonen erreicht man die Bildung von Funkzellen durch eine höhere Zahl von Relaisstation¹⁰. Da jedes Handy die Empfangsfeldstärke mißt, kann es Rückschlüsse über die Nähe zur selbigen ziehen und die eigene Sendeleistung reduzieren. Dadurch werden die Signale für weiter entfernte Relaisstationen unsichtbar und die entsprechenden Kanäle sind frei für andere Teilnehmer. Das gleiche Prinzip kann im lokalen Netzwerk ebenfalls angewandt werden, allerdings mit einer Einschränkung. Denn im Falle eines reinen drahtlosen Netzwerks müßten Geräte im Zentrum des Netzwerks die Daten der Geräte in den Außenbereichen weiterleiten, so daß hier keinerlei Kapazitätswachstum erzielt wird (lediglich ein Energiespar-Effekt wird erreicht). Nutzen bringt das Verfahren im wesentlichen dann, wenn einige Geräte zusätzlich über ein schnelleres Backbone verfügen oder aber einen Teil der benötigten Daten vorhalten, eine vom Internet her bekannte Methode¹¹.

Eine weitere Erhöhung der Benutzerdichte kann allerdings auch durch die Steigerung der Gesamtkapazität des Netzwerks erzielt werden. Unter der Voraussetzung, daß das Datenaufkommen pro Nutzer konstant bleibt, sinkt damit sein Anteil an der Netzwerkkapazität. Dieses Vorhaben ist jedoch nicht einfach zu bewältigen, wie im nächsten Abschnitt erläutert wird.

2.6 Technologische Herausforderungen

Drahtlose Kommunikation basiert weitgehend auf schmalbandigen Schaltungen. Schmalbandig bedeutet, daß nur ein relativ kleiner Frequenzhub im Vergleich zur Trägerfrequenz benutzt wird, um Informationen zu kodieren. Die Ursache hierfür liegt einerseits in der Tatsache, daß man mit schmalbandigen Verstärkern ein besseres SNR¹² erzielen kann, andererseits aber auch eine bessere Anpassung zwischen verschiedenen Schaltungsteilen erreicht. Dies ist u. a. deshalb wichtig, weil Fehlanpassung zu Signalreflexionen führt. Beide Effekte ermöglichen den Betrieb mit niedrigeren Sendeleistungen bzw. eine größere Reichweite der Verbindung.

¹⁰Die Relaisstation sorgt für den Datenaustausch zwischen Funk- und Kabelnetz sowie für die Frequenzzuordnung

¹¹Proxy-Server oder Mirror stellen Kopien oft benötigter Daten bereit

¹²SNR: Signal-Rausch-Verhältnis

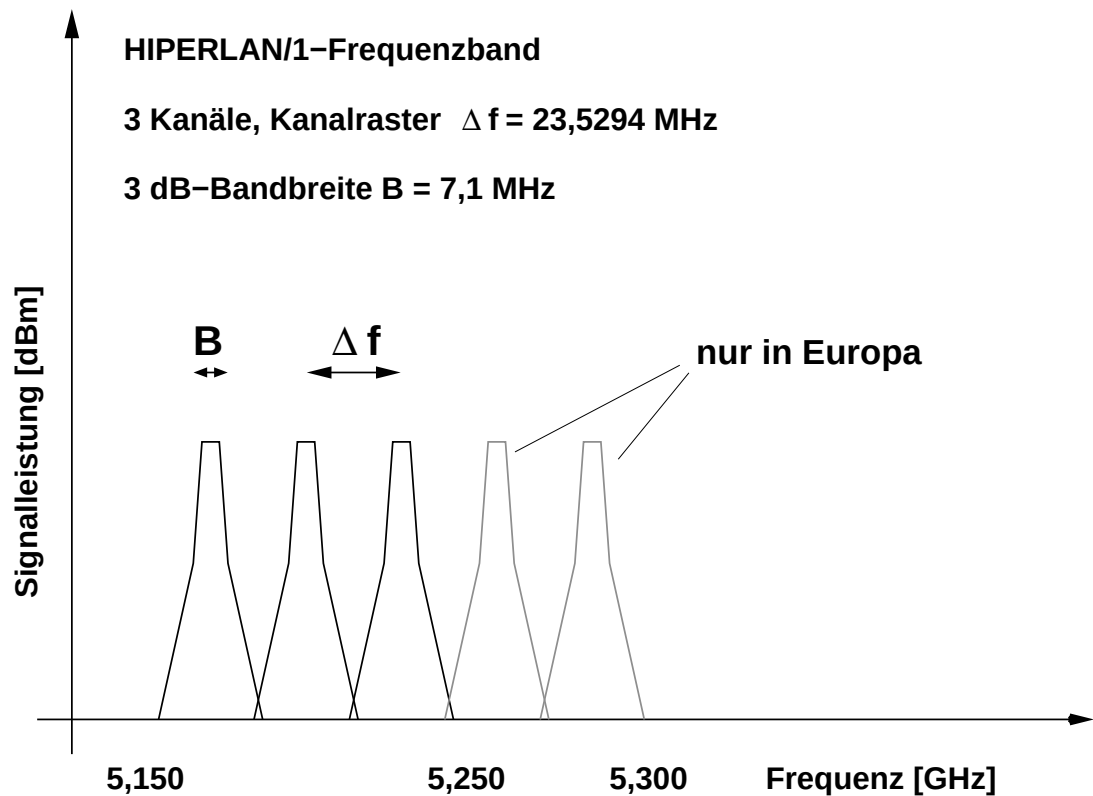


Abb. 2.3: Spektrum einer Mehrkanalübertragung

Bei einer festgelegten Datenrate wird man die einzelnen Übertragungskanäle so dicht nebeneinander setzen, wie es eine störungsfreie Kommunikation erlaubt. Wenn man im einfachsten Fall ein Bit als eine halbe Signalperiode ansieht, kann man bei einer Bandbreite von $f_B = 20$ MHz eine Datenrate von $2 \cdot f_B = 40$ Mbit/s übertragen. Offensichtlich muß der Kanalabstand in diesem Fall mindestens f_B betragen, damit sich die Informationen in benachbarten Kanälen nicht gegenseitig stören (Abb. 2.3). An diesen Idealfall kommt man in der Praxis nicht heran, weil einerseits eine exakte Begrenzung der Bandbreite des Senders nicht möglich ist und andererseits bestimmte Schmutzeffekte einen größeren Abstand erforderlich machen. Im Fall von HIPERLAN beträgt das Kanalaraster $\Delta f = 23,5294$ MHz. Einer dieser Effekte ist das Rauschen, speziell das Phasenrauschen des Lokaloszillators, durch den die Trägerfrequenz festgelegt wird. Phasenrauschen spiegelt eine Fluktuation der Momentanfrequenz des Oszillators wieder, d. h., im Spektrum zeigt ein Oszillator keine Linie, sondern einen Kegel (Abb. 2.4). Bei der Übertragung findet eine Multiplikation des Datensignals mit dem Oszillatorsignal statt. Durch das Phasenrauschen ist die Signalleistung des Oszillators im Abstand $\Delta f = 23,5294$ MHz von seiner Schwingfrequenz größer als Null. Dieser Signalanteil führt zu einer Verwischung des übertragenen bzw. empfangenen Signals. Rauschen verbreitert folglich

die benötigte Bandbreite bei gegebener Datenrate. Eine exaktere Darstellung der Verhältnisse erfolgt in Kapitel 3.

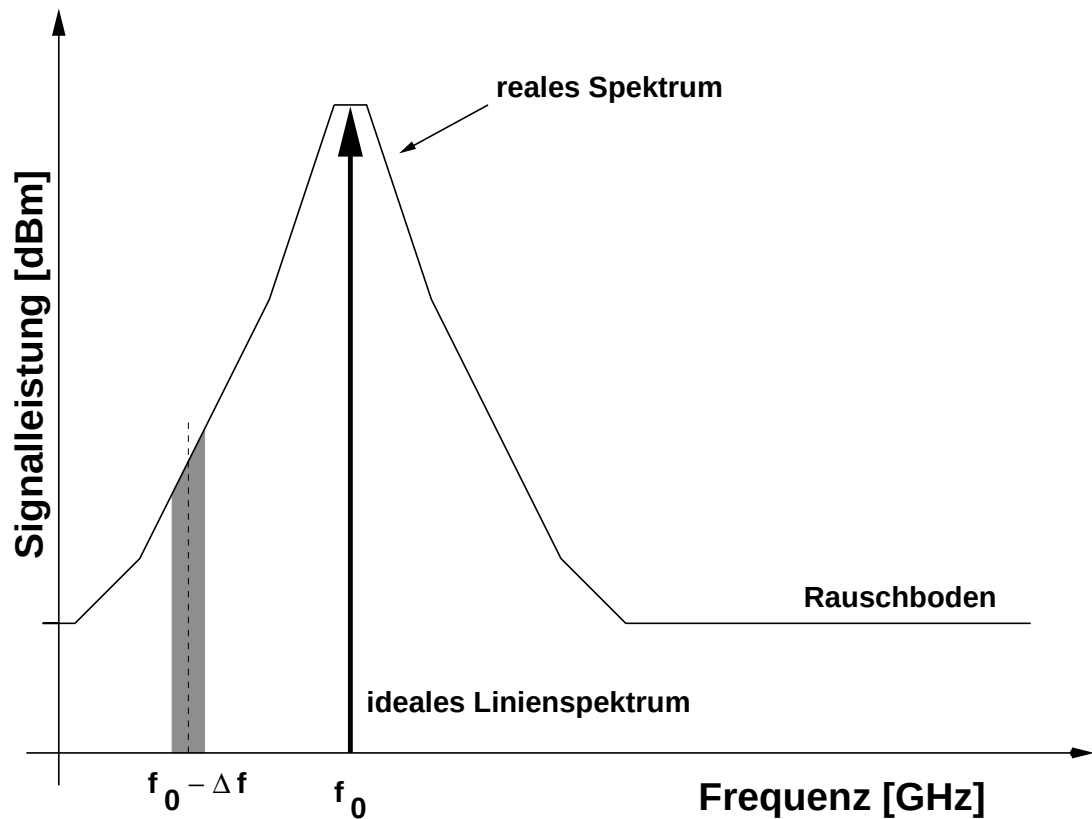


Abb. 2.4: Spektrum eines idealen und eines realen Oszillators

Um mehreren Nutzern quasi zeitgleichen Zugang zum Netz zu ermöglichen, kann man einen einzelnen Kanal zeitlich in Zeitschlitze (sog. slots) aufteilen. Je nach benötigter Datenrate kann man auch mehrere dieser Zeitschlitze bündeln. Aufgrund der Randbedingungen ist es nicht effektiv, diese Zeitschlitze sehr kurz zu machen, da einerseits die Netto-Datenrate sinkt (etwa wegen unvermeidbarer Einschwing- und Abklingzeiten, die nicht genutzt werden können), andererseits aber der Verwaltungsaufwand durch Zusatzinformationen, die zusammen mit den Daten übertragen werden müssen, steigt. Eine weitere Kapazitätssteigerung kann bei fester Datenrate auch erfolgen, indem die Kanalzahl erhöht wird. Dabei steigen die Anforderungen an die Hochfrequenzkomponenten des Sendeempfängers an. So muß die Verstimmbarkeit des Lokaloszillators hierfür vergrößert werden. In der Regel gibt es hier ein Limit von etwa 10% der Mittenfrequenz, welches zu einem guten Teil jedoch zur Kompensation von Produktionstoleranzen benötigt wird. Versucht man, deutlich über diesen Verstimmbereich hinauszukommen, erkaufte man sich dies in der Regel mit erheblich verschlechtertem Rauschverhalten oder deut-

lich größerer Verlustleistung. Eine große Kanalzahl erfordert auch breitbandigere Verstärker, so daß man entweder Abstriche im SNR in Kauf nehmen muß oder abstimmbare Filter benötigt. Ein Ausweg liegt in der Wahl eines höheren Frequenzbandes. Bei der gleichen relativen Bandbreite können bei höherer Mittenfrequenz mehr Daten übertragen werden. Die Chronologie der Funkübertragung zeigt einen mehr oder weniger monotonen Anstieg der Betriebsfrequenzen, angefangen beim Radio (LW/MW/UKW, < 110 MHz), weiter bei den Telephonbändern ([GSM](#) bei 900 MHz, [DECT](#) bei 1800 MHz, [GPRS](#), [UMTS](#) bei 2,0 GHz) bis hin zu Breitbandnetzen wie [HIPERLAN](#) (5,1-5,8 GHz, später 17 GHz).

Natürlich bringt auch die höhere Betriebsfrequenz Probleme mit sich. Neben der Grenzfrequenz der elektronischen Komponenten, die heute i. d. R. nicht mehr das Hauptproblem darstellt, sind Hochfrequenz-Effekte zu berücksichtigen. Diese Effekte beinhalten die Verbindungsleitungen zwischen Bauelementen, deren Einfluß in Form von Leiterbahnkapazitäten und -widerständen auf das Schaltungsverhalten zunehmend größer wird. Zusätzlich werden die Wellenlängen der Signale immer kleiner, so daß selbst innerhalb der integrierten Schaltung Phasenverschiebungen aufgrund der Leitungslängen berücksichtigt werden müssen. Daneben verliert das Basismaterial des [IC](#), das Siliziumsubstrat, bei hohen Frequenzen mehr und mehr seine Eigenschaft als isolierendes Trägermaterial, denn die Bauelemente werden kapazitiv durch das Substrat verkoppelt. Die Berücksichtigung dieser Effekte kann aufgrund der Komplexität nur durch die Unterstützung der Entwurfssoftware geschehen. Selbige hinkt allerdings der technischen Entwicklung hinterher, oder aber die Anforderungen an die Computer zur Simulation sind untragbar groß. Daher beruht ein guter Teil des analogen Schaltungsentwurfs auf Überlegungen und Erfahrungswerten, wodurch sich das Risiko eines teuren Designfehlers vergrößert.

Ein interessanter Seiteneffekt dieser Entwicklung ist die Verschiebung des Entwicklungsschwerpunktes bei neuen Halbleitertechnologien. Hat man sich lange Zeit nur darauf konzentriert, die sog. aktiven Bauelemente (die Transistoren) zu verbessern, passive Bauelemente (Widerstände und Kondensatoren) nur spärlich zu entwickeln und am Metallisierungssystem zugunsten einer schnellen und preiswerten Fertigung zu sparen, so kehren heute mehr und mehr auch diese Elemente in den Vordergrund [[9](#), [10](#), [11](#)]. Am deutlichsten wird dieser Trend an der integrierten Spule sichtbar, die es lange Zeit praktisch gar nicht gab, die inzwischen aber eine Schlüsselkomponente für integrierte Hochfrequenzschaltungen darstellt. Der Optimierung und Modellierung dieser Spulen ist ein eigenes Kapitel (Kapitel [8](#)) gewidmet.

Neben dem Versuch, Leitungs- und Substrateffekte besser zu modellieren und ihren Einfluß vorherzusagen, arbeitet man auch an technologischen Veränderungen, um den Einfluß dieser

Effekte zu reduzieren. So hat man lange Zeit benachbarte Transistoren nur durch ihre Sperrschichtkapazität gegeneinander isoliert (Abb. 2.5 links entspricht einer solchen Technologie, mit der auch die meisten der hier vorgestellten Schaltungen gefertigt wurden). Da Silizium eine relative Dielektrizitätskonstante von 12 hat, Siliziumdioxid jedoch von nur 4, ist es heute Standard, Transistoren mit sog. Shallow-Trenches zu isolieren (Abb. 2.5 rechts entspricht einer derartigen Technologie). Ein Shallow-Trench ist ein oxidgefüllter Graben um einzelne Transistoren, der die Koppelkapazität zwischen diesen reduziert. Sehr fortschrittliche Technologien verwenden SOI (Abb. 2.6), wodurch auch die Kapazität in das tiefer liegende Substrat deutlich reduziert wird. Neben dem hohen technologischen Aufwand und den damit verbundenen Kosten verursacht die völlige Isolation des Transistors jedoch u. U. auch neue Probleme. Denn so schön diese Isolation aus elektrischer Sicht ist, sie wirft ein thermisches Problem auf. Dies wird deutlich, wenn man sich den Zusammenhang zwischen elektrischer Leitfähigkeit und thermischer Leitfähigkeit vor Augen führt (z. B. im Vergleich zwischen Kunststoff und Metall). Eine hochintegrierte Schaltung mit SOI wird größere Probleme mit der Wärmeabfuhr (und damit auch der Zuverlässigkeit) haben als eine mit Shallow Trenches. Dies könnte bei der Integration von Leistungsverstärkern zum Problem werden.

Auch schaltungstechnisch bereiten moderne Transistoren oft Probleme. Neben der Notwendigkeit zur Reduktion der Betriebsspannung, die allerdings auch durch den Wunsch nach Batteriebetrieb getragen wird, führen Verzerrungen der Kennlinie im Durchbruchsbereich ebenso wie Kurzkanaleffekte und thermische Effekte im Kennlinienfeld dazu, daß einige Schaltungsarchitekturen neu überdacht werden müssen, weil bestimmte Effekte dort besonders stark zum tragen kommen, diese jedoch häufig nicht in der Simulation in Erscheinung treten [12]. Dies wird im Kapitel über Mischer (Kapitel 5) näher erläutert. Ein besonderes Dilemma ergibt sich durch die Wechselwirkung zwischen der Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung und der Transitfrequenz. Je schneller die Transistoren, desto niedriger ist die maximal erlaubte Betriebsspannung. Dies führt ebenfalls zuerst beim Leistungsverstärker zu Schwierigkeiten, beeinflusst jedoch auch das Verhalten anderer Schaltungsteile, weil z. B. die Linearität verschlechtert wird. Auch hier gibt es einen erheblichen Nachholbedarf auf der Seite der Modellierung, weil das am weitesten verbreitete Modell für Bipolartransistoren, das Gummel-Poon-Modell, den Durchbruch in keiner Weise berücksichtigt. Hier ist man beim Entwurf von Schaltungen wiederum darauf angewiesen, manuell und mit Hintergrundwissen zu arbeiten, damit die Schaltung nicht negativ durch diese Effekte beeinflusst wird. Im nächsten Abschnitt werden die Daten eines Transistors exemplarisch vorgestellt.

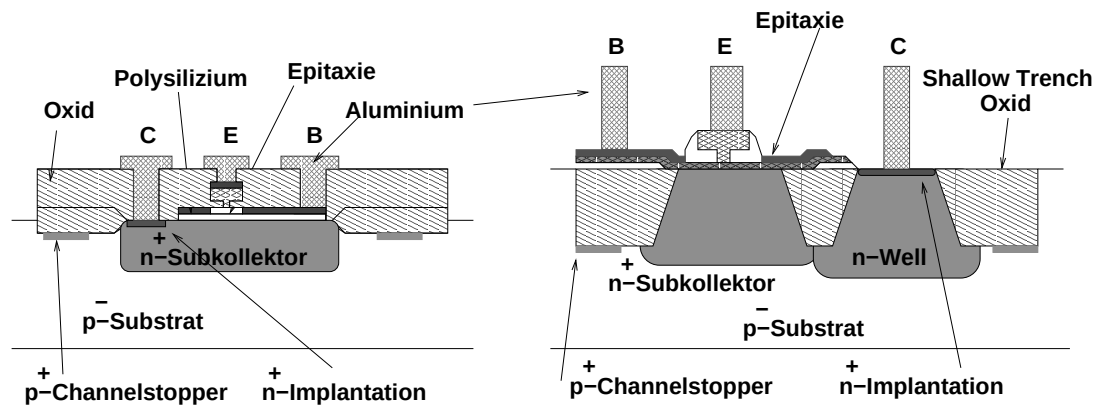


Abb. 2.5: Prinzipieller Aufbau eines Transistors in klassischer Technologie (links) und mit Shallow-Trenches (rechts)

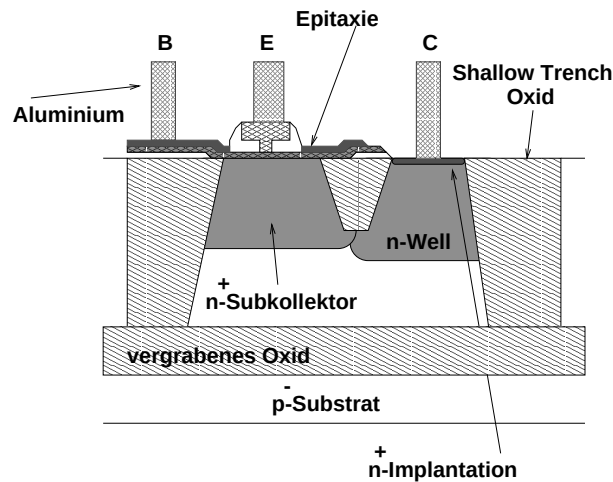


Abb. 2.6: Integrierte Schaltung in SOI-Technologie

2.7 Zugrundeliegende Technologie

Die hier vorgestellten Schaltungen sind im Rahmen des [BMBF](#)-Forschungsprojektes [LOTUS II](#)¹³ entstanden. Gegenstand von LOTUS II war die Entwicklung und Optimierung von [Si/SiGe-HBT](#)-Transistoren sowie deren Erprobung in konkreten Schaltungen. Die Motivation für das Projekt kam aus der Erkenntnis heraus, daß damals aktuelle Siliziumtechnologien für eine wachsende Zahl von Anwendungen nicht mehr geeignet erschienen [[13](#), [14](#), [15](#), [16](#), [17](#), [18](#)], alternative Technologien wie [GaAs](#) jedoch in der Massenproduktion zu teuer sind. Der Ansatz des Si/SiGe-HBT liegt darin, bestehende Siliziumtechnologien nur geringfügig zu modifizie-

¹³Low Temperature Ultra Scaling

ren, um mit preiswerten Fertigungsmöglichkeiten technisch bessere Transistoren zu erzielen. Die Hauptvorteile des HBT im Vergleich zu einfachen bipolaren Siliziumtransistoren liegen in der höheren Transitfrequenz f_T ¹⁴, dem niedrigen Basisbahnwiderstand und dem niedrigeren Rauschen. Nachteilig ist jedoch die im Vergleich zu GaAs niedrige Durchbruchspannung U_{CEO} ¹⁵, die in der Größenordnung von nur 3 V bei SiGe-HBTs liegt. Zudem weist das Ausgangskennlinienfeld eine Diskrepanz zwischen statischer und dynamischer Form auf, die durch thermische Effekte verursacht wird.

Gefertigt wurden alle hier vorgestellten Schaltungen mit dem SiGe-Prozeß des IHP, dem Institut für Halbleiterphysik in Frankfurt/Oder in Deutschland [19]. Der Prozeß war daraufhin optimiert, mit möglichst geringem zusätzlichem Aufwand schnelle Bipolartransistoren auf eine bestehende CMOS-Technologie aufsetzen zu können. In der ursprünglichen Fassung standen jedoch keine MOS-Transistoren zur Verfügung, sondern nur HBTs mit npn-Polarität. Daneben standen an passiven Bauelementen MIM-Kondensatoren und Widerstände aus polykristallinem Silizium zur Verfügung, letztere zunächst jedoch nur mit einem Schichtwiderstand von etwa $200 \Omega/\square$, was den realisierbaren Wertebereich der Widerstände einschränkte. Da der Schwerpunkt der damaligen Entwicklung bei den HBTs lag, mußten Varaktordioden mit Hilfe von Transistor-Sperrschichtkapazitäten realisiert werden. Geeignete Spulen standen ebenfalls nicht zur Verfügung, sondern mußten durch Modellerzeugung anhand geometrischer Beschreibungen erzeugt werden. Meßdaten dieser Spulen standen demnach erst nach der Realisierung der Schaltungen zur Verfügung. Der Prozeß hatte eine dreilagige Metallisierung. Da die Technologie jedoch nicht planar war, ist die Oxiddicke zwischen den Ebenen ausgesprochen dünn gewesen, so daß parasitäre Kapazitäten eine wichtige Rolle spielten. Die Dicke des obersten Metalls betrug ca. $2,1 \mu\text{m}$, die Höhe über dem Substrat $1,7 \mu\text{m}$.

In Abb. 2.7 ist ein dynamisch gemessenes Ausgangskennlinienfeld des Transistors „tr41“ zu sehen, der bis maximal 2,5 mA verwendbar ist. Gestrichelt eingezeichnet ist der Verlauf, wie er in etwa im statischen Fall zu erwarten wäre. Die Abweichung geht auf thermische Effekte zurück. Bei Strömen oberhalb von 2,5 mA sinkt einerseits die Stromverstärkung, andererseits auch die Transitfrequenz f_T . Letzterer Effekt ist beim HBT stark ausgeprägt, so daß man im Schaltungsentwurf eine gewisse Reserve zu diesem Wert einhalten sollte, zumal der maximale Strom temperaturabhängig ist.

Tabelle 2.1 zeigt einige SPICE-Parameter des Gummel-Poon-Modells. Auffällig sind hier

¹⁴Bei f_T wird die Stromverstärkung des Transistors 1

¹⁵ U_{CEO} bezeichnet die maximal zulässige Spannung zwischen Kollektor und Emitter bei offener Basis

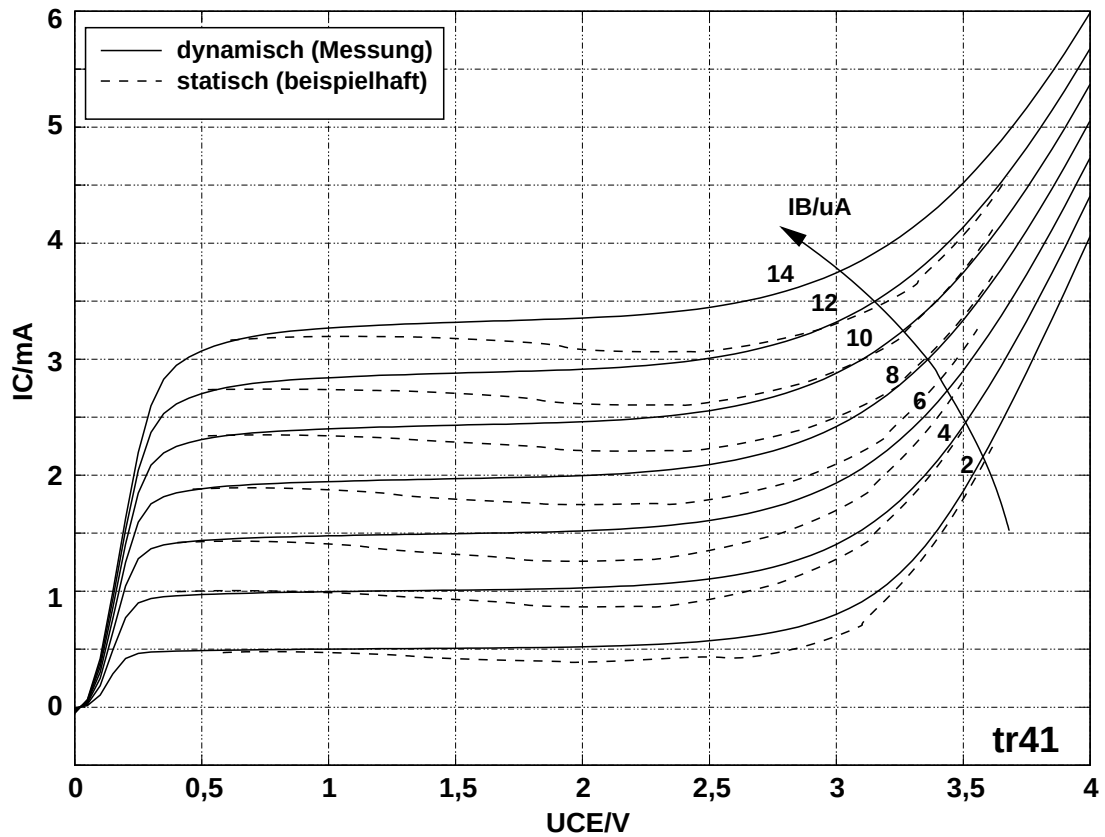


Abb. 2.7: Typische Ausgangskennlinie eines SiGe-HBT, statisch und dynamisch

der niedrige Basisbahnwiderstand R_B , der relativ hohe Kollektorwiderstand R_C , die hohe Kollektor-Substrat-Kapazität C_{jS} und der ungewöhnliche BE-Kapazitätskoeffizient $MJE = 0,145$.

Durch den Umzug des **IHP** in einen neuen Reinraum entfiel eine Zeit lang die Möglichkeit, Schaltungen zu realisieren, auf der anderen Seite bot die neu entstandene SiGe:C-Technologie¹⁶ erheblich mehr [20, 21]. Durch die Integration der HBTs in einen planaren $0,25 \mu\text{m}$ -CMOS-Prozeß mit vier Metallisierungsebenen standen nun MOSFETs zur Verfügung, und die Freiheitsgrade im Layout haben sich deutlich erhöht. Da neben MIM-Kondensatoren nun auch Poly-Si-Widerstände mit drei Schichtwiderständen zur Verfügung standen, ließen sich mit der neuen Technologie Widerstandswerte in einem deutlich größeren Wertebereich realisieren. Die durch Modifikation der HBTs mit Kohlenstoff entstandenen SiGe:C-HBTs sind nicht nur schneller geworden (derzeit $f_T \approx 55 \text{ GHz}$, $f_{max} \approx 90 \text{ GHz}$)^{17,18}, sondern weisen auch eine verbesserte Kennlinienform auf. Leider sind derzeit noch keine Schaltungen in dieser Technologie fertigge-

¹⁶Das C steht für Kohlenstoff

¹⁷ f_T : Transistfrequenz, dort wird die Stromverstärkung des Transistors eins

¹⁸ f_{max} :maximale Schwingfrequenz des Transistors

Tab. 2.1: Kenndaten eines SiGe-npn-Transistors (tr41)

Emitterfläche	4x(0,8x0,8) mm ²
Emitterstrom bei f_T, f_{max} bei $U_{CE} = 2$ V	2,6 mA
Transitfrequenz f_T bei $U_{CE} = 2$ V	50 GHz
max. Schwingfrequenz f_{max} bei $U_{CE} = 2$ V	45 GHz
Emitter-Sättigungsstrom	17,9 aA
Kleinsignal-Stromverstärkung β	165
Earlyspannung U_{Ea}	40 V
Basisbahnwiderstand R_B	50 Ω
Emitterwiderstand R_E	4,5 Ω
Kollektorwiderstand R_C	33 Ω
Basis-Emitter-Sperrschichtkapazität C_{jE}	16 fF, MJE = 0,145, VJE = 0,5 V
Basis-Kollektor-Sperrschichtkapazität C_{jC}	31 fF, MJC = 0,333, VJC = 0,75 V
Kollektor-Substrat-Sperrschichtkapazität C_{jS}	61 fF, MJS = 0,333, VJS = 0,75 V
Transitzeit τ_F	2 ps
CE-Durchbruchspannung bei offener Basis BV_{CEO}	2,7 V

stellt, so daß ein Vergleich mit der alten Technologie nur anhand von Simulationsdaten erfolgen kann.

Kapitel 3

Funkstandards am Beispiel HIPERLAN und IEEE 802.11a

Im folgenden sollen der [HIPERLAN](#)-Standard und der IEEE 802.11a-Standard vorgestellt und verglichen werden. Beide arbeiten im gleichen Frequenzband und unterscheiden sich hauptsächlich in der [MAC](#)¹-Ebene.

HIPERLAN ist untergliedert in mehrere Teilstandards, von denen HIPERLAN/1 und HIPERLAN/2 (kurz H/1 und H/2) kurzfristig Bedeutung erlangen können. Beide arbeiten im 5 GHz-Band. Der Grund für die Untergliederung liegt in der unterschiedlichen Ausrichtung hinsichtlich der Anbindung an andere Netzwerke. So dient HIPERLAN/1 der drahtlosen Übertragung von [Ethernet](#)-Paketen, während HIPERLAN/2 sich mehr an [ATM](#) anlehnt. Zudem ist die Netztopologie in beiden Fällen anders, weil unterschiedliche Nutzungsszenarien zugrundegelegt wurden [22, 23, 24, 25, 26]. HIPERLAN/3 ist im Gegensatz zu H/1 und H/2 nicht für mobile Geräte ausgelegt, daher kann es höhere Datenraten bewältigen. HIPERLAN/4 schließlich soll für stationäre Anwendungen bis zu 155 Mbit/s übertragen und bei 17 GHz arbeiten.

HIPERLAN, speziell HIPERLAN/2, bildet die Grundlage der hier vorgestellten Schaltungen. Im Laufe der Arbeiten an den Schaltungen ist die Standardisierung von HIPERLAN/2 ständig fortgeschritten, dennoch ist sie noch nicht vollständig abgeschlossen. Ebenso stehen noch Arbeiten an H/3 (auch HIPERACCESS genannt) und H/4 (HIPERLINK) aus.

IEEE 802.11 ist ein Standard, der ursprünglich bei 2,4 GHz angesiedelt war. Er wurde zunächst um den Standard IEEE 802.11b (Markenbezeichnung [WiFi](#)²) erweitert, der

¹MAC: Medium Access Control

²WiFi: Wireless Fidelity

ebenfalls in diesem Frequenzband arbeitet. Das [WECA-Forum](#)³ versucht derzeit, WiFi als Wireless-Ethernet-Standard zu etablieren. Die starke Nutzung dieses Bandes verhindert jedoch HIPERLAN-ähnliche Datenraten. Um mit geringem Aufwand höhere Datenraten anbieten zu können, wurde das Frequenzband des neuen IEEE 802.11a-Standards in das 5 GHz-Band gelegt. Da IEEE 802.11 bei 2,4 GHz bereits etabliert ist, hat es gegenüber HIPERLAN zunächst einen Vermarktungsvorteil. Die recht einfach gehaltenen Anpassungen an höhere Datenraten haben allerdings einen Preis, wie im folgenden erörtert wird.

Ogleich die werbewirksamen Parameter (etwa die maximale Datenrate oder die Reichweite) beider Standards fast identisch sind, unterscheiden sich IEEE 802.11a und HIPERLAN stark in ihren Qualitäten. Während beim 802.11a-Standard sowie bei HIPERLAN/1 eine direkte Punkt-zu-Punkt-Verbindung zwischen den Mobilstationen stattfindet (vgl. Abb. 2.1), wird bei H/2 die Kommunikation innerhalb einer Funkzelle von einem zentralen Zugangspunkt (Access Point, kurz AP) gesteuert (vgl. Abb. 2.2). Die Notwendigkeit eines AP und die hier vorgesehene Interoperabilität mit anderen Netzwerkstandards (ATM, Ethernet, IEEE 1394 etc.) zeigt, daß H/2 deutlich komplexer ist als 802.11a. Demnach ist für 802.11a ein niedrigerer Preis zu erwarten. Beide Standards ermöglichen eine maximale Nettodatenrate von 54 Mbit/s. Es stellt sich also die Frage, welchen Vorteil H/2 für den Anwender hat und wo H/2 ihn ausspielen kann. Diese Frage soll im Verlauf dieses Kapitels geklärt werden.

3.1 Parameter eines Funknetzwerks

Ausgehend von Shannon's Theorem der Übertragungskapazität soll kurz auf die Auslegung eines Netzwerks eingegangen werden, um den Zusammenhang einiger Parameter, z. B. Bandbreite und Reichweite, zu veranschaulichen.

Die Kanalkapazität C (in Bit/s) kann aus der zur Verfügung stehenden Bandbreite B (in Hz), der Signalleistung S und der Rauschleistung N (in W) ermittelt werden [27]:

$$C = B \cdot \log_2\left(1 + \frac{S}{N}\right) \quad (3.1)$$

Die Rauschleistung N im Kanal kann normalerweise aus dem vorherrschenden thermischen (weißen) Rauschen berechnet werden, wenn die Systemtemperatur T (in K) bekannt ist (k_B : Boltzmannkonstante):

$$N = k_B \cdot T \cdot B \quad (3.2)$$

³WECA: Wireless Ethernet Compatibility Alliance

Tab. 3.1: Rauschtemperatur von horizontal ausgerichteten Antennen [28]

Frequenz [GHz]	0,1	0,35	0,9	1,5-2,6	5-6	10	17	24	39	67
Rauschtemperatur [K]	1000	100	41	39	44	58	100	260	200	260

Wenn im Kanal nur atmosphärische Rauschquellen berücksichtigt werden und die Antennen horizontal ausgerichtet sind, ergibt sich im Frequenzbereich von ca. 1 bis 10 GHz ein absolutes Minimum der Systemtemperatur [28]. Tabelle 3.1 zeigt einige ausgewählte Rauschtemperaturen für diesen Fall. Interessant ist hierbei, daß Frequenzen im Bereich 10 bis 100 GHz deutlich höhere Systemtemperaturen aufweisen, die durch Wasserdampf (H_2O) und Sauerstoff (O_2) in der Atmosphäre verursacht werden. Das bedeutet, daß in diesem Bereich höhere Sendeleistungen zur Erzielung eines äquivalenten SNR erforderlich sind als bei 2,4 oder 5 GHz.

Auf dem Weg vom Sender zum Empfänger wird das Signal schwächer. Einerseits, weil die Sendeleistung sich auf einen größer werdenden Raum verteilt (die Feldstärke nimmt etwa proportional zu D^2 ab, wobei D die Distanz zum Sender ist), andererseits, weil dem Signal Dämpfung widerfährt. Für eine Sichtverbindung (line of sight, kurz LOS) im Freien gibt man folgenden Zusammenhang für die Dämpfung L (path loss) an (λ : Wellenlänge des Signals, mit der Lichtgeschwindigkeit c_0 und der Signalfrequenz f durch $c_0 = \lambda \cdot f$ verknüpft):

$$L = 20 \cdot \log_{10}\left(4\pi \frac{D}{\lambda}\right) \quad (3.3)$$

Um die Dämpfung in geschlossenen Räumen zu erhalten, ist obiger Ausdruck ab einer Distanz von ca. 30 m zu modifizieren. Man geht bei größeren Distanzen von einer Dämpfung von 30 dB/30 m aus [27].

Ein großes Problem bei der Funkübertragung in geschlossenen Räumen ist die durch Reflexionen verursachte Mehrfachübertragung. Je nach Laufzeitdifferenz der Signalwege tritt eine mehr oder weniger starke Auslöschung des Empfangssignals durch Interferenz auf. Diese Abschwächung wird durch eine „Abschwächungsreserve“ L_{fade} berücksichtigt, die in obiger Formel zu addieren ist.

Ein weiterer wichtiger Parameter ist das benötigte SNR, welches aus dem Ausdruck

$$SNR = \frac{E_b}{N_0} \cdot \frac{R}{B_T} \quad (3.4)$$

bestimmt werden kann [27]. Dabei ist E_b die zur Übertragung eines Bit notwendige Energie (in W), N_0 die Rauschleistungsdichte des Kanals (in W/Hz), R die Datenrate des Systems

(in Bit/s) und B_T die Systembandbreite (in Hz). Das benötigte SNR steht im Zusammenhang mit der Bitfehlerrate (BER). Übersteigt die BER ein gewisses Maß, so versagen Fehlerkorrekturmechanismen und eine erneute Übertragung von Datenpaketen ist erforderlich. Durch diese mehrfache Übertragung wird der effektive Netzwerkdurchsatz stark reduziert, zudem erfordert die Mehrfachübertragung zusätzliche Energie. Umgekehrt bewirkt eine Steigerung des SNR über ein gewisses Maß hinaus keine signifikante Verbesserung der BER mehr, so daß eine übermäßig große Sendeleistung ebenfalls keinen Gewinn bringt [29]. Das notwendige SNR hängt dabei vom Modulationsverfahren ab, so daß keine pauschalen Aussagen über die Größe gemacht werden können. Abb. 3.1 zeigt den Zusammenhang zwischen der relativen Energie pro Bit (E_b/N_0) und der BER für DQPSK-Modulation [27] bei $R = 2$ Mbit/s und $B = 2$ MHz (d. h. E_b/N_0 entspricht hier gerade dem SNR).

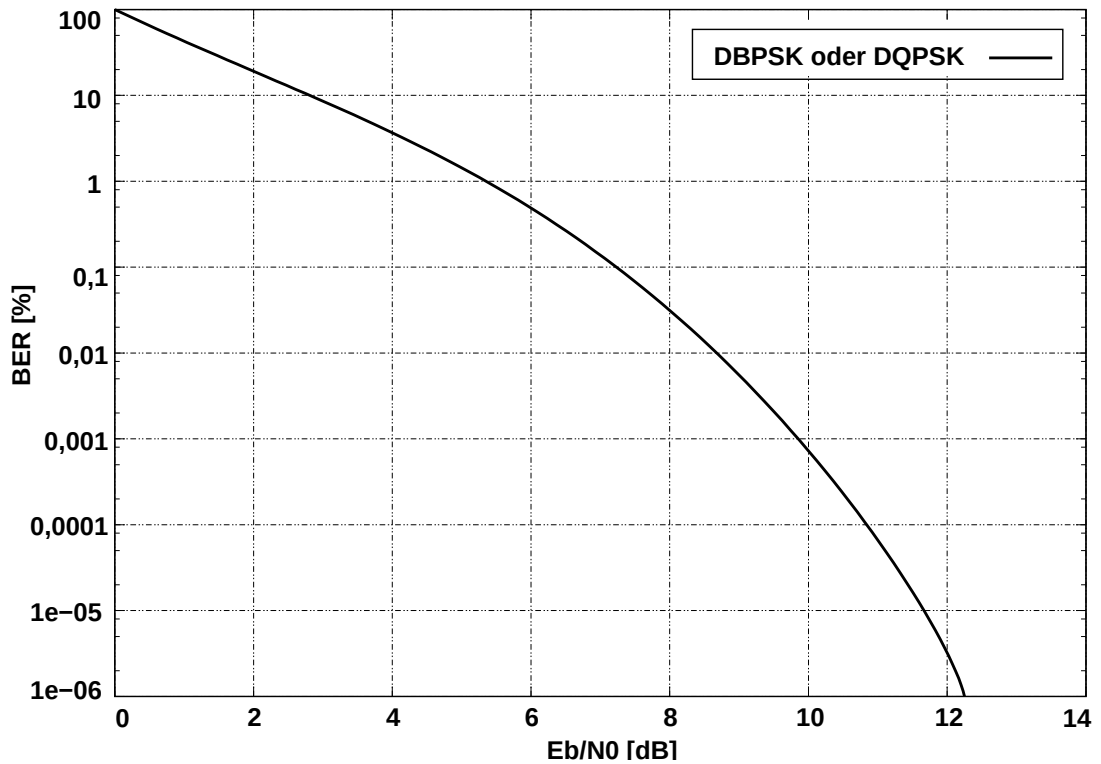


Abb. 3.1: BER über der relativen Energie pro Bit [27]

Um die benötigte Sendeleistung zu ermitteln, muß zunächst die Empfindlichkeit des Empfängers ermittelt werden. Neben dem SNR und dem Kanalrauschen N ist dazu dessen eigene Rauschzahl F_{RX} notwendig⁴ [27]:

$$P_{RX} = N + F_{RX} + SNR \quad (3.5)$$

⁴Der Einfluß (Dämpfung und Rauschen) des Duplexers entfällt hier aus Gründen der Übersichtlichkeit

Zusammen mit der Signaldämpfung und der Dämpfungsreserve ergibt sich hieraus die Sendeleistung:

$$P_{TX} = P_{RX} + L + L_{fade} - G_{TX} - G_{RX} \quad (3.6)$$

Die Größen G_{TX} und G_{RX} bezeichnen dabei den Antennengewinn auf der Sender- bzw. Empfängerseite. Im Normalfall kann der Gewinn mit 0 dB angesetzt werden, da der Anwender i. d. R. keine Justage einer Richtantenne in Kauf nehmen wird. In Abb. 3.2 ist der Zusammenhang zwischen der BER und der Sendeleistung für ein IEEE 802.11-Netzwerk mit 2 Mbit/s bei Anwendung von DSSS und DQPSK-Modulation gezeigt [27]. Zur Berechnung wurde eine Dämpfungsreserve von $L_{fade} = 30$ dB, eine Empfängerrauschzahl von $F_{RX} = 7$ dB, $G_{RX} = G_{TX} = 0$ dB Antennengewinn und $D = 30$ m Distanz in geschlossenen Räumen (entspricht $L = 80$ dB Dämpfung) bei $B = 2$ MHz Bandbreite zugrunde gelegt.

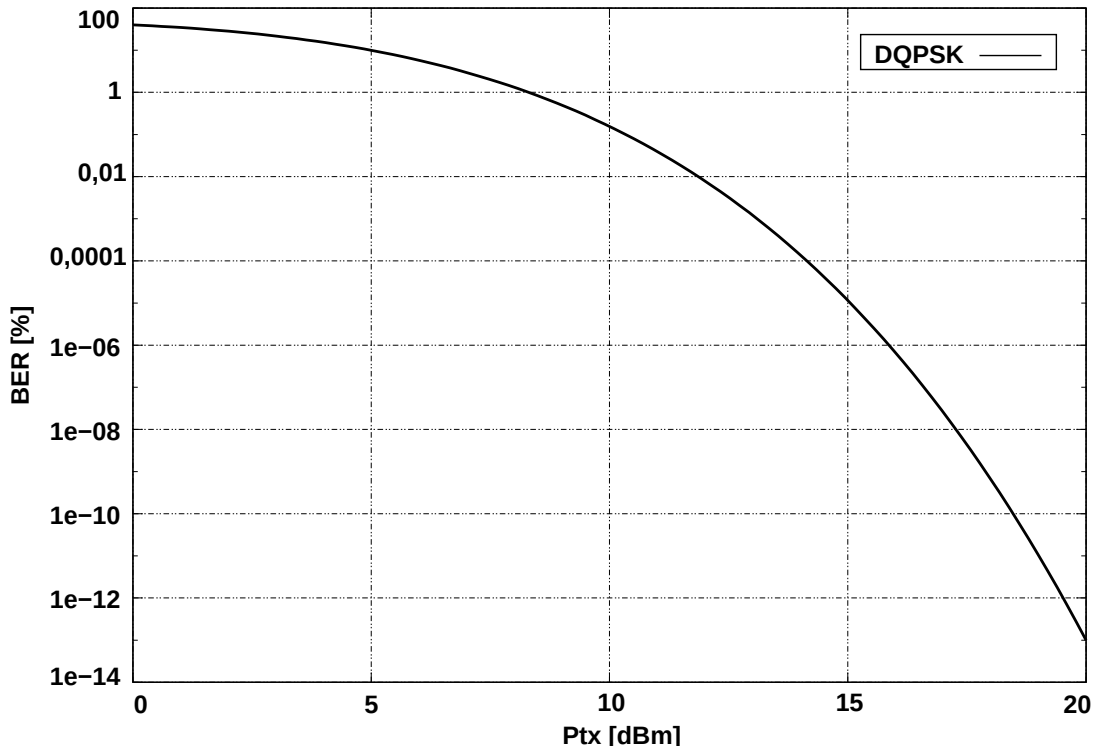


Abb. 3.2: BER über der Sendeleistung P_{tx} für IEEE 802.11 [27]. Szenario für 30 m Distanz in geschlossenen Räumen und 7 dB Empfängerrauschzahl

Um die optimale Sendeleistung zu ermitteln, kann man zunächst die im Idealfall zur Übertragung einer bestimmten Information benötigte Energie $E_{ideal} = P_{TX} \cdot T$ berechnen und diese mit Hilfe der Protokolleffizienz $\eta_{pr} = B_{gut}/B_{gesamt}$ in die minimal notwendige Sendeleistung $E_{real} = E_{ideal}/\eta_{Pr}$ inklusive Protokollinformationen umrechnen (T =Sendedauer in

s, B_{gesamt} =Summe aller gesendeten Daten, B_{gut} =Summe erfolgreich übertragener Nutzdaten). Dabei nimmt die Protokolleffizienz mit steigender Paketlänge zu, da mit derselben Menge an Zusatzinformationen mehr Nutzdaten übertragen werden. Allerdings steigt bei größer werdender Nutzerzahl die Häufigkeit von Kollisionen an, so daß zunehmend mehr Pakete wiederholt gesendet werden müssen.

3.2 Abstraktionsebenen

Ein Netzwerk wird üblicherweise im [ISO OSI-7-Schichten-Referenzmodell](#) beschrieben (Abb. 3.3) [30]. Dieses Schichtenmodell erlaubt einen hohen Grad an Abstraktion und Flexibilität, etwa die Trennung zwischen Treiberprogrammierung und Hardwareentwicklung oder die Interoperabilität zwischen verschiedenen Netzwerken. Es ist nicht zwingend, daß jedes Netzwerk jede der Schichten implementiert, es kann auch eine abweichende Funktionstrennung vollzogen werden. Es lassen sich jedoch in fast allen Netzwerken die wesentlichen Ebenen wiederfinden.

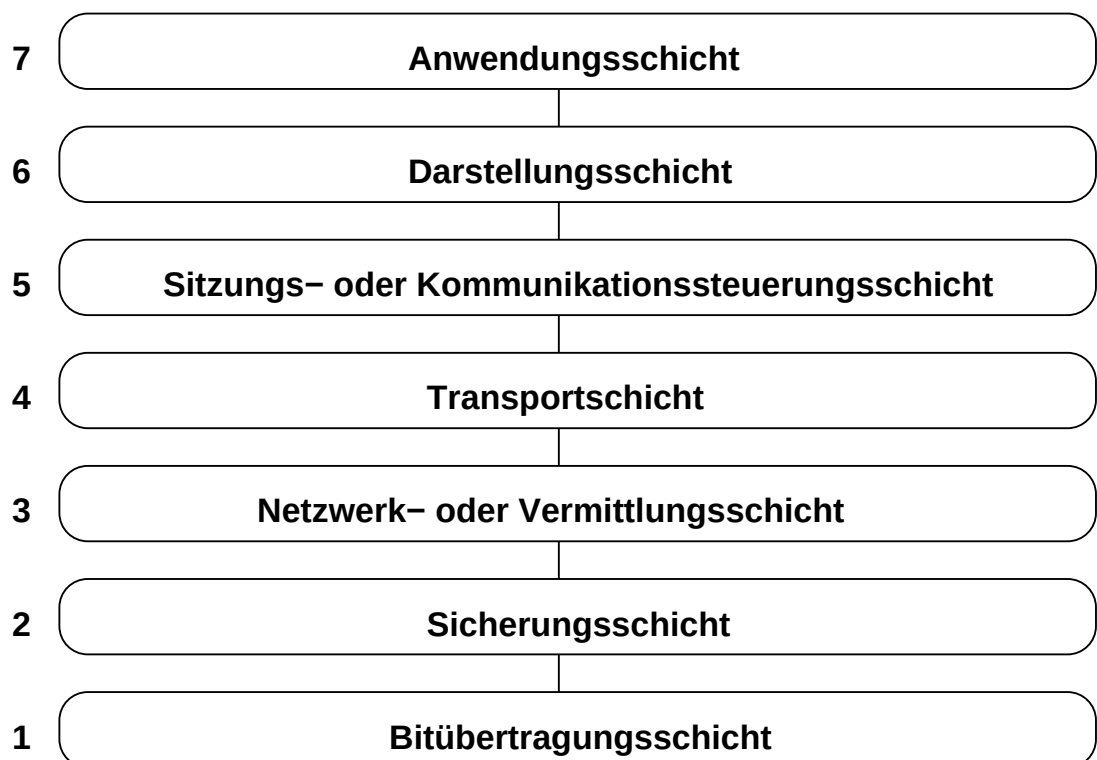


Abb. 3.3: Das OSI-7-Schichtenmodell nach ISO [30]

Auf der obersten und abstraktesten Ebene (Ebene 7), der Anwendungsschicht (applicati-

on layer), wird z. B. der Aufbau und das Lösen von Assoziationen vollzogen, die zwischen verschiedenen Anwendungsprozessen stattfinden [31]. Mit diesem Begriff bezeichnet man den Vorgang, bei dem eine Anwendung Ressourcen eines fremden Rechners anfordert oder freigibt⁵. Auf der darunterliegenden Ebene, der Darstellungsschicht (presentation layer), werden Anpassungen von Datenstrukturen vorgenommen. Dazu gehört Datenkompression ebenso wie z. B. Zeichensatzumsetzung. In der Sitzungs- oder Kommunikationsschicht (session layer) findet eine Dialogsteuerung statt, zudem wird der Datenaustausch synchronisiert. Die vierte Ebene oder Transportschicht (transport layer) sorgt für den netzwerkunabhängigen und gesicherten Transport von Daten zwischen zwei Prozessen. Dazu gehört neben dem Aufbau und Unterhalt der Verbindung auch das Verschachteln (Multiplexen), die Fehlerbehandlung und das Ordnen der i. d. R. paketerorientiert übermittelten Daten. In der dritten Ebene, der Netzwerk- oder Vermittlungsschicht (network layer) wird der Verbindungsaufbau zwischen verschiedenen Rechnern, das sog. routing, bewerkstelligt. Hierzu müssen u. a. Adressen bereitgestellt werden, Pakete vermittelt werden sowie der Verbindungsaufbau und -abbau durchgeführt werden (handshaking). Daneben liegt hier die Kontrolle über die Rücksetzung, Unterbrechung und Fehlererkennung während der Übertragung. Letztlich muß auch ein transparenter Datentransport ermöglicht werden, d. h., die Eigenarten der Netztopologie oder verschiedener Sicherungsschichten müssen angepaßt werden. In der Sicherungsschicht (data link layer) wird die Übertragung zwischen zwei Rechnern auf den einzelnen Teilstrecken des gesamten Übertragungsweges gesichert. Die wichtigsten Funktionen sind hierbei die Segmentierung bzw. die Zusammensetzung segmentierter Datenpakete sowie die Kontrolle und Behandlung von Fehlern. Diese Aufgaben können untergliedert werden in

- Medium Access Control (MAC): steuert den Zugriff auf das Übertragungsmedium und
- Logical Link Control (LLC): verwaltet die logischen Verbindungen, erkennt Fehler und steuert den Datenfluß.

Die Ebene 1, die Bitübertragungsschicht (physical layer, PHY) enthält die Definitionen des physikalischen Übertragungsmediums, also seine elektrischen, mechanischen und funktionalen Parameter; sie repräsentiert also das Übertragungsmedium. Zu den Diensten der Bitübertragungsschicht gehört die Übertragung von Daten sowie z. B. die Vorwärts-Fehlerkorrektur, aber auch die Messung der Übertragungsqualität.

⁵Bildlich wird z. B. ein Laufwerkssymbol für die Festplatte eines anderen Computers zugeordnet

Für die Leistungsfähigkeit eines Netzwerkes sind in erster Linie die beiden untersten Schichten maßgeblich. Sowohl der HIPERLAN- als auch der IEEE 802.11a-Standard beschreiben nur die Eigenschaften des MAC- und des PHY-Layers. Im folgenden soll daher näher auf sie eingegangen werden.

3.3 Bitübertragungsschicht

Da die Eigenschaften von H/1 und H/2 voneinander abweichen, sollen hier beide kurz gegenübergestellt werden.

Für HIPERLAN/1 ist in Europa das Band von 5,150 bis 5,30 GHz reserviert. In diesem Band sind 5 Kanäle im Abstand von 23,5294 MHz verfügbar (Tab. 3.2). In den USA sind die beiden oberen Kanäle nicht verfügbar, da nur der Frequenzbereich bis 5,25 GHz reserviert werden konnte⁶. Die maximale Datenrate pro Kanal beträgt 23,5294 Mbit/s. Dieser Wert beinhaltet allerdings auch alle für die Zustellung notwendigen Zusatzinformationen. Die maximale Nutzdatenrate beträgt 18 Mbit/s. Die Sendeleistung kann 10 mW, 100 mW oder 1 W betragen, was innerhalb geschlossener Räume eine Reichweite von 50 m bei maximaler Datenrate ermöglicht. Das Modulationsschema ist in diesem Fall **GMSK**. **GMSK** bietet nicht die höchste spektrale Effizienz, zeichnet sich aber durch eine konstante Amplitude des HF-Signals aus. Dadurch werden die Anforderungen an die Verstärker reduziert und der Wirkungsgrad des Sendeverstärkers kann erhöht werden. Bei schlechter Qualität des Übertragungsmediums kann das Netzwerk auch mit niedrigeren Datenraten betrieben werden. Der niedrigste Wert beträgt ca. 1,4706 Mbit/s und wird **FSK**-moduliert übertragen (Frequenzhub ± 368 kHz, max. 128 gleiche Bit dürfen aufeinander folgen). Innerhalb eines HIPERLAN-Netzwerks wird nur ein Kanal benutzt, es wird auch kein Gebrauch vom Frequenzsprungverfahren gemacht. Die Wahl des Kanals wird vom Netzwerk durch Messung der Übertragungsqualität vorgenommen. Für das Modulationsschema **GMSK** wird das Produkt aus Bandbreite und Bitdauer zu $BT = 0,3$ festgelegt. Bei maximaler Datenrate beträgt T etwa 42,5 ns, so daß die 3 dB-Bandbreite des **GMSK**-Filters ca. 7,1 MHz beträgt.

Simulationen des **H2GF** [33] haben ergeben, daß die Kapazität von HIPERLAN ausreicht, um folgende Dienste simultan anzubieten:

- 25 Audiokanäle mit 32 kbit/s und 10 ms Latenz

⁶In Japan heißt das 5 GHz-Projekt Multimedia Mobile Access Communication System (**MMAC**) [32]

Tab. 3.2: HIPERLAN/1-Kanalraster im 5,15-5,30 GHz-Band nach ETSI/BRAN

Kanalnummer	Mittenfrequenz	Verfügbarkeit
0	5,1764680 GHz	Europa/USA/Japan
1	5,1999974 GHz	Europa/USA/Japan
2	5,2235268 GHz	Europa/USA/Japan
3	5,2470562 GHz	nur in Europa
4	5,2705856 GHz	nur in Europa

- 25 Audiokanäle mit 16 kbit/s und 20 ms Latenz
- 1 Videokanal mit 2 Mbit/s und 100 ms Latenz
- 1 asynchroner Kanal zur Datenübertragung mit 13,4 Mbit/s

HIPERLAN/2 benutzt ein grundlegend anderes Verfahren zur Datenübertragung. Da mit zunehmender Datenrate die Symboldauer immer kürzer wird, steigt die Gefahr, daß Daten durch Interferenz oder Mehrwegeübertragung nicht korrekt übermittelt werden können. Wenn sich ein Radiosignal über zwei Wege ausbreitet, deren Länge sich um Δs unterscheidet, so ergibt sich über die Lichtgeschwindigkeit c_0 eine Laufzeitdifferenz von $\Delta t = \Delta s \cdot c_0$. Wenn wir eine bestimmte Bitdauer $T = 1/D$ (D = Datenrate) zugrundelegen und fordern, daß die Laufzeitdifferenz eines Signals max. 28,125% von T betragen darf, so erhalten wir einen Schätzwert, der grob mit der Obergrenze für die Größe der Funkzelle zusammenhängt. Bei der maximalen Datenrate von H/1, 23,5294 Mbit/s, beträgt $T = 42,5$ ns. Die nach unserer Forderung maximal erlaubte Differenz der Übertragungswege liegt somit bei ca. $\Delta t = 12$ ns bzw. $\Delta s = 3,6$ m. Dieser Wert kann in größeren Räumen bereits leicht erreicht werden. H/2 weist eine maximale Datenrate von 54 Mbit/s auf, der Wert von Δs sinkt bei gleichem Übertragungsschema folglich auf 1,6 m.

Damit der Einfluß von Mehrwegeausbreitung der angestrebten hohen Datenrate nicht im Wege steht, teilt man die Übertragung bei H/2 auf mehrere parallele Teilkanäle auf. Der H/2-Standard sieht insgesamt 52 Unterkanäle vor, von denen 48 zur Datenübertragung genutzt werden und vier für Synchronisationszwecke. Die Datenrate pro Unterkanal (subcarrier) beträgt nunmehr $54 \text{ Mbit/s} / 48 = 1,125 \text{ Mbit/s}$, der Grenzwert für Laufzeitdifferenzen steigt dadurch auf $\Delta t = 250$ ns, was einer Differenz der Übertragungswege von $\Delta s = 75$ m entspricht. Offensichtlich ist die Mehrkanalübertragung erheblich unempfindlicher gegenüber Störungen

durch Mehrwegeausbreitung. Dieses Verfahren wird als **OFDM**⁷ bezeichnet, es findet bislang Anwendung bei **ADSL**⁸ und **DAB**. Die Realisierung dieses Verfahrens ist deutlich aufwendiger als bei H/1, allerdings nicht in dem Maße, wie es zunächst erscheint. Die Bearbeitung der 48 parallelen Teilkanäle erfolgt in einem einzelnen Sendeempfänger (Transceiver), die Erzeugung und Auswertung der Teilkanäle wird von der Basisbandschaltung vorgenommen [34]. Beim Empfang wird das Signal mit 20 MHz abgetastet; durch Berechnung einer 64-Punkte-**FFT** lassen sich anschließend die spektralen Komponenten separieren. Damit dies funktioniert, müssen die Teilkanäle auf einem durch die FFT vorgegebenen Raster liegen, das in diesem Fall $\Delta f = B/N = 20 \text{ MHz}/64 = 312,5 \text{ kHz}$ beträgt. An den Rändern eines Kanals liegen folglich je sechs ungenutzte Teilkanäle, während im Inneren ein Bereich von 16,25 MHz mit relativ konstanter spektraler Leistungsdichte existiert. Die Durchführung der FFT benötigt 64 Abtastwerte, wodurch sich bei einer Abtastrate von 20 MHz die sogenannte Symboldauer von $3,2 \mu\text{s}$ ergibt.

Innerhalb der Teilkanäle müssen die Daten weiterhin konventionell moduliert werden. H/2 erlaubt verschiedene Modulationsverfahren, um die Übertragungsgeschwindigkeit an die Güte des Übertragungsweges anpassen zu können. Tabelle 3.3 zeigt die Verfahren und die damit erzielbaren Datenraten. Der Modus 7 mit 54 Mbit/s ist dabei ein optionaler Modus, der nicht von allen H/2-Geräten unterstützt werden muß. Bei schlechten Übertragungsverhältnissen ist es für eine bestimmte Übertragungsrate vorteilhafter, einen niedrigeren Modus mit hoher Auslastung zu betreiben, weil die Wahrscheinlichkeit von Neuübertragungen dadurch sinkt und der gesamte Netzwerkdurchsatz steigt [35]. Wird jeder Teilkanal 64QAM-moduliert⁹, ergeben sich $\log_2(64) = 6$ Bit pro Teilkanal, bei insgesamt 48 Datenträgern also in der Summe 288 Bit an Information pro Symbol bzw. pro FFT.

Da H/2 aufwendigere Modulationsschemata verwendet, ist eine effizientere Nutzung des Spektrums möglich. Trotz der gegenüber H/1 mehr als doppelt so großen Datenrate konnte der Kanalabstand auf 20 MHz reduziert werden. Diese Verbesserung muß allerdings mit schärferen Anforderungen an die Linearität der Verstärker und Mischer erkauft werden, insbesondere betrifft dies den Leistungsverstärker (power amplifier, PA), dessen Kompressionspunkt P_{-1} deutlich höher sein muß als die Sendeleistung¹⁰. Dieser Wert wird normalerweise auf Kosten

⁷OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplex

⁸Varianten der DSL-Technik werden derzeit für private Hochgeschwindigkeits-Internetzugänge eingeführt, z. B. als TDSL von der Deutschen Telekom AG

⁹64QAM löst je 8 Amplituden in I- und Q-Phase auf (Quadratur-Amplitudenmodulation)

¹⁰Dieser Abstand wird als back-off bezeichnet

Tab. 3.3: Modulationsverfahren in HIPERLAN/2 nach ETSI/BRAN

Modus	Modulation	Datenrate
1	BPSK	6 Mbit/s
2	BPSK	9 Mbit/s
3	QPSK	12 Mbit/s
4	QPSK	18 Mbit/s
5	16QAM	27 Mbit/s
6	16QAM	36 Mbit/s
7	64QAM	54 Mbit/s

des Wirkungsgrades verbessert.

Im europäischen Raum wurden zwei Frequenzbänder reserviert, in denen insgesamt 19 Kanäle zur Verfügung stehen. Das untere Frequenzband deckt sich mit dem von H/1 genutzten, allerdings ist schon aufgrund der unterschiedlichen Mittenfrequenzen keine Interoperabilität zwischen H/1 und H/2 vorhanden. Das obere Band erstreckt sich von 5,470 GHz bis 5,725 GHz. In den USA schließt sich dort das lizenzfreie Band von 5,725 GHz bis 5,825 GHz an, das von [U-NII](#) genutzt wird. Möglicherweise wird man dort ebenfalls H/2-Betrieb erlauben. Tabelle [3.4](#) zeigt die in Europa gültigen Kanäle. Die maximale Sendeleistung im unteren Frequenzband beträgt einheitlich 23 dBm [EIRP](#), im oberen Frequenzband 30 dBm EIRP mit Ausnahme des letzten Kanals, für den 23 dBm gelten. Damit eignet sich das untere Band überwiegend für Anwendungen in kleineren Zellen.

Die wesentlichen Kenndaten der Bitübertragungsschicht für die HIPERLAN-Familie sind in Tab. [3.5](#) dargestellt. Die dort aufgeführten Varianten H/3 und H/4 werden auch als HIPERACCESS bzw. HIPERLINK bezeichnet. Sie sind nicht für den mobilen Einsatz gedacht, sondern zur Unterstützung eines LAN oder WLAN durch hochbitratige Funkverbindungen. Der Wert für die maximale Datenrate bezieht sich auf die vom Standard vorgeschriebenen Modulationsverfahren. Bei H/2 gibt es eine optionale Datenrate von 54 Mbit/s unter Verwendung von 64QAM-Modulation, sofern der Hersteller dies implementiert. Die angegebenen Reichweiten beziehen sich auf hohe Datenraten. Bei 1 Mbit/s ist durchaus auch eine Reichweite von 800 m möglich [\[33\]](#).

Alle HIPERLAN/1-Geräte gehören einer bestimmten Leistungsklasse an. Der [ETSI](#)-Standard unterscheidet bei H/1 je drei Sender- und Empfängerklassen. Beim Sender gibt die

Tab. 3.4: HIPERLAN/2-Kanalraster nach ETSI/BRAN

unteres Band (5,15-5,35 GHz)			
Kanalnummer	Mittenfrequenz	Kanalnummer	Mittenfrequenz
36	5,180 GHz	40	5,200 GHz
44	5,220 GHz	48	5,240 GHz
⋮			
60	5,300 GHz	64	5,320 GHz
oberes Band (5,47-5,725 GHz)			
Kanalnummer	Mittenfrequenz	Kanalnummer	Mittenfrequenz
100	5,500 GHz	104	5,520 GHz
⋮			
132	5,660 GHz	136	5,680 GHz
140	5,700 GHz		

Klassifizierung die maximale Sendeleistung an, beim Empfänger die Empfindlichkeit (sensitivity). Die Empfindlichkeit ist als diejenige Eingangsleistung definiert, bei der unter ansonsten idealen Bedingungen gerade 10% der empfangenen Datenpakete fehlerhaft sind¹¹. Die definierten Sender- und Empfängerklassen zeigt Tab. 3.6. Eine hohe Senderklasse darf dabei nur mit einer gleichwertigen oder besseren Empfängerklasse kombiniert werden, d. h., ein C-Sender und ein A-Empfänger bilden keine erlaubte Kombination.

Die Möglichkeit der Leistungsanpassung soll einen möglichst störungsarmen und energiesparenden Betrieb ermöglichen, d. h., es ist ein Kompromiß zwischen Reichweite und Interferenz bzw. SNR zu finden. HIPERLAN arbeitet ohne Netzplanung oder explizite Administration, jedes Gerät muß diese Parameter folglich automatisch ermitteln und darauf reagieren können. Dies schließt auch die Wahl des Übertragungskanals ein. H/2-Geräte müssen die Amplitude des Empfangssignals im Bereich von -91 dBm bis -40 dBm in 1 dB-Schritten und bis -20 dBm in 2 dB-Schritten messen können¹². Damit eine netzwerkweite Entscheidung über den günstigsten Kanal getroffen werden kann, ist es zudem erforderlich, daß ein Gerät ein anderes auffordern kann, den Signalpegel auf einem anderen Kanal zu messen.

Bei H/2 werden derlei Klassen nicht unterschieden. Das Mobilgerät und der Zugangspunkt

¹¹Diese Bedingung ist leicht niederzuschreiben, aber schwer nachzuprüfen

¹²Die Angabe des Pegels erfolgt als SLN (Signal Level Number) im Bereich von 0 bis 63

Tab. 3.5: Übersicht über die HIPERLAN-Familie [36]

	H/1 HIPERLAN	H/2 HIPERLAN	H/3 HIPERACCESS	H/4 HIPERLINK
Trägerfrequenz	5 GHz	5 GHz	5 GHz	17 GHz
phys. Datenrate	23.5 Mbit/s	36 Mbit/s, optional 54 Mbit/s	48 Mbit/s	155 Mbit/s
Modulation	FSK,QPSK	BPSK,QPSK,QAM		
Netztopologie	dezentral	zentral	Punkt-zu-Punkt	Punkt-zu-Punkt
MAC-Verfahren	CSMA/CA	TDMA/TDD		
Mobilität	beweglich	beweglich	stationär	stationär
Antennen- charakteristik	omni	omni	Keule	gerichtet
Einsatzgebiet	innen/außen	innen/außen	außen	innen/außen
Reichweite	50-100 m	50-100 m	5 km	50-500 m
Betreiber	privat	privat/öffentl.	privat/öffentl.	privat
Geschwindigkeit	max. 36 km/h			
Backbone	LAN	B-ISDN, ATM	ATM	B-ISDN, ATM
Sendeleistung	< 1 W			
Verfügbarkeit	1998	2000	nach 2000	nach 2000

Tab. 3.6: Sender- und Empfängerklassen bei H/1 nach ETSI/BRAN

Senderklasse	Leistungsstufe	Ausgangsleistung EIRPEP
A	0	+10 dBm
B	0	+10 dBm
B	1	+20 dBm
C	0	+10 dBm
C	1	+20 dBm
C	2	+30 dBm
Empfängerklasse	Empfindlichkeit	
A	-50 dBm	
B	-60 dBm	
C	-70 dBm	

stimmen sich zu Beginn der Verbindung über ihre gemeinsamen Möglichkeiten ab¹³. Die Sendeleistung soll dabei in 16 Stufen von je 3 dB im Bereich von -15 dBm bis +30 dBm einstellbar sein. Die Mindestempfindlichkeit des Empfängers ist für die jeweilige Datenrate gemäß Tab. 3.7 festgelegt. Unterschiedliche Empfängerklassen werden bei H/2 nur hinsichtlich der *maximalen* Eingangsamplitude für 10% fehlerhafte Datenpakete unterschieden. Ein Klasse-1-Empfänger muß demnach mit -20 dBm arbeiten können, ein Klasse-2-Empfänger nur mit -30 dBm. Daß bei H/2 die maximale Eingangsleistung kritischer ist, hängt mit dem aufwendigen Modulationsverfahren zusammen.

Neben der Empfindlichkeit und Sendeleistung sind unerwünschte Emissionen ein wesentliches Kriterium für die Güte von Sendeempfängern, da diese nicht nur den Betrieb des eigenen Dienstes gefährden, sondern auch fremdartige Geräte stören können. Für einen HIPERLAN/2-Sender wird eine spektrale Maske (Abb. 3.4) definiert, unterhalb der sich alle im Sendebetrieb erzeugten Frequenzanteile im Bereich von 30 MHz bis 26,5 GHz bewegen müssen. Während inaktiver Phasen müssen alle Signale unterhalb von 1 GHz kleiner als -57 dBm sein (Meßbandbreite 100 kHz), oberhalb von 1 GHz kleiner als -50 dBm (Meßbandbreite 1 MHz). Für den Übergang vom inaktiven zum aktiven Betriebszustand und umgekehrt wird eine Anstiegs- bzw. Abfallzeit definiert. Diese beträgt jeweils 4 μ s, gemessen von -50 dBm bis zum Puls.

Ein Empfänger muß nicht nur Signale mit geringem Pegel rauscharm verstärken können, er

¹³Vergleichbar dem Verbindungsaufbau mit einem Modem

Tab. 3.7: Mindestempfindlichkeit des Empfängers bei H/2 nach ETSI/BRAN

Datenrate	minimale Eingangsleistung
6 Mbit/s	-85 dBm
9 Mbit/s	-83 dBm
12 Mbit/s	-81 dBm
18 Mbit/s	-79 dBm
27 Mbit/s	-75 dBm
36 Mbit/s	-73 dBm
54 Mbit/s	-68 dBm

Tab. 3.8: Nachbarkanalunterdrückung bei H/2 nach ETSI/BRAN

Datenrate	direkter Nachbar	entfernter Nachbar
6 Mbit/s	21 dB	40 dB
9 Mbit/s	19 dB	38 dB
12 Mbit/s	17 dB	36 dB
18 Mbit/s	15 dB	34 dB
27 Mbit/s	11 dB	30 dB
36 Mbit/s	9 dB	28 dB
54 Mbit/s	4 dB	23 dB

muß dies insbesondere auch in der Gegenwart starker unerwünschter Signale tun. Derartige Signale können von benachbarten HIPERLAN-Kanälen kommen, aber auch von weit entfernten Frequenzbändern. Zur Charakterisierung des Empfängers definiert man die Unterdrückungsanforderung für benachbarte (adjacent channel rejection) und nicht benachbarte Kanäle (non-adjacent channel rejection). Die vom Standard geforderten Werte hängen von der Datenrate ab, wie Tab. 3.8 zeigt.

Für Störsignale aus entfernten Bändern definiert man den Übersteuerungspegel (blocking level), bei dem die Empfindlichkeit des Empfängers durch Übersteuerung reduziert wird. Dieser Pegel wird ermittelt, indem je eine Störgröße aktiviert wird, die den Empfang des um 3 dB über der Mindestempfindlichkeit liegenden gewünschten Signals stört. Bei Erreichen des Schwell-

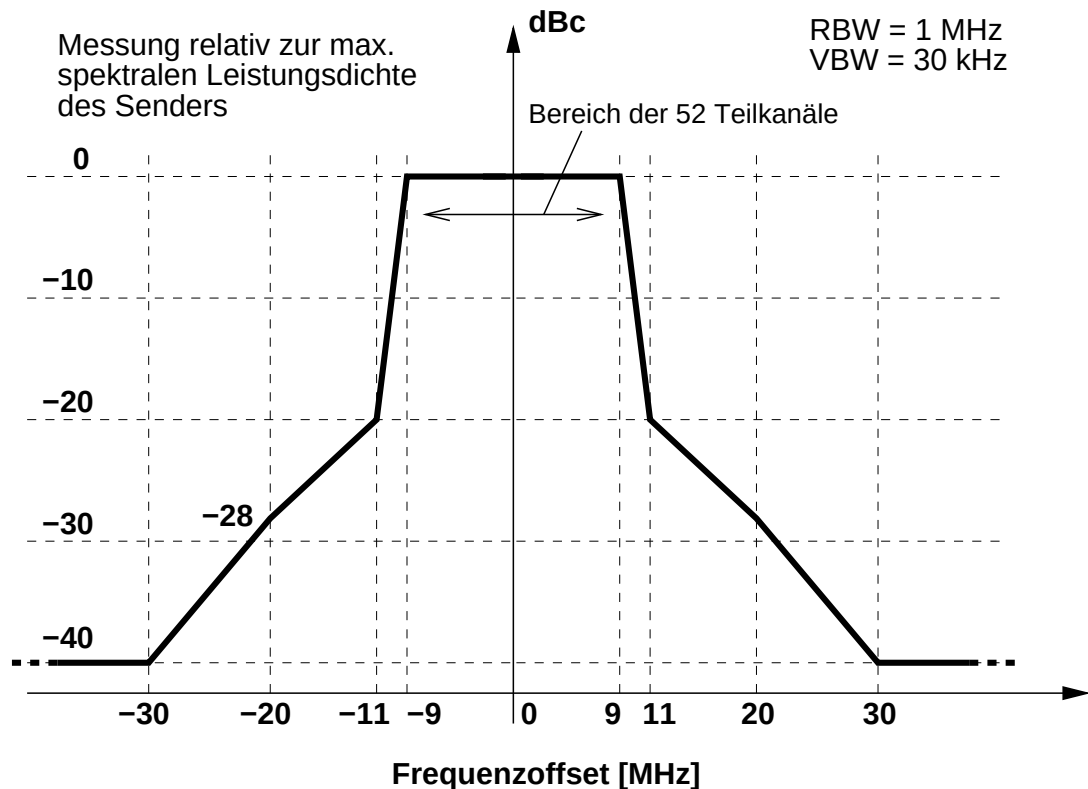


Abb. 3.4: Spektrale Maske für einen H/2-Sender nach ETSI/BRAN

wertes übersteigt der Anteil fehlerhaft empfangener Datenpakete¹⁴ 10%. Daneben ermittelt man die Spurensignalempfindlichkeit durch Aktivierung von je 10 Störsignalen bei reduziertem Pegel¹⁵. Die Anforderungen von H/2 zeigt Tab. 3.9. Die Tabellenwerte gelten für Frequenzen mit einem Abstand von mindestens 50 MHz zur Trägerfrequenz.

Tab. 3.10 zeigt eine Gegenüberstellung der Mitglieder der IEEE 802.11-Familie [36]. Die Netzwerktopologie ist dabei am ehesten mit der von HIPERLAN/1 zu vergleichen, es bestehen jedoch gegenüber HIPERLAN/1 einige Einschränkungen, die aus dem MAC-Layer resultieren. Im Gegensatz zu HIPERLAN verwenden IEEE 802.11 und IEEE 802.11b FHSS bzw. DSSS. Dies geschieht weniger aus Sicherheitsgründen denn aufgrund von Interferenzproblemen, da beide im ISM-Band arbeiten. Der IEEE 802.11a-Standard bei 5 GHz kann ebenso wie HIPERLAN darauf verzichten. Die IEEE 802.11-Familie ist nicht für mobile Nutzer ausgelegt, da keine ausgereiften Übergabemechanismen existieren. Die Anbindung an Ethernet ist nur für

¹⁴Leider wird im H/2-Standard keine Paketlänge vorgeschrieben, so daß die Ermittlung von konkreten Zahlen auf Annahmen beruhen müssen. Bei H/1 ist für diesen Test eine Paketlänge von 4160 Bit vorgeschrieben

¹⁵Es ist im ETSI-Standard TS 101475 unklar formuliert, ob gleichzeitig ein Übersteuerungssignal erlaubt ist. Da mit einem solchen keine klare Trennung zwischen blocking level und spurious response existieren würde, wird davon ausgegangen, daß er nicht erlaubt ist

Tab. 3.9: Übersteuerungspegel und Spurensignalempfindlichkeit bei H/2 nach ETSI/BRAN

Störfrequenz	Übersteuerungspegel	Spurensignalpegel
100 kHz-2,5 GHz	0 dBm	-20 dBm
2,5 GHz-4,5 GHz	-10 dBm	-40 dBm
4,5 GHz-7 GHz	-30 dBm	-40 dBm
7 GHz-13 GHz	-20 dBm	-40 dBm

Tab. 3.10: Übersicht über die IEEE 802.11-Familie [36]

	IEEE 802.11	IEEE 802.11b	IEEE 802.11a
Trägerfrequenz	2,4 GHz	2,4 GHz	5 GHz
Netztopologie	dezentral	dezentral	dezentral
Mobilität	unbeweglich	unbeweglich	unbeweglich
Antennen- charakteristik	omni	omni	omni
Einsatzgebiet	innen	innen	innen
Reichweite	50-100 m	50-100 m	50-500 m
Betreiber	privat	privat	privat
Backbone	Ethernet	Ethernet	Ethernet
phys. Datenrate	2 Mbit/s	11 Mbit/s	54 Mbit/s
Sendeleistung	< 1 W		

IEEE 802.11a sinnvoll, da die beiden anderen Standards eine Nettodatenrate von unter 5 Mbit/s bereitstellen. Dennoch versucht die [WECA](#), IEEE 802.11b unter dem Namen [WiFi](#) als Standard für drahtloses Ethernet zu etablieren. Angesichts der Vorteile von HIPERLAN/2, die aus der Robustheit des Modulationsverfahrens und der besseren MAC-Ebene herrühren, dürfte die IEEE 802.11-Familie keine langfristige Bedeutung mehr haben.

3.4 Sicherungsschicht

Der Sicherungsschicht (medium access control layer, MAC) kommt bei HIPERLAN/2 eine besondere Bedeutung zu. Einerseits ist eine intelligente MAC-Ebene für das Erreichen hoher Da-

tenraten notwendig, etwa zur Vermeidung von Kollisionen, andererseits ist das Übertragungsmedium Luft sehr unzuverlässig. Funkwellen im 5 GHz-Bereich verhalten sich z. T. wie Licht, d. h. es gibt starke Reflexionen und Dämpfung. Durch die räumliche Nähe mehrerer gleichzeitig sendender Stationen können Signale verzerrt werden. Gleichzeitig sind HIPERLAN/1 und HIPERLAN/2 mobile Netzwerkdienste, der Nutzer kann sich also während der Datenübertragung fortbewegen. All dies erfordert eine ständige Kontrolle der Übertragungsqualität sowie Mechanismen, um den Wechsel der Gegenstelle während des Betriebes (handover oder roaming) zu ermöglichen. Zudem kann das gesamte Netzwerk, das nur einen einzigen Kanal belegt, komplett auf einen anderen Kanal verlegt werden, wenn dies erforderlich ist. Diese Vorgänge geschehen ohne Zutun eines Nutzers oder Administrators automatisch.

H/1 arbeitet dezentral, kommt also ohne Zugangspunkt aus. Die Netztopologie kann dabei zellulär oder Punkt-zu-Punkt (peer-to-peer) sein. Im ersten Fall erkundet ein Mobilgerät seine Umgebung und ermittelt durch Messung der Signalqualität genau einen Partner, mit dem es kommuniziert. Dies ermöglicht den Betrieb der Geräte mit minimaler Sendeleistung. Zudem sinkt aufgrund der optimierten Empfangsverhältnisse die Fehlerrate, d. h., wiederholte Übertragungen werden vermieden. Da die Kommunikation mit einem anderen Gerät nur durch (ggf. mehrfache) Weiterleitung (forwarding oder multihop forwarding) erfolgen kann, sinkt in dieser Konfiguration der maximale Datendurchsatz pro Nutzer. Folglich ist diese Konfiguration für kleinere Netzwerke mit niedriger Auslastung geeignet. Bei größeren Netzwerken mit hohem Verkehrsaufkommen ist die Punkt-zu-Punkt-Verbindung (ad-hoc- oder auch peer-to-peer-Netzwerk) vorteilhafter. Hier können alle Geräte, die sich in Funkreichweite befinden, direkt miteinander kommunizieren. Der Vorteil, daß weniger Ressourcen für die Weiterleitung verloren gehen, wird mit der Notwendigkeit höherer Sendeleistungen zur Überbrückung größerer Distanzen und der höheren Wahrscheinlichkeit von Mehrfachübertragungen durch Übertragungsfehler erkaufte. Auch in der Punkt-zu-Punkt-Topologie kann das drahtlose Netzwerk größer werden als die Funkreichweite erlaubt. Durch die kontinuierliche Erkundung der Umgebung kann jede Station im HIPERLAN die Daten an entlegene Stationen weiterleiten. Dies ist ein großer Vorteil gegenüber der IEEE 802.11-Familie, die keinen Weiterleitungsmechanismus kennt. Dort ist die Größe des drahtlosen Netzwerks auf die Größe der Funkzelle begrenzt.

Da die Endgeräte weder bei HIPERLAN/1 noch bei IEEE 802.11a von zentraler Stelle koordiniert werden, muß ein Mechanismus gefunden werden, der einen reibungslosen Zugriff auf die spektralen Ressourcen ermöglicht. Das Verfahren [CSMA/CD¹⁶](#) bietet diese Möglich-

¹⁶CSMA/CD: Carrier Sense Multiple Access/Collision Detection

keit ohne großen zusätzlichen Aufwand und wird u. a. auch bei Ethernet für den Zugriff auf das Kabel angewandt. Ein Gerät mißt hierbei die Aktivität des Übertragungskanals, d. h. die Empfangsleistung auf der gewünschten Sendefrequenz, und beginnt im Falle der Nichtbenutzung mit der Übertragung eines Datenpaketes. Der korrekte Empfang des Paketes muß vom Empfänger quittiert werden, andernfalls muß er ggf. eine Neuübertragung anfordern. Im Falle mehrerer potentieller Sender kommt es in der Praxis regelmäßig zu Kollisionen. Kollision meint in diesem Zusammenhang, daß zwei oder mehr Mobilstationen zeitgleich den Kanal prüfen, für frei halten und mit der Datenübertragung beginnen. Die Überlagerung mehrerer Datenpakete verhindert den korrekten Empfang der Daten, alle Sender warten daher vergeblich auf die positive Empfangsbestätigung und versenden das Datenpaket erneut. Damit dieselbe Situation nicht immer wieder auftritt, muß jede Datenstation eine gewisse Zwangspause einhalten. Diese wird z. T. zufällig, z. T. aus vorangegangenen Datenpaketen ermittelt. Damit können nicht nur die Kollisionen aufgelöst werden, durch die Abhängigkeit von Informationen aus früheren Datenpaketen kann auch eine fortwährende Benachteiligung bestimmter Stationen verhindert oder eine bestimmte Qualitätsstufe (QoS) sichergestellt werden (s. u.).

CSMA/CD hilft offensichtlich im Umgang mit Kollisionen, kann diese jedoch nicht vermeiden helfen. Ab einer bestimmten Verkehrslast häufen sich daher die Kollisionen und durch verstärkte Neuübertragungen reduziert sich die effektive Übertragungskapazität. Das Netzwerk bricht unter der Last förmlich zusammen. Durch die Möglichkeit der Einflußnahme auf die Zwangspausen, die durchschnittliche Paketlänge und die Sendeleistung kann ein bestimmtes Leistungsprofil erstellt werden. Es ist z. B. möglich, das Netzwerk für maximalen Durchsatz oder für minimalen Energieverbrauch unter hoher Last zu optimieren. In [27] wird die Abwägung zwischen hoher Sendeleistung und Neuübertragung bei fester Datenrate für IEEE 802.11 untersucht. Ziel ist dabei, einen hohen Durchsatz mit minimalem Gesamtenergiebedarf zu erzielen. Für eine feste Paketlänge von 512 Byte und eine Datenrate von 2 Mbit/s zeigt die Abb. 3.5 die zur erfolgreichen Übertragung effektiv notwendige Leistung im Verhältnis zur minimalen Sendeleistung (ohne Mehrfachübertragung). Im linken Bereich fällt der Energiebedarf mit zunehmender Sendeleistung stark, weil durch das steigende SNR die Bitfehlerrate sinkt (vgl. Abb. 3.2). Ab einem bestimmten Wert steigt der Wert jedoch wieder an, weil keine weitere Verbesserung der BER mehr erfolgt. Eine weitere Steigerung der Sendeleistung führt somit lediglich zu einem erhöhten Stromverbrauch. Man kann ebenfalls erkennen, daß die minimale effektive Sendeleistung mit der Anzahl der im Netz vorhandenen Stationen wächst. Dies ist darauf zurückzuführen, daß die Wahrscheinlichkeit von Kollisionen mit der Zahl der Statio-

nen zunimmt. Das Verhältnis aus effektiver Sendeleistung zur tatsächlichen Sendeleistung kann dabei als Indikator für die Häufigkeit der Mehrfachübertragung angesehen werden. Man kann erkennen, daß die Anzahl der Mobilstationen kaum Einfluß auf die Position des Minimums hat. Ein anderes Optimum kann für die Paketlänge gefunden werden. Je größer die Pakete, desto geringer ist der Anteil der Zusatzinformationen an den Daten, das Verhältnis der Nutzinformationen an den gesamten übertragenen Daten wird also größer. Bei Auftreten von Kollisionen muß jedoch immer ein komplettes Paket neu gesendet werden, so daß lange Pakete bei starker Auslastung von Nachteil sind. Neben der Sendeleistung wird man also auch die Paketlänge dynamisch an die örtlichen Verhältnisse anpassen wollen.

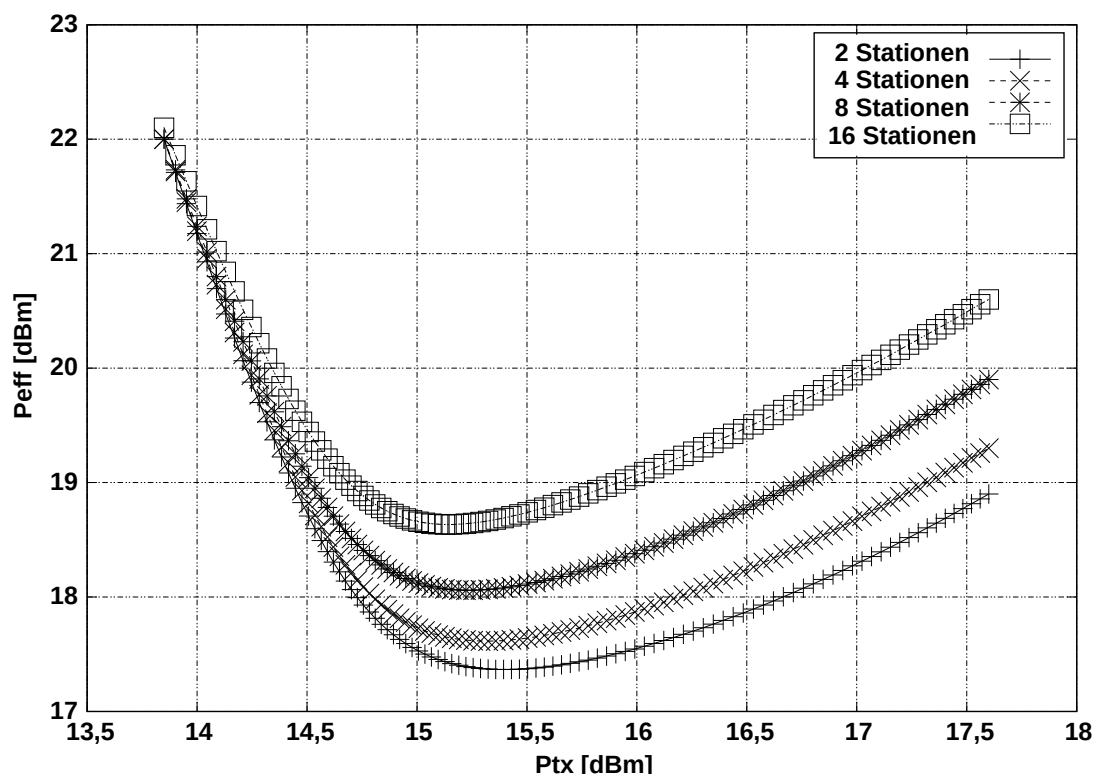


Abb. 3.5: Effektive Sendeleistung versus realer Sendeleistung bei IEEE 802.11 für 512 Byte Paketlänge bei einer Datenrate von 2 Mbit/s [27]

Ein deutlicher Unterschied in der Leistungsfähigkeit zeigt sich im Netzwerkdurchsatz als Funktion der Paketlänge [37]. Dieser Zusammenhang ist in Abb. 3.6 gezeigt. Zugrundegelegt wurde ein Netzwerk aus zwei Stationen, von denen eine ununterbrochen sendet, es treten folglich keine Kollisionen auf. Bei IEEE 802.11a ist speziell bei den höheren Bitraten eine starke Abhängigkeit des Durchsatzes von der Paketlänge zu sehen. Dies ist insofern bemerkenswert, als das MAC-Protokoll vom ursprünglichen Modus mit 2 Mbit/s übernommen wurde, bei dem

diese Abhängigkeit kaum vorhanden ist. Bei HIPERLAN/2 ergibt sich für jede Übertragungsrate eine obere und untere Schranke, die durch die Segmentierung in 48-Byte-Pakete in der Konvergenzschicht hervorgerufen wird. Selbst bei sehr kleinen Paketlängen übertrifft schon die untere Schranke den Durchsatz von IEEE 802.11a. Vor dem Hintergrund, daß gerade bei hoher Netzauslastung eher kleinere Paketlängen (512-1024 Byte) benutzt werden und die Zugriffskontrolle über den Access Point Kollisionen vermeiden hilft, ist für ein HIPERLAN/2-Netzwerk in der Praxis ein mehr als doppelt so hoher Durchsatz zu erwarten. Besonders ungünstig wirkt sich in IEEE 802.11 der Fall der „hidden terminals“ aus, das sind Stationen, die sich während des Betriebes aus der Funkreichweite bewegen. Die hierdurch verursachten Neuübertragungen führen zu einem Zusammenbruch des Netzwerkes schon bei Durchsatzraten zwischen 0,5 und 1 Mbit/s [38], d. h., die durchschnittliche Paketlaufzeit steigt exponentiell von wenigen Millisekunden auf einige zehn Sekunden. Im H/2-Netzwerk hingegen wird der Zugriff auf das Übertragungsmedium vom Access Point durch TDMA/TDD koordiniert, so daß Kollisionen weitgehend vermieden werden.

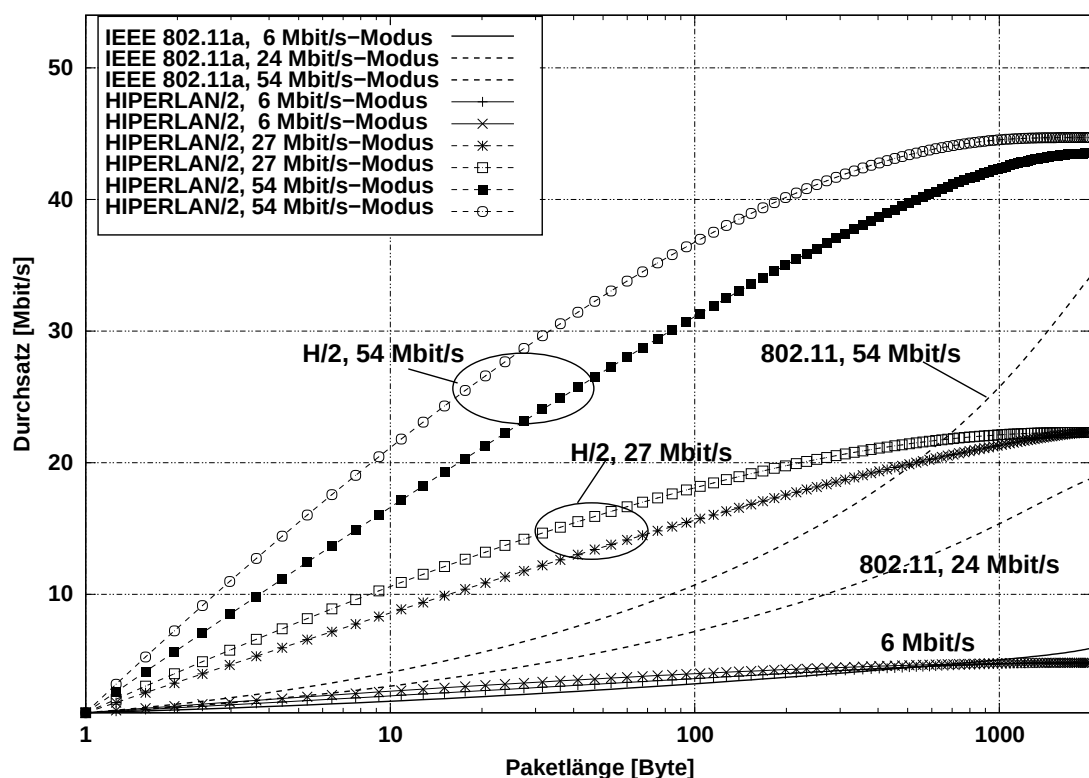


Abb. 3.6: Durchsatz bei IEEE 802.11a und HIPERLAN/2 [37]

Um größere Strecken zu überwinden, müssen Daten von anderen Mobilstationen weitergeleitet werden. Dies kann über mehrere Stationen hinweg geschehen (multihop forwarding).

Somit ist H/1 vorteilhaft für ad-hoc-Netzwerke, hat allerdings gegenüber H/2 Nachteile in der Übertragungsgeschwindigkeit und Netzkapazität, da die zentrale Verwaltung von H/2 Kollisionen weitgehend vermeiden kann. HIPERLAN benutzt für eine Verbindung einen einzelnen festen Kanal, dessen Frequenz jedoch dynamisch zugewiesen wird und die sich im Falle sich verschlechternder Übertragungsqualität auch ändern kann.

Ein weiteres wichtiges Merkmal der Sicherungsschicht ist die Bereitstellung von Qualitätsmerkmalen (Quality of Service, **QoS**). In Kapitel 2 ist diese Thematik bereits kurz angesprochen worden. QoS meint im weitesten Sinne eine Garantie über Bandbreite, Fehlerrate und Latenzzeit für eine Übertragung. Je nach Anwendung sind verschiedene Schwerpunkte erforderlich, wie die Übersicht in Tabelle 3.11 zeigt. Generell wichtig sind Sicherheitsaspekte, also Verschlüsselung und Authentifizierung. Daneben stehen Zuverlässigkeitsaspekte wie Ausfallsicherheit, Stabilität bei Vollast, Durchsatz (max. Nutzerzahl), Fairness (Prioritätsvergabemechanismen) sowie wirtschaftliche Aspekte (Verfügbarkeit, Plattformunabhängigkeit, Interoperabilität, Preis). Für die jeweilige Benutzung kommen spezifische Aspekte hinzu: Für eine FTP-Übertragung ist eine maximale Übertragungsrate wünschenswert, soweit sie den sonstigen Betrieb nicht stört. Wichtiger ist ein hundertprozentiger Fehlerkorrekturmechanismus, der den korrekten Dateitransfer sicherstellt. Bei der Übertragung einer Email spielt die Bandbreite nur eine untergeordnete Rolle. Audio- und Videoübertragungen (reiner Empfang) erfordern eine Mindestdatenrate. Hier ist es jedoch unwichtig, daß jedes Datenpaket fehlerfrei übermittelt wird, denn einzelne Knackser oder Bildfehler sind i. d. R. tolerierbar. Hingegen müssen Aussetzer im Bild und insbesondere im Ton vermieden werden, d. h. die Latenzzeit bei der Übertragung darf einen Maximalwert nicht überschreiten. In ähnlicher Form präsentieren sich Dialogsysteme, also Telephon- und Videokonferenzsysteme. Für diese gelten verschärfte Anforderungen an die Latenzzeit, damit die Kommunikation nicht durch lange Antwortzeiten gestört wird.

3.5 Bestimmung wichtiger Schaltungsparameter

Aus den in diesem Kapitel gesammelten Informationen lassen sich einige Kenngrößen ableiten, die HIPERLAN/2-Schaltungen erfüllen müssen. Diese Kenngrößen sollen in diesem Abschnitt zusammengetragen werden.

Wie in Kapitel 3.1 erläutert wurde, besteht ein Zusammenhang zwischen dem Signal/Rausch-Verhältnis und der Bitfehlerrate. Wenn wir einen hohen Netzwerkdurchsatz wol-

Tab. 3.11: Übersicht über QoS-Anforderungen

Szenario	QoS-Bedarf
genereller Netzbetrieb	Sicherheit, Authentifizierung, Kosten, Durchsatz, Interoperabilität, Plattformunabhängigkeit, Verfügbarkeit, Ausfallsicherheit, Stabilität, Fairness
asynchrone FTP-Datenübertragung	hohe Bandbreite, Fehlerkorrektur
Email	Fehlerkorrektur, Empfangsbestätigung
asynchrone Video- und Audio	Mindestbandbreite, maximale Latenzzeit, max. Fehlerrate
synchrone Sprachübertragung	quasi-Vollduplex, d.h. max. Latenz, max. Fehlerrate

len und eine dem Standard genügende Übertragung eines 2 KByte langen Paketes fordern¹⁷ (Paketfehlerrate $PER < 10\%$), so beträgt die maximale Bitfehlerrate $BER = PER / (2048 \cdot 8) = 6,1 \cdot 10^{-6} = 0,0006\%$ ¹⁸. Für DBPSK-Modulation ergibt das gemäß Abb. 3.1 ein minimales SNR von ca. 10 dB (9,4 dB bei 520-Byte-Paketen).

Für die höchste Datenrate von 54 Mbit/s läßt sich die benötigte Eingangsempfindlichkeit des Empfängers ermitteln. Gemäß Tabelle 3.7 muß der Empfänger bei einer Eingangsleistung von -68 dBm (entspricht 89 μ V an 50 Ω) eine Paketfehlerrate von max. 10% erzielen. Gemäß Formel 3.2 und Tabelle 3.1 beträgt die Rauschleistung eines H/2-Kanals mit $B = 20$ MHz und $T = 44$ K ca. $N = -109$ dBm. Nach Formel 3.5 kann so die **maximale Rauschzahl F_{RX} des Empfängers** ermittelt werden, sie beträgt für eine Paketlänge von 2 KByte rund 31 dB. Bei der niedrigsten Datenrate beträgt die minimale Eingangsleistung -85 dBm (12,6 μ V an 50 Ω), was einer maximalen Empfängerrauschzahl von 14 dB entspricht. Dieser Wert ist folglich der schärfere und muß von allen H/2-Geräten eingehalten werden. Wenn wir statt der atmosphärischen Rauschtemperatur die Umgebungstemperatur (300 K) heranziehen, etwa, um Einflüsse des Gebäudes zu berücksichtigen, so sinkt die maximale Rauschzahl um 8 dB auf **6 dB bei 6 Mbit/s**. Dieser Wert ist schwer erreichbar, so daß man in der Praxis u. U. auf kürzere Paketlängen ausweichen muß. Die längste Präambel (16 μ s) entspricht bei niedrigster Datenrate 96 Bit. Für eine Nutzlast von 48 Byte ergibt sich eine minimale Paketlänge von 480 Bit und somit eine BER von maximal $2,1 \cdot 10^{-4} = 0,021\%$. Das erforderliche SNR sinkt damit auf 8,1 dB, so daß

¹⁷Bei H/1 werden ca. 0,5 kByte angesetzt (4160 Bit)

¹⁸Unklar ist jedoch, welche BER zu einer bestimmten Paketfehlerrate führt, da z. B. periodische Störer starken Einfluß auf die PER, aber nur schwachen Einfluß auf die BER haben

die maximale Rauschzahl des Empfängers auf 7,9 dB steigt.

Der **Dynamikbereich** des Empfängers ergibt sich nun aus der Spezifikation des maximalen Eingangspegels von -20 dBm (22,4 mV an 50 Ω) beim Klasse-1-Empfänger bzw. -30 dBm (7,1 mV an 50 Ω) beim Klasse-2-Empfänger zu 65 dB bzw. 55 dB. Dies entspricht einem Spannungsverhältnis von 1:1780 bzw. 1:560. Wenn wir annehmen, daß die analoge Signalverarbeitung mit Pegeln zwischen 25 mV und 250 mV zuverlässig arbeitet (die niedrigen Datenraten sind BPSK-codiert), so muß der Klasse-1-Empfänger Spannungsverstärkungen von $25 \text{ mV} / 12,6 \text{ } \mu\text{V} = 1984$ bis $250 \text{ mV} / 22,4 \text{ mV} = 11,2$ aufweisen, der Klasse-2-Empfänger von $25 \text{ mV} / 12,6 \text{ } \mu\text{V} = 1984$ bis $250 \text{ mV} / 7,1 \text{ mV} = 35,2$. Aufgrund der Vorschrift, daß Pegel bis -91 dBm gemessen werden müssen, liegt die kleinste zu messende Spannung in diesem Fall bei ca. 12,5 mV. Wenn sowohl der LNA als auch der Mischer zur Verstärkung beitragen, so kann aufgrund der Beziehung

$$G_{\text{gesamt}} = G_{\text{LNA}} \cdot G_{\text{Mischer}} \quad (3.7)$$

die minimal benötigte Verstärkung im Mischer erfolgen, d. h. die Konversionsverstärkung G_{Mischer} beträgt maximal 11,2 bzw. 21 dB für Klasse 1. Für den LNA ergibt sich folglich eine Verstärkung im Bereich 1 bis 177 bzw. 0 dB bis 45 dB. Da unser Modelldekode einen Dynamikbereich von 25-250 mV entsprechend 20 dB hat, muß der LNA wenigstens drei Verstärkungsstufen (z. B. 0, 22,5 und 45 dB) aufweisen. Dies kann z.B. durch zwei kaskadierte LNA geschehen, die jeweils einen schaltbaren Bypass besitzen. Dieser Fall ist in Abb. 3.7 gezeigt.

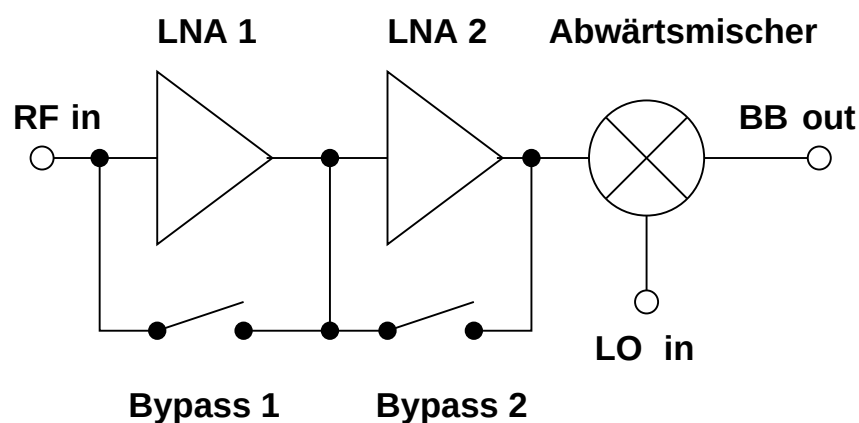


Abb. 3.7: Blockschaltbild des Empfängers mit zwei kaskadierten schaltbaren LNA

Für diese LNA-Mischer-Kaskade können nun die einzelnen maximalen Rauschzahlen ermittelt werden. Die Rauschzahl eines Systems drückt das Verhältnis des SNR am Eingang durch

das am Ausgang aus, d. h.

$$F = \frac{SNR_{ein}}{SNR_{aus}} \quad (3.8)$$

Die Rauschzahl F_{RX} des Empfängers kann ausgedrückt werden durch [39]

$$F_{RX} = 1 + (F_{LNA\ 1} - 1) + \frac{F_{LNA\ 2} - 1}{G_{LNA\ 1}} + \frac{F_{Mischer} - 1}{G_{LNA\ 1} G_{LNA\ 2}}. \quad (3.9)$$

Wenn wir annehmen, **LNA 1** habe eine **Rauschzahl von 3 dB** bei **22,5 dB Verstärkung** und LNA 2 eine von 6 dB bei gleicher Verstärkung, so resultiert daraus nach

$$F_{Mischer} = 1 + (F_{RX} - F_{LNA\ 1} - \frac{F_{LNA\ 2} - 1}{G_{LNA\ 1}}) \cdot G_{LNA\ 1} G_{LNA\ 2} \quad (3.10)$$

eine maximale Rauschzahl von $F_{Mischer} = 24,6\ dB$, wenn wir F_{RX} wie oben ermittelt mit 6 dB ansetzen.

Die **Linearitätsanforderungen an den Empfänger** können aus der maximalen Eingangsleistung sowie der maximal zulässigen Störsignale abgeschätzt werden. Großsignale außerhalb des Übertragungsbandes müssen durch Bandpaßfilter entfernt werden. Die schärfste Anforderung stellt der -10 dBm-Blocker bei 4,5 GHz, dessen Präsenz das Verhalten des Empfängers nicht beeinflussen darf. Innerhalb des Bandes ergibt die Nachbarkanalunterdrückung für 54 Mbit/s die schärfste Anforderung, sie beträgt 4 dB; d. h., daß im Abstand von 20 MHz zum gewünschten Empfangssignal ein Störsignal mit 4 dB höherer Amplitude anliegen darf, ohne daß die Paketfehlerrate¹⁹ über 10 % steigt. Der Eingangspegel des gewünschten Signals ist für diesen Test auf 3 dB über dem Minimum angesetzt, d. h. für 54 Mbit/s auf -65 dBm. Die Gesamtleistung entspricht dann -56,8 dBm

Für den Kompressionspunkt ist die maximal auftretende Eingangsleistung maßgeblich. Der maximale Empfangspegel beträgt -20 dBm. Gemäß Tabelle 3.8 dürfen benachbarte Kanäle bei 6 Mbit/s 21 dB stärker sein als der gewünschte, entfernte Kanäle sogar 40 dB. Daraus resultiert ein Pegel des gewünschten Kanals von -60 dBm und -39 dB für die Nachbarkanäle. Wenn sich schlimmstenfalls zwei direkte und zwei entfernte Kanäle mit diesen Pegeln überlagern, so kann sich durch Schwebung eine Maximalspannung von 50 mV bilden, die einer (momentanen) Eingangsleistung von -13 dBm entspricht. Wenn der **Kompressionspunkt eingangsseitig** zu $P_{-1\ dB,in} = -13\ dBm$ festgelegt wird, ist eine Beeinträchtigung der Empfindlichkeit durch Nachbarkanäle auszuschließen, sofern Störer außerhalb des Übertragungsbandes hinreichend

¹⁹Bei einer Paketlänge von 54 Byte

unterdrückt werden können²⁰. Bei einer Verstärkung von 22,5 dB folgt daher für den ausgangsseitigen Kompressionspunkt

$$P_{-1 \text{ dB,out}} = P_{-1 \text{ dB,in}} + G_{\text{LNA}} = +9,5 \text{ dBm} . \quad (3.11)$$

Die Eingangsimpedanz von 50 Ω sollte ebenfalls über einem Eingangsspannungsbereich von $\pm 50 \text{ mV}$ konstant bleiben, um Signalreflexionen zu vermeiden.

Für die Bestimmung des erforderlichen **Interceptpunktes** IP_3 ist es nützlich, sich die Leistungsbeziehungen eines nichtlinearen Verstärkers graphisch zu veranschaulichen. Trägt man im doppel-logarithmischen Maßstab die Ausgangsleistung erster (P_1) und dritter Ordnung (P_3) über der Eingangsleistung (P_{in}) auf, so ergibt sich das Bild zweier Geraden mit Steigung 20 bzw. 60 dB/Dekade (Abb. 3.8). Der Schnittpunkt beider Geraden wird als Intermodulations-Interceptpunkt dritter Ordnung IP_3 bezeichnet. Bezogen auf ausgangsseitige Leistungen kann er gemäß

$$IP_3 = \frac{P_1 - P_3}{2} + P_1 \quad (3.12)$$

berechnet werden, wobei P_1 und P_3 relativ leicht im Ausgangsspektrum meßbar sind²¹. Da wir zur Berechnung nur Eingangsleistungen haben, soll obiger Zusammenhang auf eine Verstärkung von 1,0 normiert werden, d. h. $P_1 = P_{in}$. Dadurch entfällt der Unterschied zwischen eingangs- und ausgangsseitigem IP_3 . Später kann der ermittelte IP_3 -Wert einfach um die Verstärkung G geändert werden, um den ausgangsseitigen Wert zu erhalten. Im untersuchten Fall haben wir einen gewünschten Kanal mit Leistung P_{DCP} sowie zwei Nachbarkanäle im Abstand B und $2B$, jeweils mit Leistung $P_{ACP} = P_{DCP} + BL$ (mit Blocking-Level $BL = 21 \text{ dB}$)²², wie es aus Tabelle 3.8 hervorgeht. Die linear verstärkten Ausgangsprodukte haben unterschiedliche Frequenzen, aber die Nichtlinearität dritter Ordnung verursacht Frequenzkomponenten bei $2f_1 - f_2$ bzw. $2f_2 - f_1$, d. h., die von den beiden Nachbarkanälen erzeugte Leistung P_3 überlagert sich mit dem linearen Anteil P_1 des gewünschten Kanals (die detaillierte Betrachtung dieser Zusammenhänge erfolgt in Kapitel 5).

Für maximale Eingangsleistungen, d. h. $P_{ACP} = -20 \text{ dBm}$ und $P_{DCP} = -41 \text{ dBm}$ ergibt

²⁰Der eigentliche Block-Test bzw. Spurensignaltest sieht Störsignale von max. je -30 dBm (-30 dBm-Blocker oder 10 Störer mit je -40 dBm) vor, was sich zusammen mit dem maximal zulässigen Eingangssignal zu -17,6 dBm addiert. Diese Anforderung erscheint mir nicht hart genug, da sie die Existenz von Nachbarkanälen neben zusätzlichen Störern vernachlässigt

²¹Sofern sie nicht von anderen Produkten, etwa solchen 5. Ordnung, überlagert werden

²²ACP: Adjacent Channel Power, DCP: Desired Channel Power

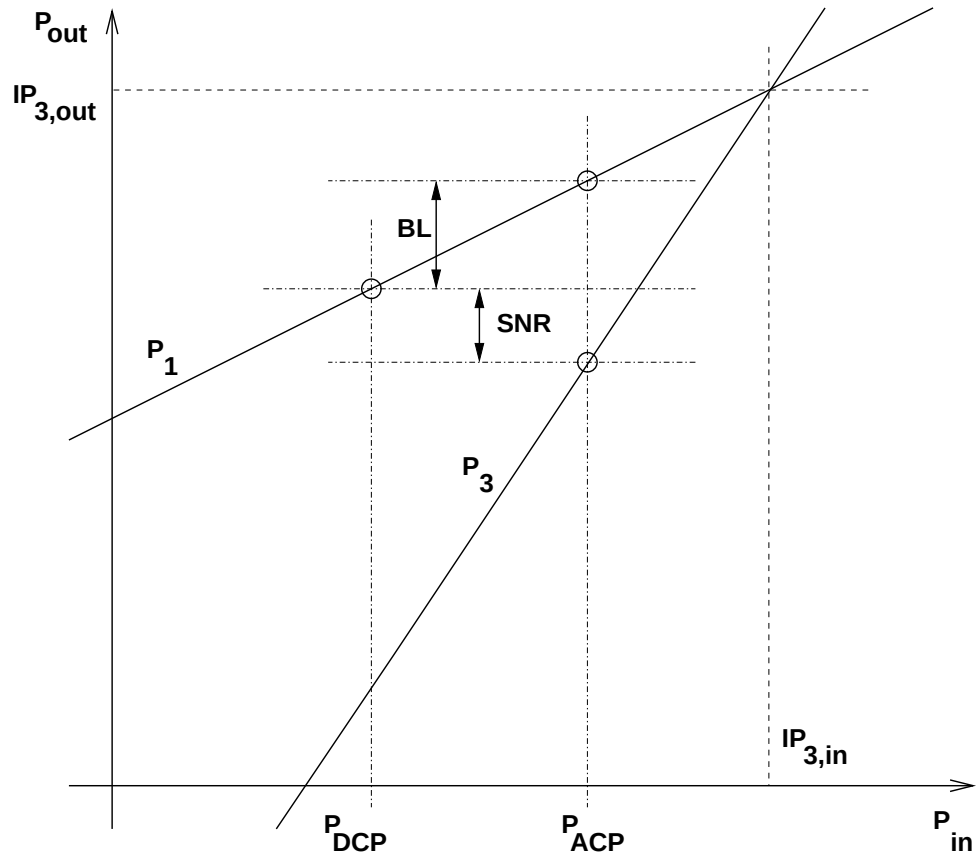


Abb. 3.8: IP_3 im Zusammenhang mit Blocker-Signalen

sich der worst-case-Fall²³, bei dem ein SNR von mindestens 9 dB gewährleistet sein muß²⁴:

$$\begin{aligned} P_{3,DCP} &= -(IP_3 - P_{1,DCP}) + IP_3 \\ &= 3P_{1,DCP} - 2IP_3 \end{aligned} \quad (3.13)$$

$$\begin{aligned} P_{3,ACP} &= -(IP_3 - P_{1,ACP}) + IP_3 \\ &= 3P_{1,ACP} - 2IP_3 \end{aligned} \quad (3.14)$$

$$\begin{aligned} SNR &= P_{1,DCP} - 3P_{1,ACP} + 2IP_3 \\ &= P_{1,DCP} - 3(P_{1,DCP} + BL) + 2IP_3 \\ &= 2IP_3 - 2P_{1,DCP} - 3BL \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow \\ IP_3 &= \frac{SNR + 3BL + 2P_{1,DCP,max}}{2} \\ &= -5 \text{ dB} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Da dieser IP_3 mit Mischprodukten von zwei Tönen bestimmt wurde, ist er als eingangsseitiger

²³Die maximal zulässige Eingangsleistung beträgt -20 dBm

²⁴Für kurze Pakete

$IP_{3,2-Ton}$ zu interpretieren. Für den ersten **LNA** mit 22,5 dB Verstärkung resultiert daraus die Forderung nach einem **Interceptpunkt** von

$$IP_{3,2-Ton,aus} = IP_{3,2-Ton,in} + G_{LNA} = +17,5 \text{ dBm} .$$

Wenn das Ausgangssignal des LNA ungefiltert auf den **Mischer** gegeben wird, so müßte dessen **Interceptpunkt** gemäß

$$\begin{aligned} IP_{3,2-Ton,aus,Mischer} &= IP_{3,2-Ton,aus,LNA} + G_{Mischer} \\ &= 17,5 \text{ dBm} + 21 \text{ dBm} = 38,5 \text{ dBm} \end{aligned} \quad (3.17)$$

38,5 dBm betragen. Ein derartig hoher Wert ist nur mit relativ großen Strömen erzielbar. Durch Filterung unerwünschter Komponenten kann dieser Wert entschärft werden. Ist das gewünschte Signal das einzige, das den Mischer passiert, und fordern wir einen Abstand der Intermodulationsprodukte dritter Ordnung zum Ausgangssignal von 40 dB, so läßt sich graphisch anhand Abb. 3.8 die Beziehung

$$IP_3 = P_{1,max} + \frac{SNR}{3} \quad (3.18)$$

ermitteln, die für eine maximale Ausgangsspannung von 250 mV bzw. +1 dBm auf ca. $IP_{3,2-Ton,aus} = +14,5 \text{ dBm}$ führt. Dieser Wert ist deutlich leichter erreichbar.

Aufgrund der aufwendigen Modulation muß der Leistungsverstärker bei H/2 eine höhere Linearität aufweisen als bei H/1 oder IEEE 802.11a. Der erforderliche Abstand (Reserve) zwischen der Ausgangsleistung und dem Kompressionspunkt P_{-1dB} , das sog. back-off, beträgt für H/2 zwischen 4 und 5 dB [35], was etwa 2-3 dB größer ist als bei Einträger-Modulationen. Da die Ausgangsleistung zwischen -15 dBm (entspricht 40 mV an 50 Ω) und +30 dBm (entspricht 7,1 V an 50 Ω) einstellbar sein muß, liegt der benötigte ausgangsseitige **Kompressionspunkt des Leistungsverstärkers** bei +35 dBm²⁵. Wenn der Aufwärtsmischer mit Ausgangspegeln von 39,8 mV bis 250 mV (-15 bis 1 dBm) arbeitet, so folgt aus dem Ausgangsleistungsbereich, daß die Spannungsverstärkung des Leistungsverstärkers zwischen 1 (0 dB) und 28,3 (29 dB) liegen muß. Soll der Leistungsverstärker eine feste Verstärkung von 20 dB haben, so muß der minimale Ausgangspegel des Aufwärtsmischers 1,4 mV betragen. Dies macht deutlich, daß Konversionsverstärkung²⁶ für den Aufwärtsmischer keine besonders relevante Größe ist. Die im H/2-Standard definierte spektrale Maske fordert, daß im inaktiven Zustand die Emissionen bis 1 GHz unterhalb -57 dBm (316 μ V an 50 Ω) liegen müssen, oberhalb von 1 GHz unter -50 dBm

²⁵Der Werk kann u. U. durch Vorverzerrung im DSP reduziert werden [40]

²⁶Über die Verwendung der Einheit dBm siehe auch Anhang C bzw. [41], Kapitel 23

(707 μV an 50 Ω). Die Anstiegs- und Abfallzeit der Ausgangsleistung soll unter 4 μs liegen, ein Mindestwert ergibt sich nur durch die unerwünschten Emissionen, die mit steileren Flanken einhergehen. Da die spektrale Maske einen Boden von -40 dBc relativ zur Ausgangsleistung definiert, beträgt die maximal erlaubte Störemission -10 dBm. Bei einer idealen Verstärkung des Leistungsverstärkers von 29 dB ergibt das einen maximalen Störpegel von -39 dBm am **Ausgang des Aufwärtsmischers** bei einem Ausgangssignal von 1 dBm. Gemäß

$$IP_{3,out} = \frac{P_1 - P_3}{2} + P_1 \quad (3.19)$$

(siehe Kapitel 5) läßt sich daraus der benötigte Intercept-Punkt bestimmen, da die Komponenten dritter Ordnung i. d. R. die stärksten Störsignale darstellen. Mit den oben genannten Werten beträgt der ausgangsseitige IP_3 21 dBm.

Um das untere 5 GHz-Band abzudecken, muß der **Lokalszillator** im Bereich von 5,18 bis 5,32 GHz **verstimmbar** sein. Da übliche Toleranzen der Kapazitäten bei ca. $\pm 20\%$ liegen, die Induktivität durch die lateral große Dimension jedoch gut bestimmt ist, ist eine Vergrößerung des Verstimmbereichs von $\pm 10\%$ (wegen $\omega = 1/\sqrt{LC}$) erforderlich, um Produktionstoleranzen aufzufangen²⁷. Für dieses Band ergibt sich demnach eine **Mindestverstimmbarkeit** von 170 MHz bzw. $\pm 1,62\%$. Das obere 5 GHz-Band erfordert Frequenzen von 5,50 bis 5,70 GHz und somit eine Verstimmbarkeit von 240 MHz bzw. $\pm 2,2\%$. Beide Werte für sich allein stellen keine allzu große Herausforderung dar. Wenn jedoch ein Oszillator beide Bänder abdecken soll, muß die Lücke zwischen diesen ebenfalls abgedeckt werden, so daß eine Verstimmbarkeit von 624 MHz bzw. $\pm 5,74\%$ erreicht werden muß. Dies gelingt bei üblichen LC-Oszillatoren nur mit erheblichen Anstrengungen und u. U. mit Einbußen im Rauschverhalten, wie in Kapitel 7 erläutert wird.

Die Anforderungen an das **Phasenrauschen $\mathcal{L}$ des Lokalszillators** müssen separat an den Empfänger- und Senderspezifikationen geprüft werden. Beim Empfänger verursacht das Phasenrauschen bei Anwesenheit eines benachbarten Störers eine Abschwächung der Empfindlichkeit bzw. Nachbarkanalübersprechen, da der Störer mit Rauschleistungsanteilen des LO gemischt wird und sich dem gewünschten Signal überlagert. Dieser Vorgang wird als reziproke Mischung bezeichnet, er ist in Abb. 3.9 veranschaulicht [42]. Nach Tabelle 3.8 muß der HIPERLAN-Empfänger mit einem Nachbarkanalpegel auskommen, der $ACP - DCP = 21$ dB über dem gewünschten Signal liegt (21 dBc). Die Kanalbreite beträgt 20 MHz, d. h., der Beginn des Nachbarkanals liegt in 10 MHz Offset. An dieser Stelle ist das Phasenrauschen am

²⁷Dabei wird angenommen, daß die Mittenfrequenz exakt getroffen wurde

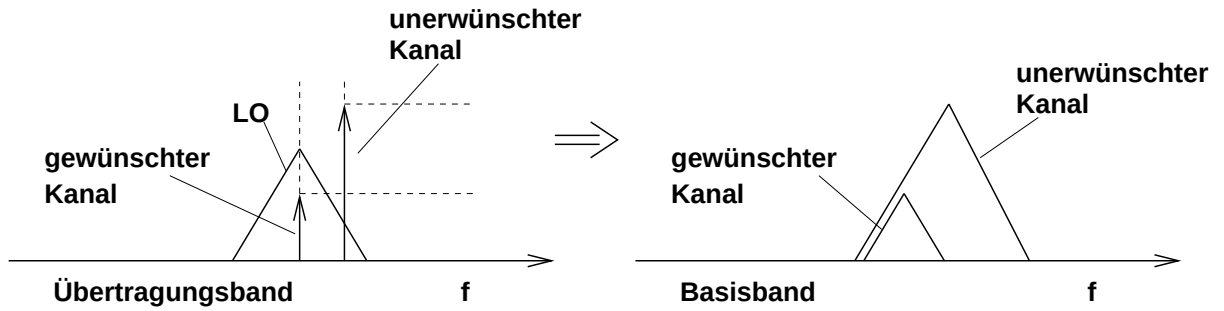


Abb. 3.9: Nachbarkanalübersprechen und Herabsetzung der Eingangsempfindlichkeit, verursacht durch Phasenrauschen des Lokaloszillators [42]

höchsten, daher soll es an dieser Stelle berechnet und über die Kanalbreite aufintegriert werden, um eine sichere Abschätzung zu bekommen. Für den übernächsten Kanal ergibt sich ein Abstand von 30 MHz und ein Nachbarkanalpegel von 40 dBc. Durch das Phasenrauschen soll ein SNR von 10 dB nicht unterschritten werden. Wir erhalten daraus folgende zwei Phasenrauschwerte:

$$\begin{aligned} \mathcal{L}\left(\frac{B}{2}\right) &= -\left(SNR + (ACP - DCP) + 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{B}{\text{Hz}}\right)\right) \\ &\Rightarrow \\ \mathcal{L}(10 \text{ MHz}) &= -(10 \text{ dB} + 21 \text{ dB} + 73 \text{ dB}) \\ &= -103 \text{ dBc/Hz} \quad \text{sowie} \end{aligned} \tag{3.20}$$

$$\begin{aligned} \mathcal{L}(30 \text{ MHz}) &= -(10 \text{ dB} + 40 \text{ dB} + 73 \text{ dB}) \\ &= -122 \text{ dBc/Hz} \end{aligned} \tag{3.21}$$

Auf der Senderseite ergeben sich Grenzwerte für das Phasenrauschen durch die im HIPERLAN-Standard definierte spektrale Maske (Abb. 3.4). Während im Nahbereich um den Träger Nichtlinearitäten zur Bildung der „Schulter“ im Bereich von 9 bis 20 MHz Offset verantwortlich sind, ist bei größeren Offsets eher das Phasenrauschen für die Emissionen verantwortlich. Die spektrale Maske ist für eine Meßbandbreite von $RBW = 1 \text{ MHz}$ angegeben, das Phasenrauschen wird daher über 1 MHz aufsummiert, wobei wieder der höchste Wert im Intervall verwendet wird, d. h. der Eckpunkt des Plateaus bei 30 MHz Offset wird mit dem Phasenrauschen bei 29,5 MHz bestimmt (vgl. [43]). Das Plateau wird durch die Erzeugung der 52 Unterkanäle gebildet, Daher muß für die Ermittlung des Phasenrauschens die Leistung wieder addiert werden:

$$\mathcal{L}(29,5 \text{ MHz}) = -(40 \text{ dBc} + 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{1 \text{ MHz}}{\text{Hz}}\right) + 10 \cdot \log_{10}(52))$$

$$\begin{aligned}
&= -(40 \text{ dBc} + 60 \text{ dB} + 17 \text{ dB}) \\
&= -117 \text{ dBc/Hz}
\end{aligned} \tag{3.22}$$

Diese Anforderung ist weniger scharf als die auf der Empfängerseite, so daß bei 30 MHz zunächst $\mathcal{L} = -122 \text{ dBc/Hz}$ bestehen bleibt. Eine weitere Abschätzung ergibt sich aus der Überlegung, daß der äußerste Pilotton 8,125 MHz von der Mittenfrequenz entfernt liegt. Die Nachbarkanalunterdrückung läßt einen um 21 dB stärkeren direkt benachbarten Störer zu, dessen Übertragungsband in 10 MHz Offset zur Mittenfrequenz liegt, d. h. in 1,875 MHz Abstand zum Pilotton. Wenn wir als obere Grenze das Phasenrauschen in diesem Abstand über die Bandbreite B des Kanals integrieren, so muß die Rauschleistung um das SNR von mindestens 10 dB unter dem Nachbarkanalpegel liegen (Abb. 3.10):

$$\begin{aligned}
\mathcal{L}(1,875 \text{ MHz}) &= -((ACP - DCP) + 10 \cdot \log_{10}(B)) + SNR \\
&= -(21 \text{ dB} + 73 \text{ dB} + 10 \text{ dB}) \\
&= -104 \text{ dBc/Hz}
\end{aligned} \tag{3.23}$$

Dieser Wert ist der schärfste der drei Abschätzungen und markiert damit den Zielwert für das **Phasenrauschen**. Für den übernächsten Nachbarn kann man analog $\mathcal{L}(21,5 \text{ MHz}) = -123 \text{ dBc/Hz}$ ermitteln, was keine weitere Verschärfung darstellt. Da diese Frequenz größer ist als die zu erwartenden $1/f$ -Eckfrequenzen, kann das Phasenrauschen bei anderen Frequenzen durch Extrapolation mit einer Steigung von 20 dB/Dekade bestimmt werden. Für eine Offsetfrequenz von 1 MHz ergibt sich folglich eine maximale Rauschleistungsdichte von

$$\mathcal{L}(1 \text{ MHz}) = \mathcal{L}(1,875 \text{ MHz}) + 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{1,875 \text{ MHz}}{1 \text{ MHz}}\right) = -98,5 \text{ dBc/Hz} \tag{3.24}$$

3.6 Fazit zu Kapitel 3

Im Verlauf des Kapitels wurde deutlich, daß nicht nur die elektrischen Spezifikationen die Geschwindigkeit eines Netzwerkes ausmachen, sondern mindestens ebenso stark die Ebene der Zugriffskontrolle, die sich in der Sicherungsschicht abspielt. Die evolutionäre Entwicklung der IEEE 802.11-Familie führt dazu, daß dieser Standard gegenüber HIPERLAN umso mehr verliert, je höher die angezielte Datenrate ist. Auf der anderen Seite ist festzuhalten, daß zur Erzielung der 54 Mbit/s bei HIPERLAN/2 ein beträchtlicher Aufwand getrieben wird. Insofern

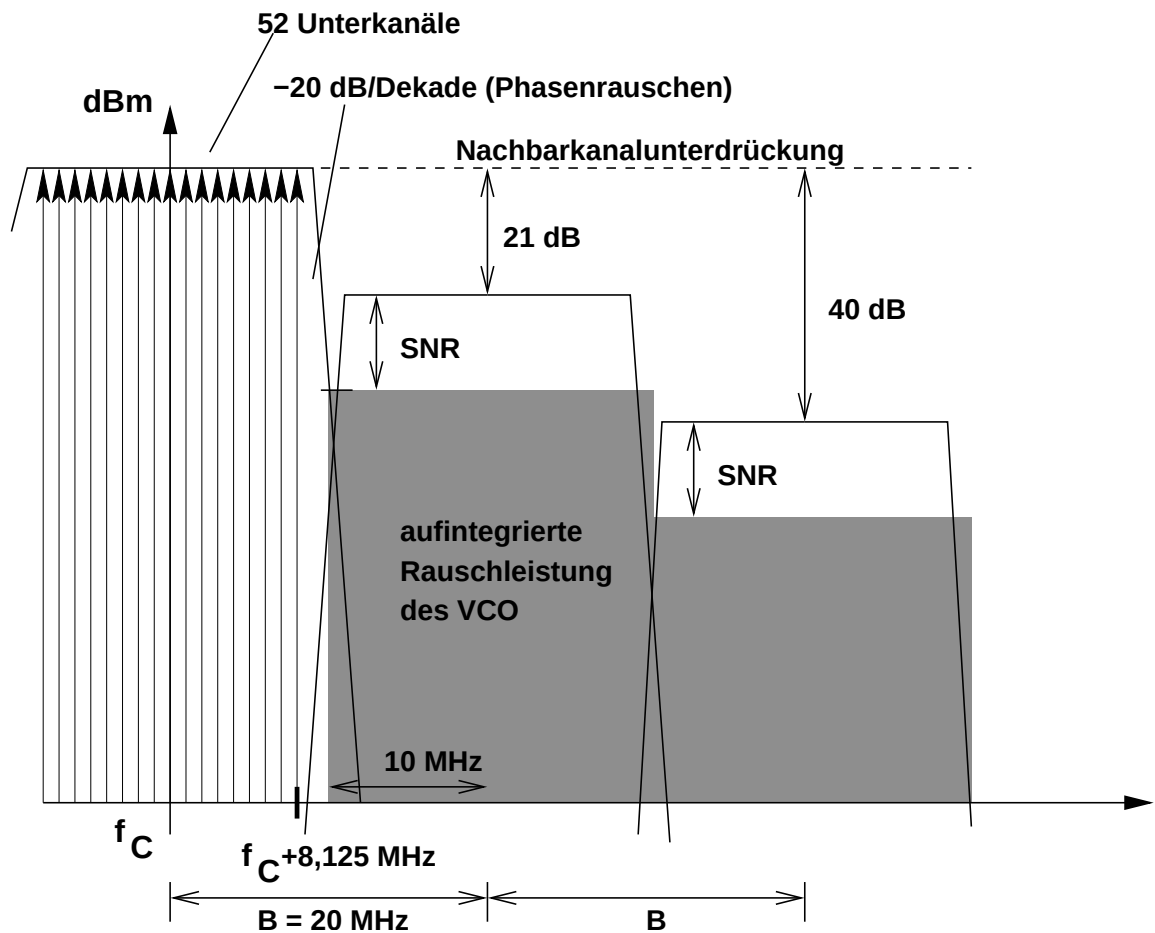


Abb. 3.10: Nachbarkanalleistung verursacht durch Phasenrauschen

scheinen beide Standards eine Überlebenschance zu haben; HIPERLAN im Qualitätssegment, IEEE 802.11a im Niedrigpreis-Segment.

Es wurde versucht, anhand der Spezifikation des HIPERLAN/2-Standards die Schlüsselparаметer für die wichtigsten Komponenten eines Sendeempfängers dergestalt zu ermitteln, daß die Werte durch eine monolithisch integrierte Schaltung erzielt werden können. Die kritischen Größen sind demzufolge²⁸

- der rauscharme Vorverstärker (LNA) mit eingangsseitigem Kompressionspunkt von -13 dBm und $IP_{3,2-Ton,ein}$ von -5 dBm , dessen Rauschzahl 3 dB bei gleichzeitig mehr als 22 dB Verstärkung nicht übersteigen sollte,
- der Abwärtsmischer, bei dem insbesondere eine hohe Linearität gefordert ist ($IP_{3,2-Ton,aus} > 14,5 \text{ dBm}$),

²⁸Durch andere Gewichtung können einzelne Parameter auch anders dimensioniert werden, jedoch ist insgesamt z. B. für den Empfänger immer eine Gesamtrauschzahl von 6 dB anzustreben

- der Aufwärtsmischer, dessen $IP_{3,aus}$ bei über 21 dBm liegen sollte,
- der Oszillator (VCO), dessen Phasenrauschen ($\mathcal{L}(1 \text{ MHz}) < -98.5 \text{ dBc/Hz}$ und Verstimmungsbereich $\Delta f > 240 \text{ MHz}$ beide nicht leicht einzuhalten sind, sowie
- der Leistungsverstärker (PA), bei dem ein verhältnismäßig hoher Kompressionspunkt ($P_{-1dB} > +35 \text{ dBm}$) bei 20 dB Verstärkung erzielt werden muß.

Aufgrund der hohen Sendeleistungen treten beim Leistungsverstärker hohe Spannungen auf. Da SiGe-HBTs eine niedrige Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung aufweisen, ist die Eignung dieser Technologie für diese Anwendung gesondert zu untersuchen (siehe auch [15]). In dieser Arbeit werden daher nur LNA, Mischer und Oszillatoren untersucht.

Kapitel 4

Architektur von Sendeempfängern

Der Sendeempfänger oder Transceiver¹ besteht aus zwei ähnlichen, zunächst jedoch unabhängigen Schaltungsteilen, dem Sender und dem Empfänger. Beide Teile haben im wesentlichen die Funktion, Daten zur effizienten und störsicheren Übertragung zu modulieren und sie zwischen dem Basisband und dem Übertragungsband umzusetzen. Die damit verbundenen Probleme sind jedoch je nach Übertragungsrichtung unterschiedlicher Natur, so daß sich für beide Zweige unterschiedliche Lösungen anbieten.

Es gibt eine Reihe von unterschiedlichen Architekturen für die Frequenzumsetzung. Die Unterschiede liegen nicht nur im Aufwand oder der Integrierbarkeit, sondern auch in den elektrischen Eigenschaften. Daher soll zunächst ein Überblick über die angestrebten Eigenschaften gegeben werden, anhand derer eine Auswahl der Transveiverarchitektur erfolgen kann [44].

4.1 Kriterien für die Auswahl der Architektur

Die zur Auswahl einer Transceiverarchitektur interessanten Kriterien können in verschiedene Klassen eingeteilt werden.

Die erste Klasse bilden Anforderungen an das Endprodukt aus funktionaler Sicht, wie sie für fast jede Schaltung gelten:

- batterietaugliche Betriebsspannung, z. B. 2,7 bis 3,3 V
- hohe Batterielebensdauer, d. h. geringe Stromaufnahme
- geringe Größe und Gewicht, d. h. wenige Komponenten, möglichst hoher Integrationsgrad

¹Transceiver ist ein Kunstwort, bestehend aus Transmitter (Sender) und Receiver (Empfänger)

Die Forderung nach Batteriebetrieb ist für Funksysteme von entscheidender Bedeutung, da hier die Flexibilität der zentrale Gedanke ist. Bei Funknetzwerken für PCs mag dies nur eingeschränkt zutreffen, da eine Netzstromversorgung vorausgesetzt werden kann, bei Laptops und anderen Geräten ist eine Marktakzeptanz nur bei völlig drahtlosem Betrieb zu erwarten. Zunächst ist festzuhalten, daß die niedrige Betriebsspannung zwei Gründe hat: Einerseits möchte man mit wenigen galvanischen Zellen auskommen. Der Bereich von 2,7 bis 3,3 V läßt sich mit zwei Batterien abdecken. Andererseits besteht die Notwendigkeit, den Sendeempfänger an ein Computersystem anzuschließen. Bereits heute wird ein Großteil der Bussysteme nur noch mit 3,3 V statt mit 5 V betrieben. Die Entwicklung in der CMOS-Technologie führt jedoch dazu, daß komplexe CMOS-Schaltungen mit niedrigeren I/O-Spannungen arbeiten werden. Wenn die I/O-Systeme nicht mit ebenso niedrigen Spannungen arbeiten, macht dies separate Spannungsregler erforderlich, was den Aufwand für das Gesamtsystem unnötig vergrößert.

Die zweite Klasse spiegelt die Marktakzeptanz und die Gewinnspanne wieder:

- niedriger Preis, d. h. Standardkomponenten und -technologien
- Unempfindlichkeit gegenüber Bauelement-Toleranzen, d. h. robuste Konzepte

Der Bereich drahtloser Kommunikation ist ein Wachstumsmarkt, was mit einer starken Kurzlebigkeit seiner Produkte einhergeht. Kurzlebige Produkte können sich nur dann durchsetzen, wenn sie günstig sind. Waren vor einigen Jahren viele HF-Komponenten nur in GaAs denkbar, lassen sich heute dank der Fortschritte in der Entwicklung von Si/SiGe-HBTs viele Komponenten in Silizium realisieren. Der Preisunterschied ist dabei enorm, er dürfte in den nächsten Jahren noch weiter zunehmen. Grund hierfür ist die kontinuierliche Vergrößerung der Waferfläche, die heute typisch bei 8" in Silizium und 3" bei Galliumarsenid liegt. Neben den niedrigeren Materialkosten ist die Ausbeute bei großen Wafern deutlich höher, so daß bei den typischen hohen Stückzahlen die Stückkosten für Silizium erheblich niedriger sind.

Auf der anderen Seite ist anzustreben, dass die produzierten Schaltungen auch bei grösseren Prozeßtoleranzen noch einwandfrei funktionieren, um den Ausschuß klein zu halten. Dies erreicht man durch sogenanntes robustes Design. Beispielsweise ist es günstiger, Arbeitspunkte durch Widerstandsverhältnisse einzustellen als durch einen einzigen absoluten Widerstandswert. Liegt der Schichtwiderstand in der Produktion neben dem Sollwert, ändert sich im ersten Fall praktisch nichts. Es gibt verschiedene kritische Punkte im Transceiverdesign, an denen Robustheitsüberlegungen über die Wahl der Schaltung entscheiden.

Erst an dritter Stelle sind die elektrischen Parameter des Transceivers zu nennen, die in Form des Übertragungsstandards festgeschrieben werden (siehe Kapitel 3):

- Unempfindlichkeit gegenüber elektrischen Störungen
- hohe erzielbare Datenraten
- gute Eingangsempfindlichkeit
- hoher Dynamikbereich
- hohe Linearität
- niedriges Rauschen
- Bandbreiteneffizienz

Störungsunempfindlichkeit ist aus zwei Gründen wichtig. Eine unempfindliche Schaltung toleriert mehr Störungen aus dem Umfeld, z. B. der umgebenden Schaltung auf der Platine. Dies begünstigt eine schnelle Layoutphase und kann auch dazu führen, daß preiswertere Platinen verwendet werden können (z. B. klassische zweilagige Platinen statt teurer Multilayerplatinen). Der zweite Aspekt betrifft Störungen vom Chip selbst. Auf dem Weg hin zu immer kleineren und billigeren Lösungen werden zunehmend mehr Funktionen auf einem Chip integriert, so daß eine gegenseitige Beeinflussung nicht auszuschließen ist.

Von der Seite des Anwenders ist eine hohe Datenrate wünschenswert. Auch wenn die Datenrate wegen der Standardisierungen kein Designparameter ist, hat sie doch Einfluß auf bestimmte Schaltungsdetails. So nimmt mit der Datenrate die Kanalbandbreite zu. Verstärker müssen also breitbandiger werden, was i. d. R. mit einem Verlust an Verstärkung, steigendem Rauschen und zunehmender Leistungsaufnahme verbunden ist. Um eine bestimmte Zahl von Kanälen abdecken zu können, muß der VCO einen breiten Verstimmbereich haben, was nur bei Abstrichen im Phasenrauschen möglich ist. Stärkeres Rauschen bedeutet jedoch einen kleineren Dynamikbereich, so daß zum Ausgleich entweder die Reichweite der Funkverbindung eingeschränkt oder die Sendeleistung vergrößert werden muß.

Hohe Linearität ist insbesondere dann wichtig, wenn gleichzeitig viele Kanäle auf engem Raum betrieben werden, da nichtlineare Verzerrungen zu Signalen auf Nachbarkanälen führen, was die Eingangsempfindlichkeit senkt bzw. zu Signalübersprechen führt.

Bandbreiteneffizienz ist ein zunehmend wichtiger werdendes Problem. Um immer mehr Nutzern immer mehr Dienste anbieten zu können, darf die zu übertragende Information im Frequenzband nur wenig Bandbreite beanspruchen. Eine Grenze nach unten ergibt sich dabei aus dem Nyquisttheorem oder Abtasttheorem: Um ein Signal eindeutig wiedererkennen zu können, sind pro Periode mindestens zwei Meßwerte erforderlich.

Reale Systeme können nicht am theoretischen Limit betrieben werden. So ist ein erstes Problem in der Umwandlung des Datenstroms zu sehen. Digitale Signale weisen ein großes Oberwellenspektrum auf. Diese Oberwellen tragen keine Information und müssen entfernt werden, um die damit verbundene große Bandbreite zu reduzieren. Diese Filterung ist nicht ideal, es bleiben Oberwellen im Frequenzbereich jenseits der gewünschten Bandbreite erhalten, wenn auch mit reduzierter Amplitude. Zudem werden durch die Filterung nur Oberwellen höherer Ordnungen hinreichend gedämpft, so daß das übertragene Signal verzerrt erscheint. U. a. das Problem der Filterung macht einen gewissen Mehrbedarf an Bandbreite erforderlich. Verschiedene Modulationsverfahren sollen, angepaßt an die zu übertragenden Daten und an die Qualität der Übertragungsstrecke, dieses Problem entschärfen. Auf die Modulationsverfahren wird im nächsten Abschnitt eingegangen.

4.2 Modulationsverfahren

Modulationsverfahren befinden sich in einem Spannungsfeld zwischen Bandbreiteneffizienz, Energieeffizienz und Detektierbarkeit [45]. Bei Anwendungen in der Mobilkommunikation sind alle drei Parameter von Bedeutung, so daß eine klare Entscheidung schwer getroffen werden kann. Je nach Standard und Zielgruppe werden z. T. mehrere Modulationsverfahren angeboten, die eine Anpassung an örtliche Gegebenheiten oder an Wünsche des Anwenders erlauben. Bestimmte Modulationsverfahren haben allerdings auch direkten Einfluß auf die Schaltungsarchitektur und den Wirkungsgrad des Sendeempfängers, wie im folgenden verdeutlicht wird.

Die klassischen Modulationsverfahren, namentlich Amplitudenmodulation (AM), Frequenzmodulation (FM) und Phasenmodulation (PM), spielen heute fast keine Rolle mehr in der Datenkommunikation. Der Grund hierfür liegt darin, daß es sich um analoge Verfahren handelt, die keine Möglichkeit der Fehlerkorrektur bieten. Da der Funkkanal ein stark gestörtes Medium ist, kann auf Fehlerkorrekturmöglichkeiten nicht verzichtet werden. Zudem verlagert sich die Kommunikation selbst zunehmend auf die Übermittlung digitaler Daten, so daß analoge Modulationsverfahren einer Schnittstelle bedürfen.

Die heute gebräuchlichen Verfahren sind in gewisser Weise eine Kombination aus den klassischen Modulationsverfahren und dem Digital-Analog-Interface zum Übertragungsmedium. So ergibt sich die Pulsamplitudenmodulation (**PAM**, auch als amplitude-shift-keying (**ASK**) bezeichnet) aus der AM, indem digitale Daten auf diskrete Amplitudenwerte abgebildet werden. Im einfachsten Fall schaltet man die Sendeleistung zwischen null (logisch 0) und dem Maximalwert (logisch 1) um. Dadurch ergibt sich auf der Empfängerseite ein definierter Störabstand, der auch bei überlagertem Rauschen oder Nachbarkanalübersprechen eine eindeutige Entscheidung zulässt. Die PAM kann auch mit mehreren Amplitudenwerten betrieben werden, wobei die spektrale Effizienz steigt, die Störsicherheit jedoch entsprechend reduziert wird. Die Amplitude ist eine Größe, die starken Störungen unterliegt. Neben Störungen durch bewegte Gegenstände oder eigene Bewegungen, die eine variable Dämpfung verursachen, gibt es viele Quellen, welche die Amplitude des Signals beeinflussen können. Atmosphärische Störungen, verursacht beispielsweise durch Blitze, emittieren breitbandige Signale, die sich dem Empfangssignal überlagern. Ebenfalls problematisch ist die Signalverarbeitung, da die Messung der Amplitude, speziell bei mehrbittiger Kodierung, lineare Verstärker und Mischer voraussetzt. Signalkompression durch Übersteuerung, verursacht durch räumliche Nähe zum Sender oder durch starke Störer, kann die fehlerfreie Demodulation verhindern. Besonders schwer wiegt die Linearitätsforderung beim Leistungsverstärker, da dort höhere Linearität unmittelbar niedrigeren Wirkungsgrad bedeutet.

Daher werden bevorzugt die digitalen Varianten der FM bzw. PM eingesetzt. Bei der Pulsfrequenzmodulation (frequency shift keying, **FSK**) wird je nach logischem Zustand ein Frequenzoffset gegenüber der Trägerfrequenz erzeugt. Die Demodulation erfordert nur einen Frequenzvergleich mit dem Träger, der im Fall der binären FSK (**BFSK**) auch bei extrem stark gestörten Signalen noch sehr zuverlässig funktioniert. Diese gute Detektierbarkeit wird durch einen sehr hohen Bandbreitenbedarf erkauft, der durch die abrupten Frequenzsprünge bei der Modulation verursacht wird. Vorteilhaft ist dagegen die konstante Signalamplitude (constant envelope), die den Einsatz nichtlinearer Leistungsverstärker ermöglicht. Durch Filterung des Eingangssignals und somit Milderung der Frequenzsprünge kann die benötigte Bandbreite reduziert werden. Üblicherweise verwendet man hierfür Gauss-Filter; die so entstehende Modulation wird als **GMSK** bezeichnet². Leider ist die Impulsantwort eines Gauss-Filters zeitlich unbegrenzt, was sich in einer Überlappung des aktuellen Bit mit nachfolgenden Bits äußert. Dadurch wird offensichtlich die Detektierbarkeit des Signals wieder reduziert. GMSK-Signale

²Gaussian Minimum Shift Keying

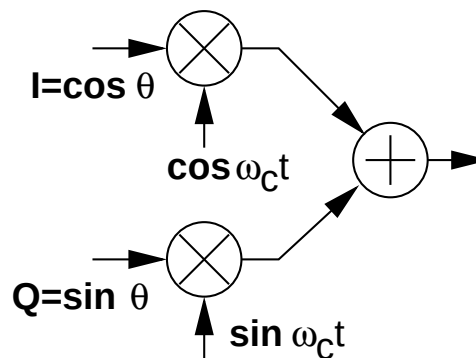


Abb. 4.1: Struktur eines QPSK-Modulators [45]

haben ebenso wie FSK-Signale eine konstante Einhüllende, so daß auch hier nichtlineare Leistungsverstärker eingesetzt werden können.

Bei der Pulsphasenmodulation (phase shift keying, **PSK**) wird in ähnlicher Weise ein definierter Phasensprung im Ausgangssignal erzeugt. Die gebräuchlichste Methode ist die **QPSK**, die in Abb. 4.1 dargestellt ist. Das Datensignal wird in zwei Datenströme $a(t)$ und $b(t)$ mit halber Datenrate zerlegt, die dann ggf. in die Signale I und Q pulsgeformt werden. Dieses Signal hat, wenn $a(t)$ und $b(t)$ digitale Datenströme sind und keine Pulsformung erfolgt, ebenfalls eine konstante Einhüllende und kann effizient nichtlinear verstärkt werden. Die Phasensprünge verursachen jedoch ähnlich wie bei der FSK ein breites Spektrum. Um die spektrale Effizienz zu verbessern, werden die Datenströme folglich auch hier gefiltert. Als Filter kommt z. B. ein „Raised-Cosine“-Filter zum Einsatz, das die Bits in eine $\sin(x)/x$ -Form bringt. Kennzeichnend hierfür ist eine symmetrische Form, die einen „Vorlauf“ und einen Ausklang des Bit beinhaltet, sowie der Umstand, daß die zusätzlichen Schwingungen genau dann Nullstellen aufweisen, wenn das vorherige bzw. nachfolgende Bit ein Maximum hat. Auf diese Weise wird gleichzeitig eine sehr gute spektrale Effizienz erzielt und andererseits die symbolabhängige Interferenz reduziert. Die aufwendige Filterung³ führt allerdings dazu, daß die Einhüllende des Signals nicht mehr konstant ist (variable envelope) [45]. Wird dieses Signal mit einem nichtlinearen Verstärker verstärkt, so entsteht wieder ein breites Spektrum, daß zu Nachbarkanalübersprechen etc. führt.

³Das Basisbandsignal wird mehrfach abgetastet und über tabellierte Werte mittels eines Digital-Analog-Wandlers (**DAC**) neu geformt

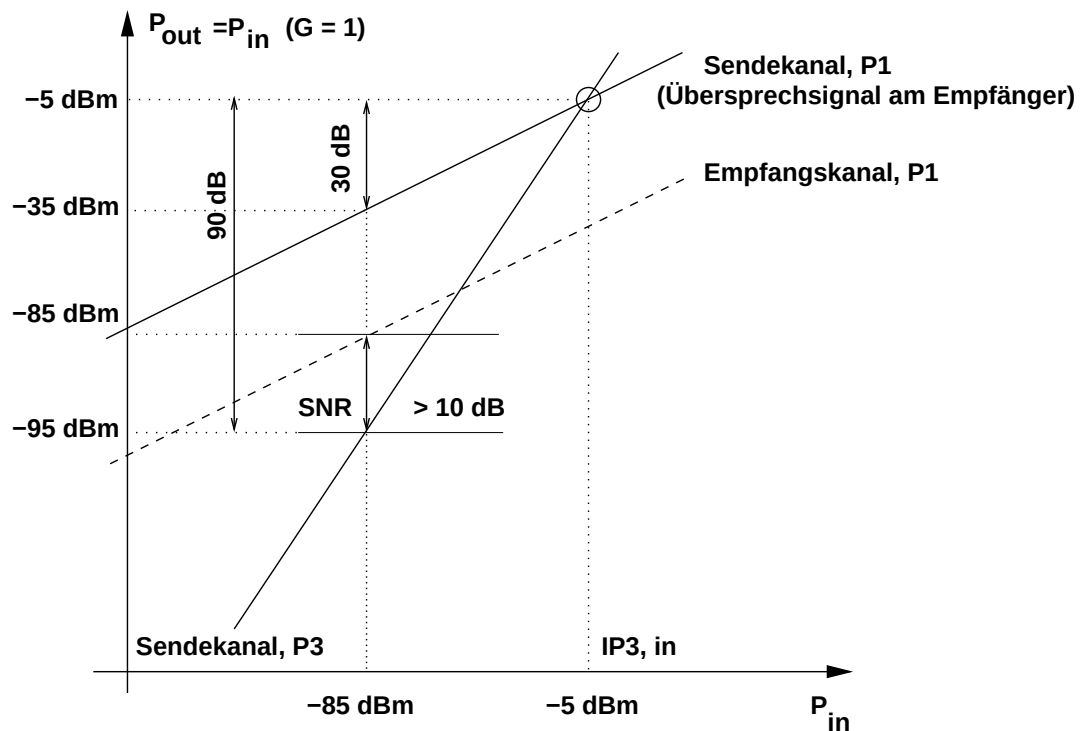


Abb. 4.2: Anforderungen an die Isolation zwischen Sender und Empfänger

4.3 Zugriffsverfahren

Da bei Funkübertragungen das Übertragungsmedium von vielen Benutzern gemeinsam benutzt wird, ist zwangsläufig eine Aufteilung dieser Ressource erforderlich. Weniger offensichtlich ist, daß auch die Struktur des Sendeempfängers eine solche Aufteilung erfordert. Der große Dynamikbereich, von -85 dBm Eingangsleistung bei 10 dB SNR bis +30 dBm Sendeleistung reichend, verursacht Kopplungen innerhalb der Schaltung, die den normalen Betrieb gefährden oder auch verhindern können. Diese Problematik wird durch die kontinuierlich steigenden Betriebsfrequenzen und den Trend zur Miniaturisierung immer weiter verschärft. In der Zielvorstellung, dem monolithisch integrierten Sendeempfänger auf einem Chip, müssten bei zeitgleichem Sende- und Empfangsbetrieb Isolationen von mindestens 65 dB erzielt werden, wie aus Abb. 4.2 hervorgeht. In dieser Skizze ist das Eingangssignal des gewünschten Kanals sowie die Einkopplung des Sendesignals samt seiner Intermodulationsverzerrungen dritter Ordnung P3 gezeigt. Wenn der Sender auf dem Nachbarkanal des Empfangskanals sendet, liegen diese Produkte teilweise im Empfangskanal. Ein Eingangssignal von -85 dBm muß mit einem SNR von mindestens 10 dB empfangen werden, so daß P3 maximal -95 dBm betragen darf. In Kapitel 3.5 wurde ein eingangsseitiger $IP_{3,2-Ton}$ von -5 dBm ermittelt. Daraus läßt sich ermitteln,

daß die eingekoppelte Leistung des Sendesignals weniger als -35 dBm betragen muß. Die minimale Isolation von 65 dB ergibt sich aus diesem Wert und der maximalen Sendeleistung von +30 dBm. Die Anforderungen an die Isolation scheinen reduziert werden zu können, indem die Linearität des Empfängers verbessert wird. Da jedoch die Optimierung des Intermodulationspunktes nicht zwangsläufig auch den Kompressionspunkt verbessert, kann ein stärkeres eingekoppeltes Signal zur Herabsetzung der Empfindlichkeit des Empfängers führen, wodurch das -85 dBm-Signal ebenfalls nicht korrekt verarbeitet werden kann.

65 dB entsprechen in einem 50 Ω -System einer Isolation von $R_{isol} = 88,5 \text{ k}\Omega$. Rechnet man diese Isolation auf eine kapazitive Kopplung um, so entspricht R_{isol} bei 5,8 GHz einer Koppelkapazität von $C_{isol} = 3,1 \cdot 10^{-16} \text{ F} = 0,31 \text{ fF}$. Bei einer Separation zwischen Sender und Empfänger von 2 mm entspricht dies einem Plattenkondensator in Silizium mit Kantenlänge $75 \cdot 75 \text{ }\mu\text{m}^2$. Diese Fläche entspricht einem einzigen Bondpad, so daß ein zeitgleicher Sende- und Empfangsbetrieb im gleichen Frequenzband kaum realisierbar ist. Bei Handies und schnurlosen Telephonen entschärft man diese Problematik dadurch, daß man im Sende- und Empfangsbetrieb unterschiedliche Frequenzbänder verwendet, die hinreichend weit voneinander entfernt sind. **GSM** etwa arbeitet im Downlink (von der Feststation zum Handy) im Bereich 935 bis 960 MHz, im Uplink (Handy zur Feststation) im Bereich 890 bis 915 MHz. Dieses Verfahren ist bei drahtlosen Netzwerken unzweckmäßig, weil keine klare Trennung zwischen den Übertragungsrichtungen möglich ist. In eingeschränkter Weise kann man diesen Frequenzduplex durch das Frequenzsprungverfahren realisieren (wie oben beschrieben). Da der Netzwerkbetrieb allerdings keine Punkt-zu-Punkt-Verbindung darstellt, wird dieses normalerweise nur in Frequenzbändern mit starken Störern verwendet (z. B. bei IEEE 802.11/b).

Eine deutliche Entschärfung der Problematik kann durch zeitversetztes Senden und Empfangen geschehen, also durch Verzicht auf Vollduplexbetrieb [46]. Verzicht auf Vollduplex suggeriert, daß diese Maßnahme zu einer Reduktion der Übertragungskapazität des Kanals führt, dies ist jedoch nicht der Fall. Da das Medium immer auch für andere Teilnehmer offen sein muß, darf jedes Gerät das Medium nur für einen gewissen Bruchteil der Zeit beanspruchen. Diese Zuweisung geschieht beim Zeitduplex (time division multiple access/ time-division duplex, **TDMA/TDD**) durch Vergabe von sogenannten Zeitschlitzten. Für die Übertragungskapazität spielt nun keine Rolle, ob Senden und Empfangen in demselben Zeitschlitz oder in aufeinanderfolgenden stattfindet, da die Belegung des Mediums nur anders verteilt wird. Aus diesem Grund wird die zeitversetzte Übertragung häufig dennoch als Vollduplex bezeichnet⁴. Der stärkste Stö-

⁴Dem schließe ich mich in dieser Arbeit nicht an, um Verwirrungen zu vermeiden

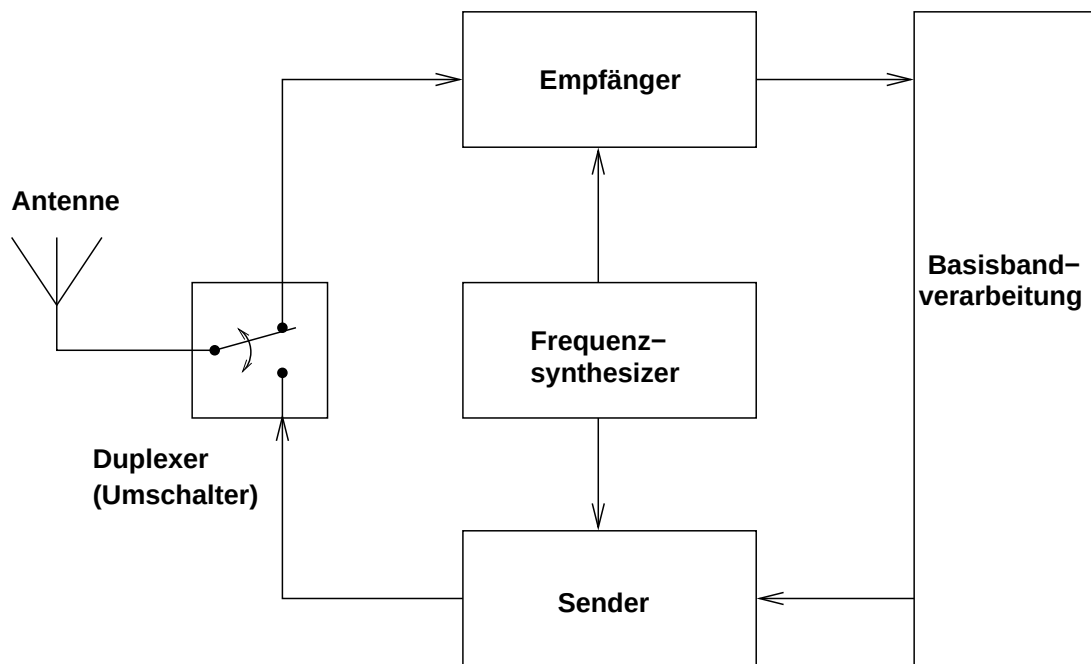


Abb. 4.3: Blockschaltbild eines Halbduplex-Sendeempfängers

rer ist nun nicht mehr der eigene Sender mit +30 dBm, sondern das stärkste erlaubte Störsignal von anderen Sendern mit -20 dBm.

Ein nützlicher Nebeneffekt des zeitversetzten Sende- und Empfangsbetriebes ist, daß einige Teile, die sowohl vom Sender als auch vom Empfänger benötigt werden, nun gemeinsam benutzt werden können. Dies reduziert nicht nur die Komplexität und die benötigte Chipfläche, es reduziert auch die Stromaufnahme des Systems. Unter Ausnutzung des [TD-MA/TDD](#)-Verfahrens ergibt sich das Blockschaltbild nach Abb. 4.3, das allen Halbduplex-Sendeempfängern gemein ist. Die gesamte Frequenzsynthese kann vom Sender und Empfänger gemeinsam benutzt werden⁵.

4.4 Homodynkonzept

Die auf den ersten Blick einfachste Struktur eines Sendeempfängers ist die des Direktkonverters bzw. Homodynkonverters in Abb. 4.4, der nach dem Homodynprinzip⁶ arbeitet. Direkte Konversion bedeutet, daß das zu sendende Datensignal in einem einzigen Mischvorgang sowohl moduliert als auch auf die endgültige Übertragungsfrequenz transponiert wird, bzw. daß umgekehrt der gewünschte Empfangskanal in einem Mischvorgang direkt in das sog. Basisband her-

⁵In [47] werden verschiedene Synthesizer-Konzepte gegenübergestellt

⁶Homodyn: keine fremden Frequenzen verwendend

untergemischt und demoduliert wird. Die Struktur des normalen Direktkonverters in Abb. 4.4 zeigt einige Vorteile hinsichtlich der Komplexität und des Energiebedarfs. Letzterer kommt u. a. auch dadurch zustande, daß einige Teile des Sendeempfängers doppelt genutzt werden können, im Sende- und im Empfangsteil also, während andere nur zu bestimmten Zeiten aktiv sind. So schaltet der Duplexer regelmäßig zwischen Sender (Transmitter, Tx) und Empfänger (Receiver, Rx) hin und her. Der jeweils ungenutzte Teil kann währenddessen abgeschaltet werden. Ein derartiger Betrieb wird als Halbduplexbetrieb bezeichnet. Er findet überall dort statt, wo es nicht auf höchsten Netzwerkdurchsatz oder kurze Latenzzeiten ankommt, bzw. in Systemen mit TDMA/TDD-Zugriffsmechanismen. Wenn Sende- und Empfangsfrequenzen identisch sind, kann durch Verlagerung des „Schwerpunktes“ der Übertragung der Sende- oder der Empfangsdurchsatz nach Bedarf maximiert werden. Vorteilhaft beim Halbduplex ist auch, daß nur eine Antenne benötigt wird.

Wenn ein echter Vollduplexbetrieb gefordert ist, so können der VCO und der Synthesizer⁷ nicht gemeinsam benutzt werden. Zudem muß der Duplexer gegen einen Zirkulator ausgetauscht werden, wenn man nicht mit separaten Antennen arbeiten will. Der Zirkulator ermöglicht Energiefluß von der Antenne zum Empfänger sowie vom Sender zur Antenne, isoliert jedoch Sender und Empfänger gegeneinander⁸.

Der Homodyn-Sendeempfänger hat eine einfache Struktur und erfordert keine hochwertigen Filter, die als externe Komponenten realisiert werden müßten. Daher ist diese Architektur prädestiniert für kleine, verlustleistungsarme und preiswerte Sendeempfänger. Die Realisierung dieses Konzepts ist jedoch mit vielen Problemen verbunden, die zumindest eine derartige Ein-Chip-Lösung bislang verhindert hat.

Eines der Probleme ist die Integration der verschiedenen Komponenten auf einem Chip, weil sich z. B. beide Synthesizer eines Vollduplex-Sendeempfängers gegenseitig beeinflussen können. Auch die starken Pegelunterschiede zwischen gesendetem und empfangenem Signal bereiten Probleme, wie im vorigen Abschnitt erläutert wurde. Die Ursachen hierfür liegen in der begrenzten Isolation zwischen den Schaltungsteilen. Es gibt zum einen resistive Kopplungen und kapazitive Kopplungen über das gemeinsame leitfähige Substrat, zum anderen auch induktive Kopplungen durch Leitungen sowie Kopplung durch Abstrahlung. Dieses Problem kann durch sorgfältiges Floorplanning und Layout entschärft werden. Sende- und Empfangsteil

⁷In [48] wurde der erste Synthesizer für das 5 GHz-Band vorgestellt

⁸Ein Zirkulator kann in schmalbandigen Systemen durch eine geeignet dimensionierte Ringleitung mit anisotropen Medien realisiert werden, bei der Interferenzeffekte durch Laufzeitunterschiede ausgenutzt werden

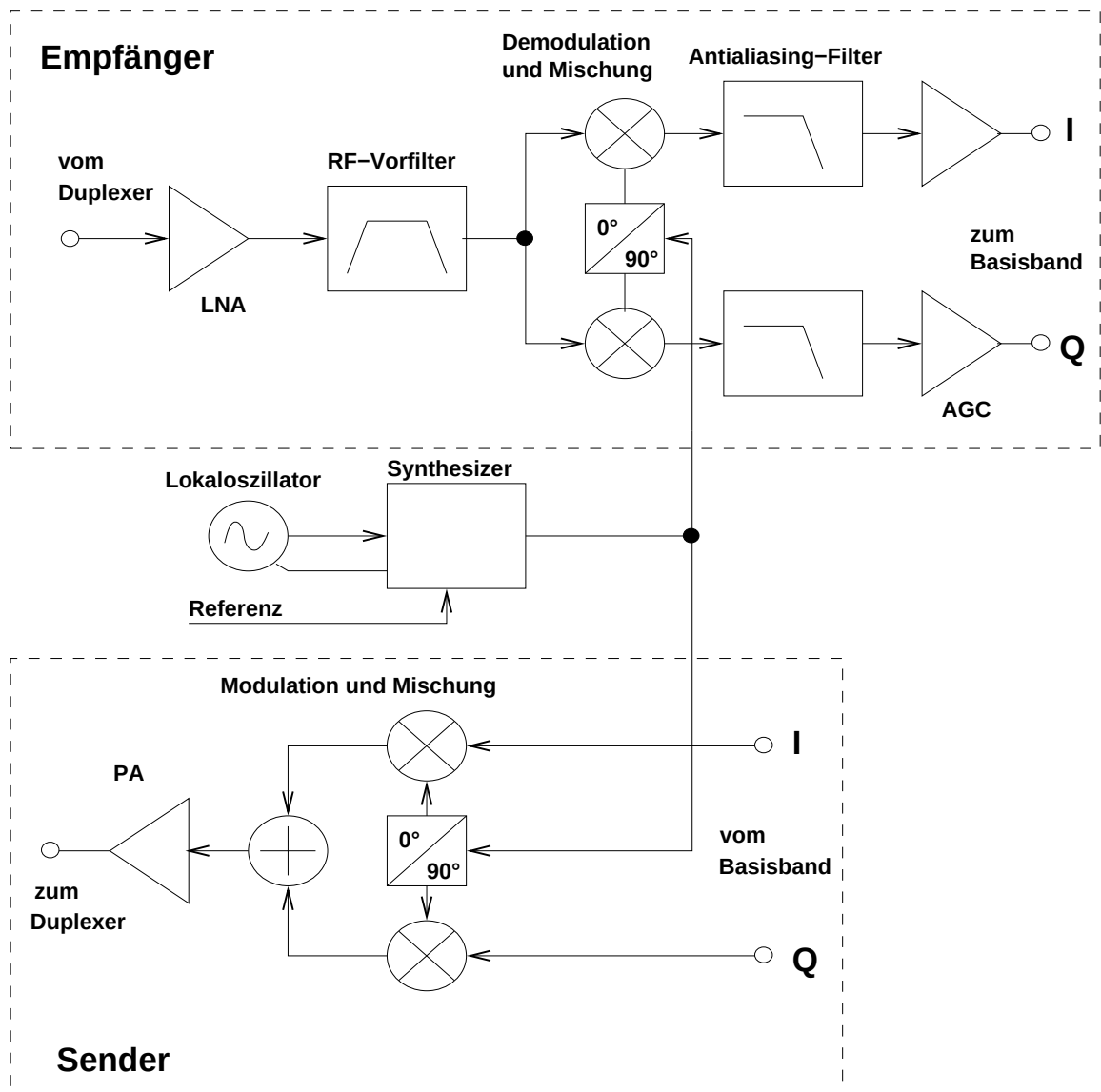


Abb. 4.4: Struktur eines homodynen Halbduplex-Sendeempfängers

sollten separate Zuleitungen für die Versorgungsspannung haben. Referenznetzwerke dürfen aufgrund des endlichen Innenwiderstands nicht zur Versorgung von Schaltungsteilen mit stark unterschiedlichen Signalpegeln oder Signalfrequenzen benutzt werden. Signale, die durch die Substratkapazitäten der Bauteile in das Substrat eindringen, müssen durch geeignete Maßnahmen an ihrer Ausbreitung gehindert werden. Dies geschieht normalerweise durch Ringe von Substratkontakten, die an niederohmige rauscharme Versorgungsleitungen angeschlossen werden. Differentielles Design trägt ebenfalls zur Reduktion der Substratkopplungen bei, wenn die beteiligten Bauelemente dicht zusammen platziert werden. Darüber hinaus reduziert differentielle Leitungsführung die Abstrahlung von Störsignalen, da in unmittelbarer Nähe jeweils auch das gegenphasige Signal abgestrahlt wird, wodurch sich ein Großteil der Störung auslöscht. Umgekehrt werden externe Störungen von beiden Leitungen aufgefangen und verursachen somit nur eine Gleichtaktstörung, die bei geeigneter Schaltungstechnik stark unterdrückt werden kann.

Der Lokaloszillator ist ebenfalls eine kritische Komponente bei Homodyn-Architekturen. Aufgrund der hohen Anforderungen an das Phasenrauschen und aufgrund der Anforderungen an die Abmessungen der Chips kommen praktisch nur **LC**-Oszillatoren zum Einsatz. Daneben spielen nur noch externe Oszillatoren bzw. Resonatoren eine Rolle (vgl. Kapitel 7). Integrierte Spulen werden in aller Regel als Planarspulen realisiert (vgl. Kapitel 8). Ihr wesentlicher Nachteil liegt darin, daß das Magnetfeld der Spule senkrecht durch die Spule in das Substrat eintaucht und sich die Feldlinien in weiten Bögen um die Spule schließen. Selbst wenn es gelingt, elektrische Störungen aus dem Substrat von der Spule fernzuhalten, so ist die Spule sehr anfällig gegenüber magnetischen Störungen in ihrem Umfeld. Eine stromdurchflossene Leitung neben der Spule, auch in einigen Millimetern Entfernung, kann so signifikante Signale in der Spule induzieren und so nicht nur zu Rauschen führen, sondern auch die Resonanzfrequenz des Oszillators beeinflussen. Dieses Verhalten wird als „ziehen“ (pulling) bzw. Injektionsverstimmung (injection locking) bezeichnet (siehe Kapitel 7.5). Aufgrund der großen Pegel ist dieses Verhalten insbesondere bei gleichzeitiger Integration von Lokaloszillator und Leistungsverstärker zu erwarten.

Eines der größten Probleme des Direktkonverters ist nicht auf Anhieb sichtbar - das Offsetproblem. Es wird ebenfalls durch mangelhafte Isolation hervorgerufen und ist in gewisser Weise die Umkehrung des im vorigen Absatz beschriebenen Phänomens. Um seine Ursache zu verstehen, muß man sich mit der im Mischer durchgeführten mathematischen Operation befassen, was im Kapitel 5 (Mischer) im Detail geschehen wird. An dieser Stelle sei nur gesagt, daß es

sich im wesentlichen um eine Multiplikation zwischen lokalem Oszillatorsignal und dem Datensignal bzw. Antennensignal handelt. Gelangt eines der Signale teilweise auf den jeweils anderen Mischereingang, so wird ein Teil des Signals mit sich selbst gemischt, wobei eine gewisse Phasendifferenz zwischen den beiden Teilen besteht. Diese Phasendifferenz führt zur Bildung eines Gleichanteils im Ausgangssignal, durch den der Dynamikbereich und die Linearität des Transceivers erheblich gestört werden kann. Sofern die Kopplung z. B. durch Einstrahlung von der Antenne herrührt, ist sowohl Betrag als auch Phase des eingekoppelten Signals unbekannt, wodurch eine schaltungstechnische Charakterisierung erschwert wird. Abb. 4.5 veranschaulicht den Vorgang. Die Einkopplung in die Antenne kann aufbautechnisch durch Abschirmung der gesamten Schaltung in einem Metallgehäuse mit ferromagnetischen Eigenschaften (z. B. Eisen) geschehen. Diese Abschirmung wirkt natürlich nicht innerhalb des Gehäuses, wo die Zuleitung zum Chip und die Leitung vom Bondpad zum LNA besonders gefährdet sind, da alle Signale auf diesem Pfad maximal verstärkt werden. Diese Problematik spricht für vollständig differentielle Leitungsführung und differentielle Verstärkerschaltungen, da spätestens auf dem Chip keine hinreichend isolierten Einzelleiter realisiert werden können. Da das Antennensignal zunächst nicht differentiell ist, muß es außerhalb dieser Abschirmung in ein differentielles Signal umgewandelt werden, z. B. mit Hilfe eines Baluns, wobei gleichzeitig eine Anpassung an $50\ \Omega$ geschehen kann. Um Einkopplungen durch das Substrat klein zu halten, sollten Bauelementpaare dicht beisammen platziert werden und auf einer Symmetrieachse zum Oszillator liegen, so daß sich überwiegend Gleichtaktstörungen ausbilden.

Ein weitere Herausforderung beim Homodyntansceivers ist mit der Bandbreiteneffizienz verbunden. Bei der Mischung entstehen normalerweise zwei Seitenbänder, die beide die volle Information enthalten. Daher wird üblicherweise nur das obere Seitenband übertragen, das untere muß durch Filterung oder Synthese eliminiert werden. Wie aus Abb. 4.4 ersichtlich ist, enthält der Direktkonverter Phasenschieber. Von der Präzision dieser Phasenschieber hängt sowohl die Trägerunterdrückung als auch die Seitenbandunterdrückung ab. Während man die Phasenschiebung der Basisbandsignale digital vornimmt [49], ist man auf der Hochfrequenzseite auf Analogschaltungen angewiesen. Diese müssen einerseits bei der sehr hohen Übertragungsfrequenz arbeiten, dürfen aber andererseits nicht zu schmalbandig sein, weil die Übertragungsfrequenz sich je nach Kanal ändert. Dies verursacht sowohl im Schaltungsentwurf als auch im Layout Probleme. In Kapitel 5.8.2 wird näher auf diese Problematik eingegangen.

In [50] wurde ein 5 GHz-Sendeempfängerchip (ohne Leistungsverstärker) in CMOS-

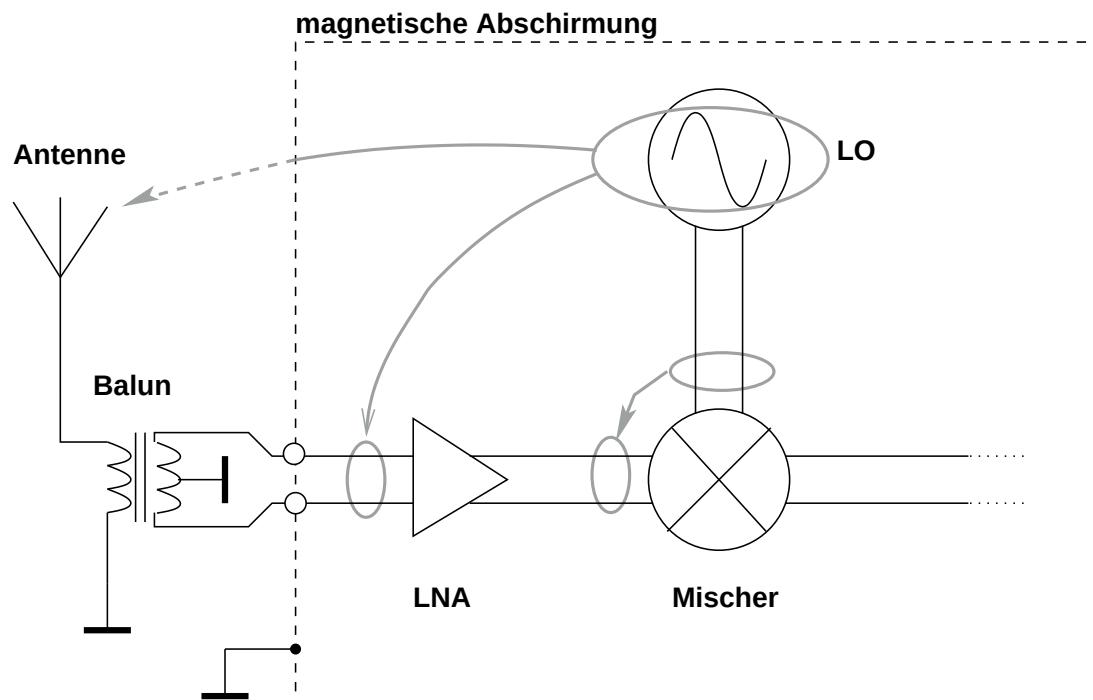


Abb. 4.5: Reduktion des Offsetproblems durch differentielles Design und Abschirmung

Technologie für U-NII vorgestellt. Durch die Verwendung von Spulen hoher Güte⁹ erzielte der Empfänger eine (DSB-)Rauschzahl von 3 dB, jedoch nur 8,7 dB Verstärkung. Dies ist insofern erstaunlich, weil der LNA allein bereits eine Verstärkung von 16 dB bei 2,5 dB Rauschzahl aufweist. Für eine praktische Anwendung genügt dies jedenfalls nicht. Auch das gemessene Spektrum des Senders genügt den Anforderungen nicht, da neben dem gewünschten Ausgangssignal zahlreiche Signale mit weniger als 30 dBc Abstand zum Träger existieren.

4.5 Heterodynkonzzept

Die Probleme der Direktkonversion sind lange bekannt, daher hat man sich früh Gedanken über Alternativen gemacht. Das am weitesten verbreitete Prinzip ist das Heterodynprinzip¹⁰. Hierbei wird die Umsetzung zwischen Basisband und Übertragungsband in mindestens zwei Schritten vollzogen, wobei gleichzeitig eine Trennung zwischen Mischung und Demodulation vorgenommen wird. Die Zwischenstufe arbeitet dabei mit einer noch relativ niedrigen und normalerweise konstanten Zwischenfrequenz (ZF oder IF) im Bereich von 10 bis 100 MHz (etwa dem 10 bis 20-fachen der Signalbandbreite).

⁹Durch dickes Metall wurden Güten von 10 erzielt

¹⁰ Heterodyn: unter Verwendung fremder Frequenzen

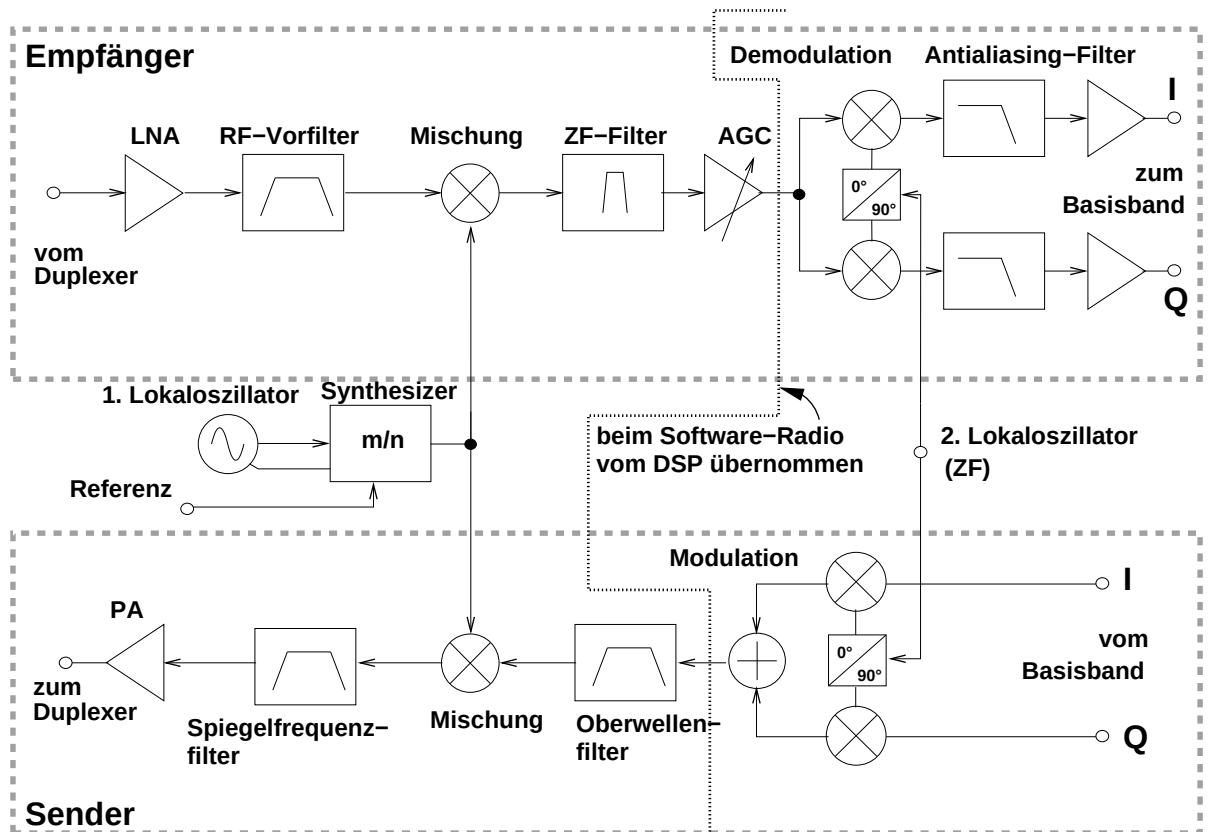


Abb. 4.6: Struktur des heterodynen Halbduplex-Sendeempfängers

Ein Großteil der analogen Signalverarbeitung findet bei der ZF statt. Hier weist das Datensignal keine DC-Komponente auf, so daß man Offsets z. B. mit Bandpässen entfernen kann. Ein weiterer Vorteil ist, daß bei geeigneter Frequenzplanung bei der Mischung von Signalen aus unterschiedlichen Teilen der Schaltung (z. B. Übertragungsband und ZF oder aber Basisband und ZF) Mischprodukte entstehen, die nicht im gewünschten Frequenzbereich liegen. Dadurch wird der Schaltungsentwurf erheblich vereinfacht, da die Isolationsanforderungen weiter entschärft werden.

Ein weiterer Vorteil ergibt sich aus der natürlichen spektralen Verteilung des Rauschens. Während bei hohen Frequenzen ein eher **weißes Rauschen** vorherrscht, hervorgerufen z. B. durch die sich ändernde Stromverteilung in Widerständen, nimmt die Rauschleistungsdichte zu niedrigen Frequenzen hin deutlich zu. Bei welcher Frequenz das sog. **rosa Rauschen** über dem weissen dominiert, hängt u. a. von der verwendeten Technologie ab. So weisen MOS-Transistoren $1/f$ -Rauschfrequenzen bei 100 kHz bis 1 MHz auf, während SiGe-HBTs bei 1 kHz bis 10 kHz liegen. Durch die Möglichkeit der Bandpaßfilterung und die Verlagerung der Verstärkung auf die Zwischenfrequenz kann man nun den Einfluß niederfrequenten Rauschens

sowie äußerer Störsignale reduzieren [51].

Da die ZF bei eher moderaten Frequenzen liegt, fällt es leicht, dort Signale zu verstärken, während man bei der Übertragungsfrequenz oft auf Bandbreitenprobleme stößt und bei Basisbandverstärkern mit Offsets und $1/f$ -Rauschen kämpft. Der Preis für diese Vorteile liegt darin, daß die zur Kanalselektion und Spiegelfrequenzunterdrückung benötigten Bandpaßfilter oftmals nicht in ausreichender Qualität integriert werden können, z. B. weil aufgrund der niedrigen Frequenz extrem große Kapazitäten erforderlich wären oder die erzielbaren Güten nicht ausreichen. Laut [52] sind Filter sechster Ordnung mit Güten von 50 oder besser erforderlich, um die in dieser Architektur benötigte Spiegelfrequenzunterdrückung von über 60 dB zu realisieren. Übliche integrierte LC-Resonatoren erreichen selten Güten von über 10, folglich sind Heterodyntransceiver auf mehrere externe Bauelemente, z. B. externe LC-Filter oder SAW-Filter, angewiesen¹¹. Diese Bauelemente tragen dazu bei, daß dieses Konzept größer und teurer ist als das Homodynkonzept. Die elektrischen Eigenschaften sind allerdings erheblich besser.

Durch Verwendung einer nicht zu niedrigen ZF kann auch die Seitenbandunterdrückung vereinfacht werden. Die Seitenbandunterdrückung bei der Mischung vom Basisband zur ZF wird dabei z. B. mit der Phasenmethode vorgenommen. Bei den üblichen ZF-Frequenzen (10 MHz mit 500 MHz) ist die präzise Erzeugung phasenverschobener LO-Signale noch verhältnismäßig einfach, weil die Wellenlängen erheblich größer sind als die Schaltung. Zudem ist die ZF konstant, das Filter kann also relativ schmalbandig ausgelegt werden. Bei der Aufwärtsmischung von der ZF zur RF entstehen nun wiederum zwei Seitenbänder, die jedoch im doppelten Abstand der ZF zueinander liegen. Bei einer solch großen Differenz lässt sich das unerwünschte Signal relativ einfach durch Filter eliminieren.

4.6 Andere Konzepte

Man versucht, die Vorteile der Homodyn- und der Heterodynarchitektur zu vereinen, ohne dabei deren spezifische Nachteile zu übernehmen. Einerseits versucht man, den Anteil analoger Komponenten im Sendeempfänger zu reduzieren und ihn durch digitale Signalverarbeitung zu ersetzen, andererseits werden auch abweichende Schaltungstopologien untersucht [57].

Ersterer Ansatz kann ohne weiteres auf Heterodyn-Sendeempfänger angewandt werden. Bei

¹¹In [53, 54] werden integrierte Filter mit automatischem Q-Tuning vorgestellt, die dieses Problem adressieren. Daneben werden z. T. mikromechanische Resonatoren in Silizium gefertigt [55] bzw. SAW-Filter auf Silizium realisiert [56].

nicht zu hohen Datenraten kann das ZF-Signal mit Hilfe von Analog-Digital-Konvertern unterabtastet werden. Die gesamte Demodulation findet dann im digitalen Signalprozessor (DSP) statt, man spricht von einem Software-Radio. Für hochwertige Empfänger ist nach [52] eine vierfache Überabtastung (bzgl. der Signalbandbreite) mit 14 bis 16 Bit notwendig¹², um den DSP zu entlasten. Heute käufliche ADC bieten bis zu 14 Bit bei 65 MS/s¹³. Dies genügt demnach für eine Datenrate von max. 32 Mbit/s, die etwa von IEEE 802.11b oder auch den Pflicht-Modi von H/2 nicht überschritten wird. Für die in H/2 maximal anvisierten 54 Mbit/s ist jedoch eine Steigerung der Abtastrate auf über 100 MS/s erforderlich. Die Abtastrate allein ist jedoch nicht das allein wichtige Merkmal des ADC. Da das Datensignal durch Unterabtastung der Zwischenfrequenz gewonnen wird, muß das vorgeschaltete Sample-and-Hold-Glied eine Grenzfrequenz aufweisen, die über der Zwischenfrequenz liegt. Bei üblicher Dimensionierung läuft das auf eine Forderung nach $f_g > 500$ MHz hinaus, die mit CMOS-ADC noch nicht erreicht wird.

Ein anderes wichtiges Konzept ist das des sog. „low-IF-Transceivers“ oder Niedrig-ZF-Sendeempfängers [52, 58]. Bei dieser Architektur wird die ZF auf einen extrem niedrigen Wert gelegt, z. B. auf das Ein- bis Zweifache der Signalbandbreite. In diesem Fall umgeht man die Grenzfrequenzanforderung an den ADC, erkaufte sich dies jedoch mit scharfen Anforderungen an die Signalverarbeitung. Zur Trennung der verschiedenen Signalanteile wird hierbei verstärkt Gebrauch von komplexer Signalverarbeitung gemacht¹⁴. Die erforderliche Präzision erfordert jedoch eine weitgehend digitale Signalverarbeitung, für die vermutlich mindestens 16 Bit Auflösung des ADC benötigt werden.

Zusammenfassend kann man festhalten, daß zum heutigen Zeitpunkt produktnahe Systeme auf eine Heterodynstruktur zurückgreifen werden. Das Software-Radio sowie einige modernere Systemarchitekturen lassen sich zum heutigen Zeitpunkt aufgrund des Standes der Technik bei ADC nicht für hochbitratige Systeme wie H/2 anwenden, was sich jedoch im Verlauf der nächsten Jahre ändern kann.

Die altbekannten Probleme der Homodyn-Architektur, die zu einem großen Teil auf Isolationsprobleme zurückzuführen sind, lassen sich durch sorgfältigen differentiellen Schaltungsentwurf und Modellierung parasitärer Kopplungen umgehen, was heute allerdings noch nicht üblich ist. Die Entschärfung der Isolationsanforderungen bei TDMA/TDD lassen eine vollin-

¹²Abhängig vom Dynamikbereich des Eingangssignals, dem benötigten SNR, der Anzahl der Amplitudenstufen des Kodierungsverfahrens sowie der Überlagerung mehrerer Subcarrier

¹³Etwa der AD 6644 von Analog Devices

¹⁴Das später erläuterte Polyphasenfilter gehört zu dieser Klasse

tegrierte Sendeempfänger-Architektur möglich erscheinen. Die bei der Optimierung dieser Architektur gewonnenen Erkenntnisse sind für die anderen Architekturen natürlich ebenfalls wertvoll. In den nächsten Kapiteln werden nun die spezifischen Probleme einzelner Komponenten des Sendeempfängers detaillierter erörtert bzw. Möglichkeiten der Problemvermeidung aufgezeigt.

4.7 Fazit zu Kapitel 4

Die Gegenüberstellung der beiden klassischen Architekturen von Sendeempfängern und einer Alternativen zeigt, daß die Realisierung eines Ein-Chip-Sendeempfängers derzeit nur mit Abstrichen in der Qualität zu realisieren ist, da die Isolation zwischen verschiedenen Schaltungsteilen sowie Rauschanforderungen gegenläufige Schaltungsstrukturen erfordern. So ist bei Verzicht auf Induktivitäten ein kompakter und hinreichend isolierter Sendeempfänger machbar, seine Rauscheigenschaften genügen jedoch nicht den gängigen Standards. Die weitgehende Verlagerung der Demodulation in den Basisbandteil mit Hilfe von fortschrittlichen [ADC](#) und [DSP](#) scheint zum heutigen Zeitpunkt sowohl hinsichtlich der benötigten ADC-Auflösung und Abtastrate als auch hinsichtlich der benötigten Rechenleistung noch nicht realisierbar, wenn wir die Anforderungen schneller Netzwerkverbindungen wie HIPERLAN/2 betrachten.

Der Ein-Chip-Sendeempfänger ist daher ebenso wie das Software-Radio zunächst eine Lösung für das Niedrigpreis-Segment, wo Abstriche in der Qualität und in der Übertragungsrate hingenommen werden können.

Es ist daher zunächst die Aufgabe zu lösen, eine weitgehende Integration ohne die oben erwähnten Abstriche zu ermöglichen, d. h., es ist eine Aufteilung der Leistungsdaten einzelner Funktionen dahingehend durchzuführen, daß man mit möglichst wenigen Spulen auskommt, um den Standard zu erfüllen. Um weitgehende Sicherheit über die auftretenden Kopplungen auf dem Chip zu erhalten, ist ein starkes Engagement in der Modellierung von Parasiten erforderlich. Dies betrifft nicht nur die RC-Netzwerke der Metallisierung, sondern insbesondere auch Kopplungen durch das schlecht abschirmende Substrat, induktive Kopplungen sowie ggf. auch thermische Kopplungen, wenn der Leistungsverstärker mit integriert werden soll. Zum heutigen Zeitpunkt sind die letzten drei Aspekte in der Regel noch nicht Bestandteil des Designablaufs, da insbesondere die Speicher- und Rechenzeitanforderungen zur Simulation räumlich verteilter Strukturen häufig noch nicht tragbar sind. Die Implementierung der Verdrahtungs- und Sub-

stratparasiten in gängige Design-Werkzeuge¹⁵ war ein Schwerpunkt meiner Arbeiten bezüglich der neuen Technologie des IHP.

In Kombination mit Niedrig-IF-Architekturen sollte man einem leistungsfähigen Ein-Chip-Sendeempfänger in naher Zukunft dennoch nahekommen können.

¹⁵In diesem Fall Cadence

Kapitel 5

Mischer

Die Umsetzung von Signalen in einen anderen Frequenzbereich lässt sich mit verschiedenen Maßnahmen erzielen. Die einfachste Form der Mischung geschieht an Bauelementen mit nicht-linearer Kennlinie, aufwendigere Konzepte verwenden linearisierte Multiplizierschaltungen. Um die Gründe für die unterschiedlichen Konzepte und deren Leistungsfähigkeit bzw. Probleme zu untersuchen, soll zunächst der ideale Mischer definiert werden.

5.1 Allgemeine Problemstellung

Der Grund für die Notwendigkeit von Mixern besteht zum einen in den physikalischen Eigenschaften des Übertragungsmediums, der Luft, andererseits in der Notwendigkeit, verschiedenen Benutzern zur gleichen Zeit das gleiche Übertragungsmedium zur Verfügung stellen zu können. Prinzipiell könnte man ein Sprach- oder Datensignal direkt über eine Antenne abstrahlen. Die Qualität einer solchen Übertragung wäre allerdings außerordentlich schlecht. Einerseits ist es problematisch, niederfrequente Signale (z. B. entsprechen 100 Mbit/s einer maximalen Frequenz von 50 MHz) mit einer hinreichend kleinen Antenne abzustrahlen, da man für eine nennenswerte Abstrahlung z. B. einen $\lambda/4$ -Resonator benötigt. Andererseits könnten auf diese Weise nicht mehrere Benutzer denselben Funkraum benutzen, da sich alle Signale überlagern. Man ist also bestrebt, durch Umsetzung der Signale in andere Frequenzbänder voneinander unabhängige Kanäle zu schaffen und die Kanäle in Frequenzbereiche zu legen, die handliche Antennenabmessungen und vernünftige Übertragungseigenschaften ermöglichen.

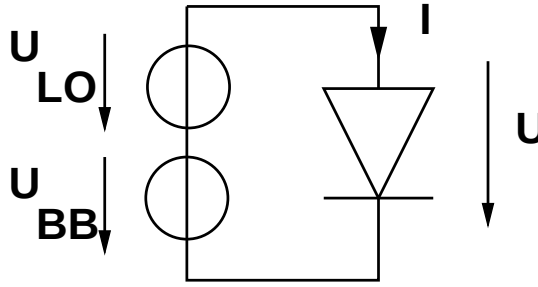


Abb. 5.1: Einfacher Diodenmischer mit Spannungsansteuerung

5.2 Methoden der Mischung

5.2.1 Mischung an nichtlinearer Kennlinie

Das einfachste Prinzip der Mischung nutzt die Bildung von Oberwellen an nichtlinearen Bauelementen aus, z. B. an einer Diode. Abb. 5.1 zeigt den einfachsten Fall. Eine der beiden Quellen enthalte dabei eine geeignete DC-Komponente zur Einstellung des Arbeitspunktes. Prinzipiell kann man den Mischer mit Signalströmen anregen und eine Ausgangsspannung abgreifen oder ihn mit einer Spannung anregen und den Strom abgreifen. Welche Methode günstiger ist, kann anhand der Taylorreihe der Bauelementkennlinie entschieden werden.

Für die ideale Diode im Flußbereich gilt die vereinfachte Form der Schockleygleichung:

$$I = I_S \cdot e^{\frac{U}{U_T}} \quad (5.1)$$

$$\Leftrightarrow \quad (5.2)$$

$$U = U_T \cdot \log_e \left(\frac{I}{I_S} \right) \quad (5.3)$$

Beide Auflösungen der Formel können in Form einer Taylorreihe geschrieben werden. In [59] findet man:

$$e^x = \sum_{s=0}^{\infty} \frac{x^s}{s!} = 1 + x + \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{6} + \frac{x^4}{24} + \frac{x^5}{120} \dots \quad (5.4)$$

$$\ln(1+x) = \sum_{s=1}^{\infty} (-1)^{s-1} \cdot \frac{x^s}{s} = x - \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} - \frac{x^4}{4} + \frac{x^5}{5} \dots \quad (5.5)$$

In der Taylorentwicklung wird offensichtlich, daß beide Ansätze sich stark unterscheiden. Bei einer Ansteuerung mit Signalströmen entstehen sehr viel mehr Mischprodukte höherer Ordnung, da die Amplitude dieser Terme bei der ln-Funktion nicht so stark abfällt wie bei der e-Funktion.

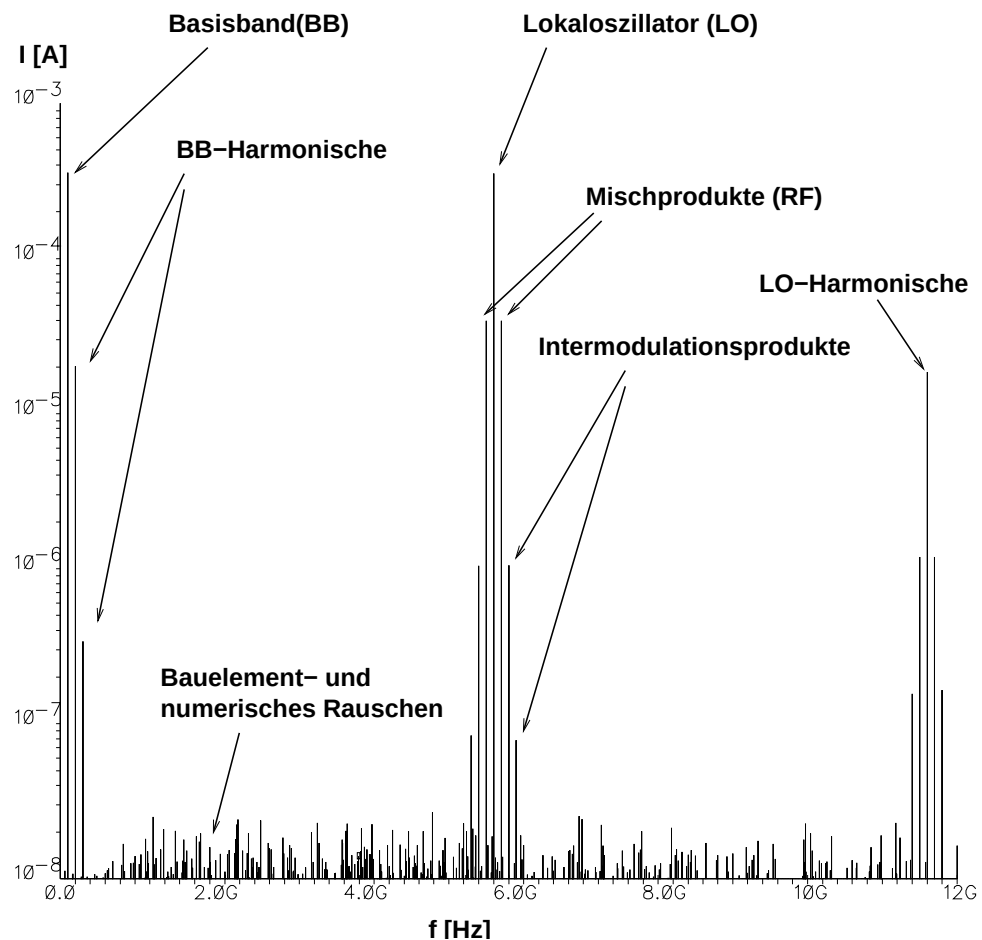


Abb. 5.2: Ausgangsspektrum des einfachen Mixers

Schaut man sich das Spektrum des Ausgangssignals in Abb. 5.2 an, werden folgende Probleme sichtbar:

- es gibt keine Isolation zwischen Eingang und Ausgang des Mixers, d.h. die Eingangssignale sind auch im Ausgangssignal vorhanden
- es gibt keine Konversionsverstärkung, d. h., das Ausgangssignal ist kleiner als das Eingangssignal
- das Spektrum enthält die Trägerfrequenz mit großer Amplitude
- die Information steckt in zwei Seitenbändern
- es gibt eine Vielzahl von störenden Mischprodukten höherer Ordnung

Ein besseres Ergebnis kann selbst bei Beibehaltung des Mischerprinzips durch einen differentiellen Aufbau erreicht werden, wie in Abb. 5.3 gezeigt. In dieser Variante wird das um 180°

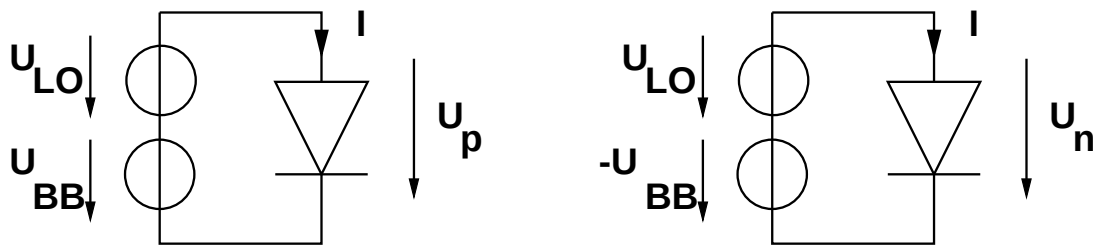


Abb. 5.3: Einfach symmetrischer Diodenmischer

phasenverschobene Basisbandsignal in einem zweiten Mischer gemischt und die Differenz der beiden Ausgangssignale, $U_p - U_n$, betrachtet. Bei dieser Variante entfallen geradzahlige Harmonische der Eingangssignale sowie geradzahlige Verzerrungsprodukte (Abb. 5.4). Insbesondere ist auch das LO-Signal nicht im Ausgangssignal vorhanden, da es an beiden Mixern vorzeichen gleich anliegt. Dadurch entfällt das größte Störsignal in der Nähe des Ausgangssignals, das durch Filter nur schwer zu unterdrücken wäre. Im Falle eines Homodynkonverters liegen f_{BB} und f_{LO} weit voneinander entfernt, d. h., die im Ausgangssignal sichtbaren Harmonischen des Basisbandsignals sind ebenfalls sehr niederfrequent und können ausgefiltert werden. Im Falle eines Heterodynkonverters trifft dies nicht zu, so daß z. B. die dritte Harmonische des Basisbandes im Bereich des ZF-Signals liegt. In diesem Fall ist der einfach symmetrische Mischer ungeeignet und man muß auf eine voll symmetrische Struktur übergehen, die auch Harmonische des Basisbandsignals unterdrücken kann. Der Dioden-Ringmischer [60, 61] ist ein Vertreter dieser Gattung, aufgrund der übrigen Nachteile der Diodenmischer soll darauf jedoch nicht näher eingegangen werden. Als voll symmetrische Struktur wird stattdessen weiter unten die Gilbertzelle untersucht.

Der Diodenmischer wird heute noch in Anwendungen benutzt, bei denen die unten vorgestellten Verfahren nicht anwendbar sind - in der Regel aufgrund unzureichender Schaltgeschwindigkeiten der aktiven Bauelemente. Anwendungsbeispiele sind demnach vorwiegend Radar- und Satellitenfunkanlagen.

5.2.2 Resistive Mischung

Eine gänzlich andere Klasse von Mixern nutzt die Modulierbarkeit von Bauelementparametern aus, meist handelt es sich dabei um Bauelemente mit steuerbarem Widerstand. Ist die Steuereckennlinie linear, so spricht man von rheoleinen Bauelementen. In Abb. 5.5 ist eine solche

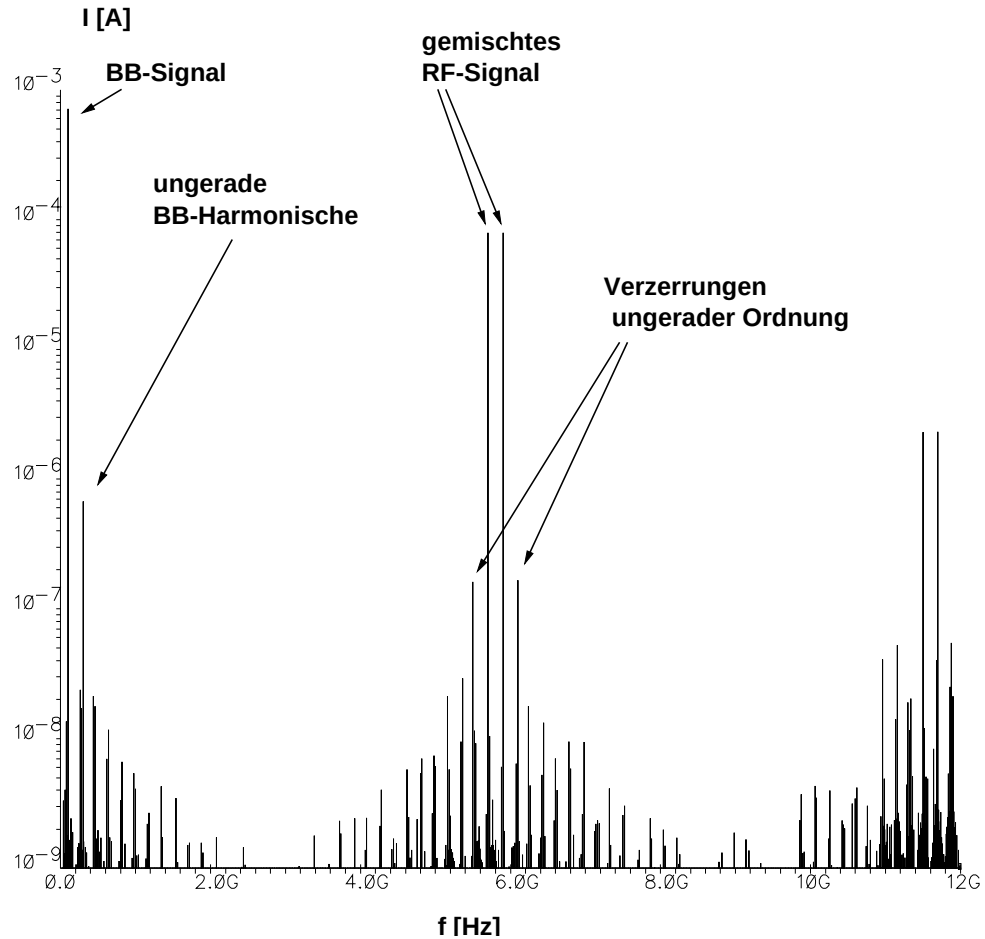


Abb. 5.4: Spektrum des einfach symmetrischen Diodenmischers

Anordnung gezeigt. Unter der Voraussetzung, daß der Widerstand R der Kennliniengleichung

$$R(U_{LO}) = \alpha \cdot R_0 \cdot U_{LO} \quad (5.6)$$

genügt, entspricht die Spannung über dem Bauelement bei eingepprägtem Basisbandstrom der Gleichung

$$U_R = \alpha \cdot R_0 \cdot U_{LO} I_{BB} \quad (5.7)$$

Bei Annahme zweier sinusförmiger Signale U_{LO} und I_{BB} enthält das Ausgangssignal U_R nur die zwei Seitenbänder bei $f_{LO} - f_{BB}$ und $f_{LO} + f_{BB}$, wie sich anhand der Additionstheoreme ermitteln läßt¹:

$$\begin{aligned} U_R &= \alpha \cdot R_0 \cdot \hat{U}_{LO} \sin(\omega_{LO} t) \hat{I}_{BB} \sin(\omega_{BB} t) \\ &= \frac{\alpha}{2} \cdot R_0 \cdot \hat{U}_{LO} \hat{I}_{BB} \cdot (\cos((\omega_{LO} - \omega_{BB})t) - \cos((\omega_{LO} + \omega_{BB})t)) \end{aligned} \quad (5.8)$$

¹Wie die Formeln zeigen, handelt es sich im strengen Sinne um eine multiplikative Mischung. Aufgrund der schaltungstechnisch sehr unterschiedlichen Konzepte soll dieser Ausdruck hier jedoch für das im nächsten Abschnitt vorgestellte Konzept vorbehalten bleiben

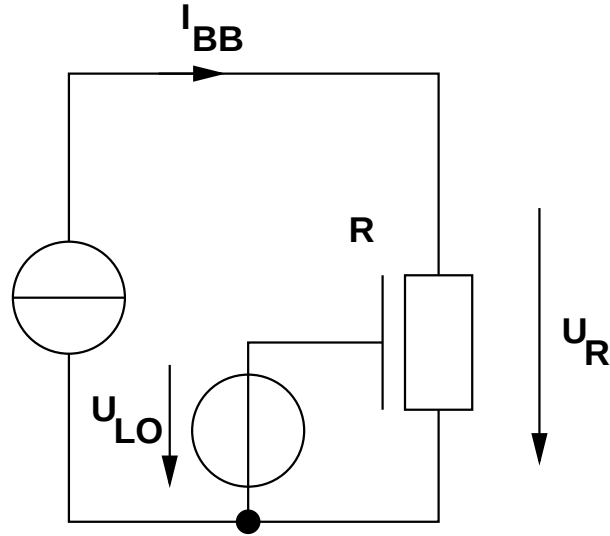


Abb. 5.5: Mischer mit spannungsgesteuertem Widerstand

Dieser Mischertyp könnte folglich prinzipiell ohne störendes Durchsprechen oder unerwünschte Mischprodukte funktionieren, sofern ein linear steuerbarer Widerstand existiert. In integrierten Schaltungen kommt der MOS-Transistor dieser Funktion am nächsten, da er bei kleinen Drain-Source-Spannungen im ohmschen Bereich arbeiten kann. In [62, 63] wurde ein derartiger Aufwärtsmischer für 1 GHz vorgestellt, dessen Linearitätsverhalten jedoch aufgrund von Kurzkanaleffekten vom normalen Verhalten abweicht². Aufgrund der erzielten Konversionsverstärkung von -15 dB verursacht dieser Mischer erhebliche Probleme beim nachfolgenden Leistungsverstärker, auch das Rauschverhalten dürfte eine Anwendung in Funksystemen verbieten.

Im ohmschen Bereich gilt folgende Kennliniengleichung:

$$I_D = k \left[(U_{GS} - U_{th})U_{DS} - \frac{1}{2}U_{DS}^2 \right] (1 + \lambda U_{DS}) \quad (5.9)$$

Hierin ist k die MOSFET-Konstante und λ der Kanallängenmodulationsfaktor. Ausmultipliziert ergibt dies den Ausdruck

$$I_D = c_1 U_{DS} + c_2 U_{DS}^2 + c_3 U_{DS}^3 \quad (5.10)$$

mit

$$c_1 = k(U_{GS} - U_{th}), \quad c_2 = k\lambda(U_{GS} - U_{th}) - k/2, \quad c_3 = -\frac{k\lambda}{2} \quad (5.11)$$

²MOSFETs in Dünnschichttechnik zeigen diesen Effekt nicht, wie in [64] gezeigt wird

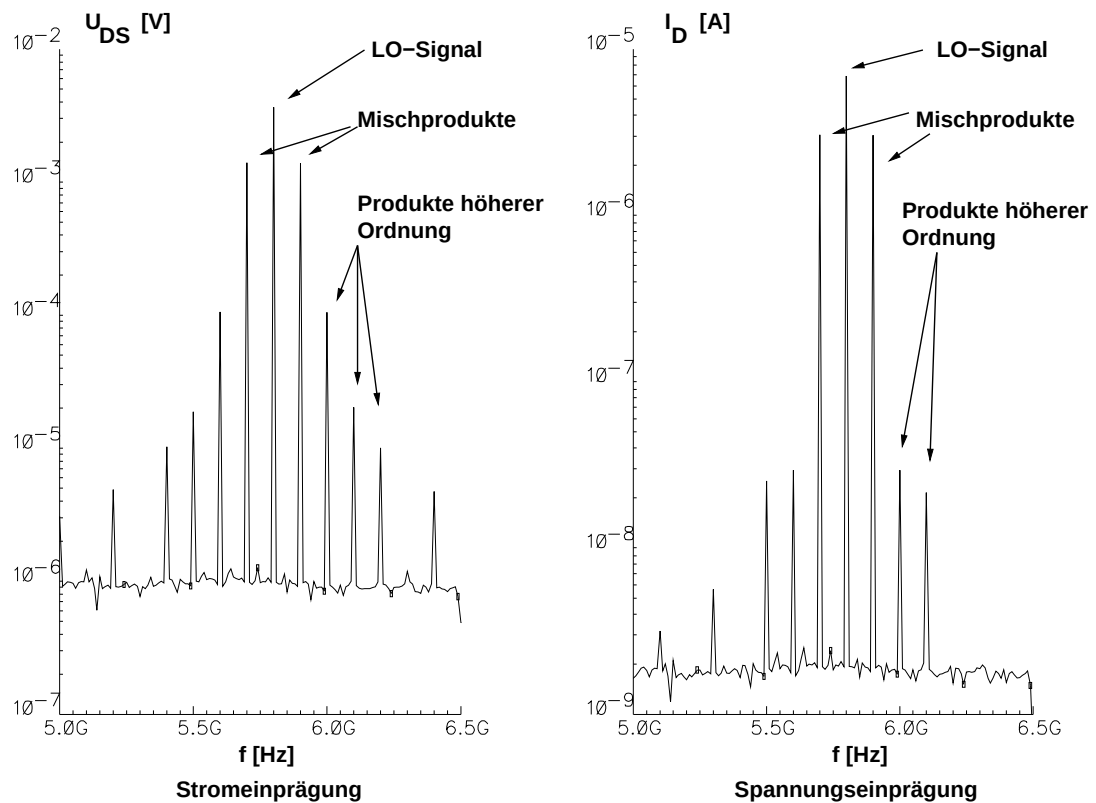


Abb. 5.6: Resistiver MOS-Mischer mit spannungs- und Stromansteuerung am Kanal

Das reale Bauelement weist folglich mindestens noch Terme zweiter und dritter Ordnung auf. Der quadratische Anteil scheint beeinflussbar zu sein, im Fall $\lambda(U_{GS} - U_{th}) = 1/2$ ließe er sich theoretisch unterdrücken³. Bei einem Wert von $\lambda = 7.5\%/V$ führt das allerdings auf ein U_{GS} , das nur wenig über U_{th} liegt, doch dort ist der Linearitätsbereich selbst sehr klein. Wie schon beim Diodenmischer gibt es die Möglichkeit, den Kanal mit einer Spannungs- oder einer Stromquelle zu speisen. Für die Speisung mit einer Stromquelle wäre die kubische Kennliniengleichung nach U_{DS} aufzulösen, was aus Gründen der Übersichtlichkeit unterbleiben soll. Stattdessen sei in Abb. 5.6 das prinzipielle Spektrum eines MOS-Aufwärtsmischers gezeigt, der einmal mit eingepprägtem Kanalstrom und einmal mit eingepprägter Drain-Source-Spannung betrieben wird. In beiden Fällen wurde die Aussteuerung auf ca. $\pm 50\text{ mV}$ eingestellt, um vergleichbare Ergebnisse zu erhalten. Man sieht, daß auch hier die Umkehrung der Ansteuerung einen starken Einfluß auf die Art und Amplitude der Mischprodukte höherer Ordnung hat. Bei Stromeinprägung entstehen stärkere Mischprodukte dritter Ordnung sowie zahlreiche Produkte höherer Ordnung.

Diese Erkenntnisse fließen implizit in die Ergebnisse der kompletten Mischerschaltungen

³Der starke Term zweiter Ordnung bei MOS-Mischern ist besonders bei Direktkonvertern störend [65]

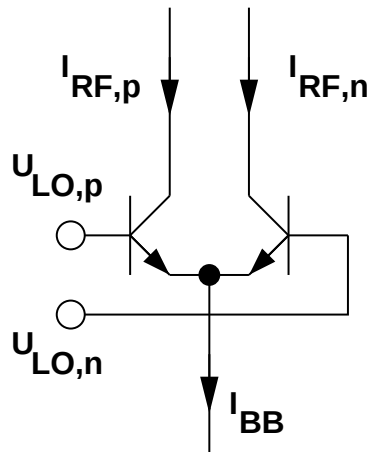


Abb. 5.7: Multiplikativer Mischer

ein, wenn es etwa um die Auslegung von Lastwiderständen oder die Wahl zwischen Bipolar- oder MOS-Emitterfolgern zur Ansteuerung einer Stufe geht. Gerade die sehr unterschiedlichen Steilheiten von **BJT** und **MOS** können signifikante Änderungen in der Linearität hervorrufen, obgleich der einzelne Emitterfolger für sich betrachtet gute Linearität zeigen mag. Da die während der Projektdauer zur Verfügung stehende Technologie keine MOS-Transistoren bereitstellte, sind leider keine Meßdaten zu dieser Problematik vorhanden. Weitere, auf Simulationen beruhende Details sind [66] zu entnehmen.

5.2.3 Multiplikative Mischung, die Gilbertzelle

Prinzipiell artverwandt zum hier resistive Mischung genannten Verfahren ist die multiplikative Mischung. Abb. 5.7 zeigt eine halbsymmetrische Struktur, deren Spektrum eine gewisse Ähnlichkeit zum halbsymmetrischen Diodenmischer in Kapitel 5.2.1 aufweist. Hierbei wird ebenfalls ein Bauelementparameter durch ein Steuersignal moduliert. An dieser Stelle soll jedoch nicht die Änderung des Bauelementparameters im Vordergrund stehen, sondern die Umlenkung von Signalen innerhalb der Schaltung. Alle oben vorgestellten Methoden ermöglichen keine Signalverstärkung, d. h., daß z. B. bei einer Umwandlung des Ausgangsstroms in eine Ausgangsspannung mittels eines Lastwiderstandes ein Spannungsteiler mit dem dynamischen Widerstand des Mixers entsteht. Bei der resistiven Mischung ist zudem nur eine kleine Aussteuerung am LO-Eingang erwünscht, um eine hohe Linearität zu gewährleisten. Bei dem in Abb. 5.7 gezeigten Prinzip werden die Transistoren dagegen als Schalter betrachtet, die den zu mischenden Signalstrom periodisch umpolen. Bei hinreichend großer LO-Amplitude (200 mV

bis 300 mV) führt diese Schaltung aufgrund der großen Steilheit der Bipolartransistoren quasi eine Multiplikation mit einem Rechtecksignal der Amplitude eins durch. Gedanklich kann man sich die Schaltung in einen idealen Multiplizierer mit vorgeschaltetem Begrenzerverstärker zerlegt denken. Diese Analogie ist insbesondere bei der Analyse verschiedener Kenngrößen und Sensitivitäten nützlich.

Die Multiplikation mit einem Signal der Amplitude eins verspricht die größtmögliche Konversionsverstärkung und somit die kleinstmögliche Rauschzahl. Letzteres wird unterstützt durch die Tatsache, daß die Transistoren im ab- oder durchgeschalteten Zustand nur wenig Rauschen ergänzen. Bei hinreichend großer Eingangsamplitude bzw. steilen LO-Flanken wird der rauschintensive Verstärkerbereich schnell durchlaufen. Die Konversionsverstärkung der Anordnung beträgt jedoch nicht eins, da durch die Multiplikation mit einem Rechtecksignal ein stark oberwellenhaltiges Ausgangsspektrum entsteht. Diese in diesen Oberwellen enthaltene Energie geht dem gewünschten Ausgangssignal verloren. Dies kann anhand einer Fourierzerlegung gezeigt werden [59]:

$$\begin{aligned} U_{LO}(t) &= \text{rect}(\omega_{LO}) \\ &= \frac{4}{\pi} \left[\sin(\omega_{LO}) + \frac{\sin(3\omega_{LO})}{3} + \frac{\sin(5\omega_{LO})}{5} + \dots \right] \end{aligned} \quad (5.12)$$

Der erste Fourierkoeffizient entspricht der Amplitude des für das gewünschte Ausgangssignal notwendigen Spektralanteils. Die Multiplikation dieses LO-Signals mit dem zu mischenden Signal der Amplitude I_{BB} liefert nach den Additionstheoremen:

$$\begin{aligned} I_{RF} &= I_{RF,p} - I_{RF,n} \\ &= \frac{2I_{BB}}{\pi} \cdot [\cos(\omega_{LO} - \omega_{BB}) + \cos(\omega_{LO} + \omega_{BB})] + \end{aligned} \quad (5.13)$$

$$\frac{2I_{BB}}{3\pi} \cdot [\cos(3\omega_{LO} - \omega_{BB}) + \cos(3\omega_{LO} + \omega_{BB})] + \dots \quad (5.14)$$

Da nur der zweite Term in der Klammer gewünscht ist (das obere Seitenband bei $\omega_{LO} + \omega_{BB}$; der erste beschreibt das untere Seitenband bei $\omega_{LO} - \omega_{BB}$), entspricht dies einer Konversionsverstärkung von $2/\pi = 0,637$ bzw. -4 dB. Die anderen Fourierkomponenten des LO-Signals erzeugen Mischprodukte, die um die Oberwellen des LO-Signals zentriert liegen. Dadurch lassen sich diese Komponenten relativ leicht durch Filterung eliminieren. Die Konversionsverstärkung von -4 dB wird in der Regel ausgeglichen bzw. überkompensiert durch einen linearen Verstärker, der im oben betrachteten Fall das Basisbandsignal verstärkt. Die Linearität dieses Verstärkers ist eine der kritischsten Größen des Mixers, da sie bei Vorhandensein mehrerer spektraler

Komponenten zu Verzerrungsprodukten innerhalb des Übertragungsbandes und in dessen Umgebung führt. Unter Annahme einer allgemeinen Übertragungsfunktion der Verstärkers von

$$I_B B(t) = a \cdot U_{in} + b \cdot U_{in}^2 + c \cdot U_{in}^3 + \dots \quad (5.15)$$

wird ein Eingangssignal mit nur zwei Spektralanteilen

$$U_{in} = U_1 \cos(\omega_1 t) + U_2 \cos(\omega_2 t) \quad (5.16)$$

in das folgende Ausgangssignal mit 13 Spektralanteilen (Abb. 5.8 zeigt die Signalanteile für die ersten drei Glieder der Taylorreihe einer e-Funktion) transformiert:

$$\begin{aligned} I_{out} = & aU_1 \cos(\omega_1 t) + aU_2 \cos(\omega_2 t) + \\ & \frac{bU_1^2}{2} + \frac{bU_1^2}{2} \cos(2\omega_1 t) + \\ & \frac{bU_2^2}{2} + \frac{bU_2^2}{2} \cos(2\omega_2 t) + bU_1 U_2 \cos((\omega_1 + \omega_2)t) + \\ & \frac{3cU_1^3}{4} \cos(\omega_1 t) + \frac{cU_1^3}{4} \cos(3\omega_1 t) + \\ & \frac{3cU_2^3}{4} \cos(\omega_2 t) + \frac{cU_2^3}{4} \cos(3\omega_2 t) + \\ & \frac{3cU_1 U_2^2}{2} \cos(\omega_1 t) + \frac{3cU_1 U_2^2}{2} \cos((\omega_1 - 2\omega_2)t) + \\ & \frac{3cU_1 U_2^2}{2} \cos((\omega_1 + 2\omega_2)t) + \\ & \frac{3cU_1^2 U_2}{2} \cos(\omega_2 t) + \frac{3cU_1^2 U_2}{2} \cos((\omega_2 - 2\omega_1)t) + \\ & \frac{3cU_1^2 U_2}{2} \cos((\omega_2 + 2\omega_1)t) \end{aligned} \quad (5.17)$$

Diese Komponenten werden beim Aufwärtsmischer auf jede Oberwelle des LO-Signals gemischt, so daß sich eine Vielzahl von Spektralkomponenten ergibt. Wichtig im Ausgangssignal sind insbesondere die Anteile, die in der Nähe des gewünschten Signals oder eines Nachbarkanalns liegen. Dort führen Sie zu einer Begrenzung des Dynamikbereichs innerhalb des Übertragungsbandes sowie zu Nachbarkanalübersprechen. Kritischer ist diese Nichtlinearität bei Abwärtsmischen, wo u. U. ein schwacher Kanal bei $\omega_3 = \omega_1 - 2\omega_2$ in der Nähe zweier starker Störer auf ω_1 und ω_2 empfangen werden muß. Dieses schwache Signal wird mischerintern von Verzerrungsprodukten dritter Ordnung überdeckt, so daß es nicht fehlerfrei empfangen werden kann.

Wenn beide Verstärkerausgänge jeweils mit einem Umtaster nach Abb. 5.7 kombiniert wird, deren Ströme in zwei Lastwiderständen summiert werden, so resultiert daraus die bekannte

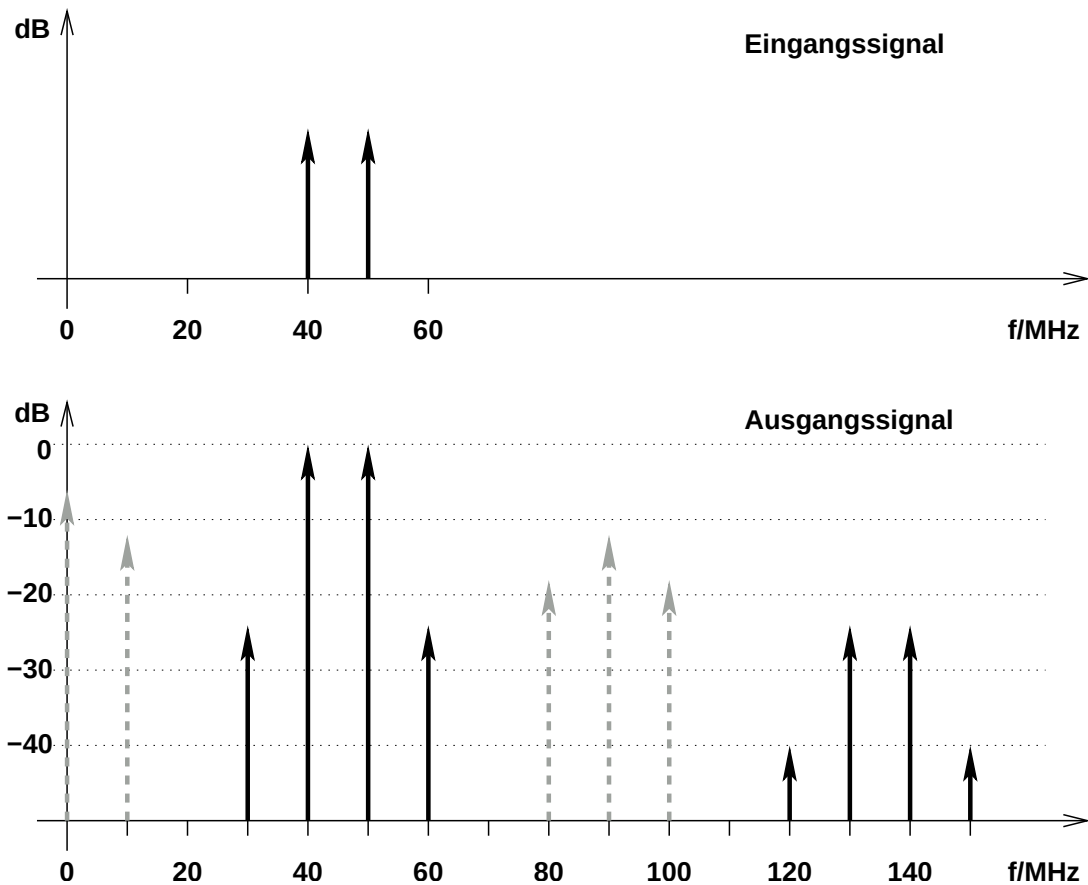


Abb. 5.8: Spektrum eines 2-Ton-Tests bei Verstärkern mit quadratischem und kubischem Anteil in der Kennlinie. Die gestrichelten Signale können durch differentiellen Aufbau eliminiert werden

Gilbertzelle, wie sie in Abb. 5.9 dargestellt ist. Durch die völlige Balance entfallen bei dieser Anordnung im Idealfall alle Anteile der Eingangssignale im Ausgangsspektrum, insbesondere auch das starke LO-Signal. Warum dies in der Praxis nicht der Fall ist, wird im Abschnitt über Aufwärtsmischer (Kapitel 5.6) erläutert. Die Gilbertzelle kann ohne Modifikationen auch in CMOS-Technologie realisiert werden [67], wobei die niedrige Steilheit in der oberen Ebene von Nachteil ist.

Alle Produkte geradzahlgiger Ordnung stellen für das differentielle Ausgangssignal eine Gleichtaktstörung dar, die in der Regel gut unterdrückt werden kann. Die betroffenen Anteile sind in Abb. 5.8 gestrichelt gezeichnet. Man erkennt, daß diese Maßnahme die fünf größten Störterme eliminiert. Die beiden wichtigsten noch verbleibenden Terme liefern Signale bei $\omega_1 - 2\omega_2$ und $\omega_2 - 2\omega_1$.

Da der Abstand der Verzerrungsprodukte zu den gewünschten Signalen von der Eingangsamplitude abhängt, definiert man eine davon unabhängige Metrik, um die Linearität des Mixers

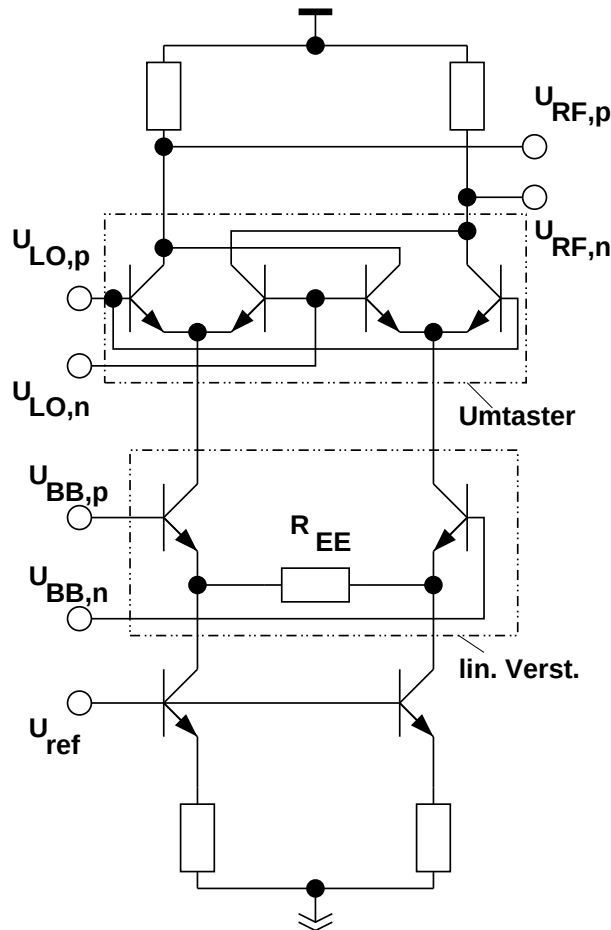


Abb. 5.9: Gilbertzelle

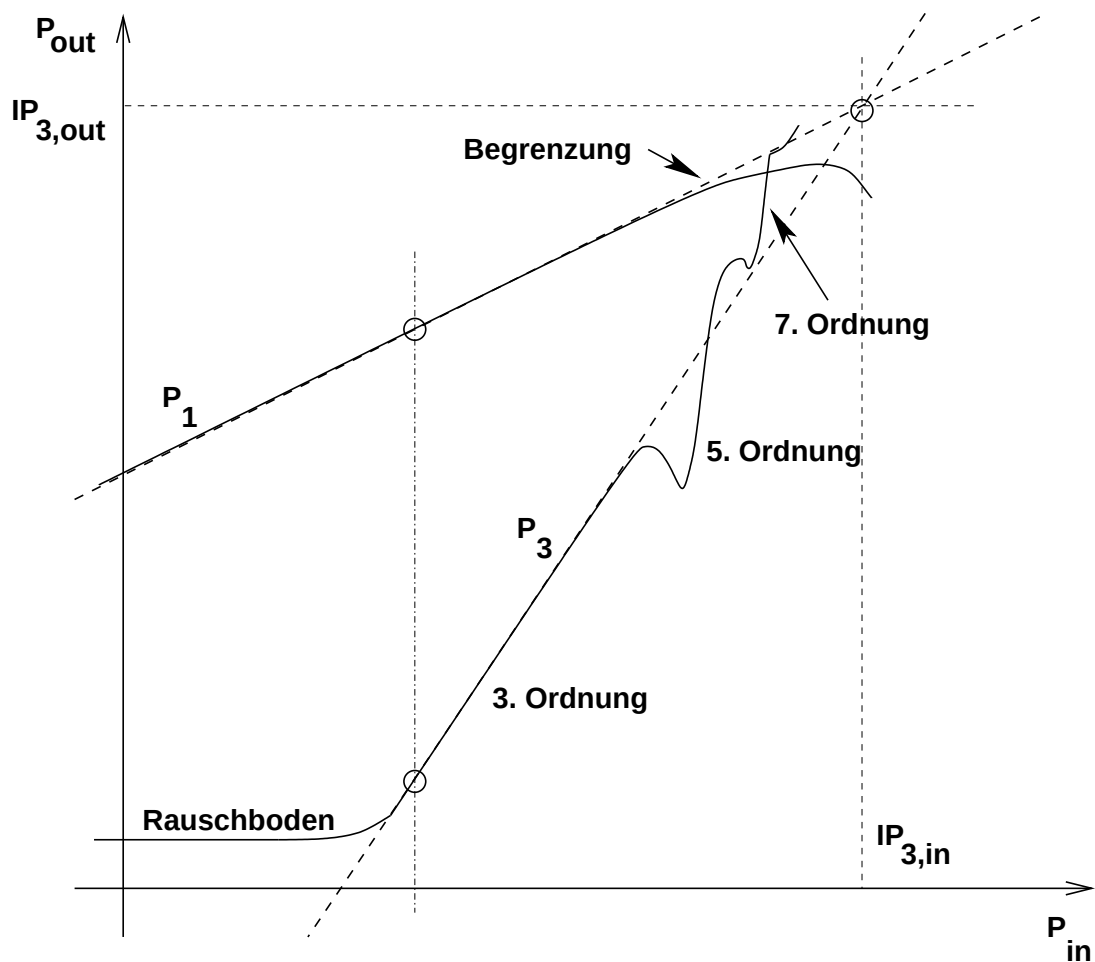
beurteilen zu können. Trägt man doppellogarithmisch die Leistung eines der gewünschten Signale und eines der beiden Komponenten dritter Ordnung auf, so ergeben sich zwei Geraden mit Steigung 20 dB/Dekade bzw. 60 dB/Dekade (Abb. 5.10). Der Schnittpunkt dieser Geraden liegt für eine gegebene Schaltung fest und kann durch Simulation oder Messung ermittelt werden; er wird als Interceptpunkt IP_3 bezeichnet. Die Bestimmung kann dabei graphisch durch Extrapolation aus Abb. 5.10 oder durch Berechnung im Dezibel-Maß [68] gemäß

$$IP_3 = \frac{P_1 - P_3}{2} + P_1 \quad (5.18)$$

geschehen, sofern die Messung in dem Bereich geschieht, wo weder Rauschen noch Kompression (Begrenzung) noch Signale höherer Ordnung eine Rolle spielen. Obige Formel gibt dabei den ausgangsseitigen IP_3 an⁴. Bezogen auf den Eingang ist der Wert um die Konversionsverstärkung zu reduzieren.

Bei der Bestimmung sind allerdings einige wichtige Aspekte zu beachten, um sinnvolle und

⁴Wenn nicht anders vermerkt, ist in dieser Arbeit immer von ausgangsseitigen IP_3 -Werten die Rede

Abb. 5.10: Bestimmung des IP_3

vergleichbare Ergebnisse zu erzielen. Bei ungeschickter Wahl der Testfrequenzen können sich verschiedene Signale überlagern, so z. B. die Komponenten $\omega_1 - 2\omega_2$ und $\omega_2 - \omega_1$. Letztere ist zunächst stärker, steigt jedoch nur mit 40 dB/Dekade, so daß der Fehler anhand der Geradensteigungen bzw. mehrerer Stichproben gefunden werden kann. Berücksichtigt man auch Komponenten höherer Ordnungen, wie sie in der Praxis auftreten, so kommt es auch bei korrekter Wahl der Testtöne zu unerwünschten Überlagerungen. In Abb. 5.8 verursachen derartige Überlagerungen Einbrüche und/oder Änderungen in der Steigung der Verzerrungskurve. Zu Einbrüchen kommt es immer dann, wenn die Taylorreihe der Übertragungsfunktion des Verstärkers alternierende Vorzeichen aufweist, wie etwa die $\tanh$ -Funktion des einfachen bipolaren Differenzverstärkers (entspricht Abb. 5.9 für $R_{EE} = 0 \Omega$):

$$\tanh(x) = x - \frac{1}{3}x^3 + \frac{2}{15}x^5 - \frac{17}{315}x^7 + \dots \quad (5.19)$$

Nach obigem Schema erhalten wir nun $a = 1$, $b = 0$, $c = -1/3$, $d = 0$, $e = +2/15$. Der Anteil

dritter Ordnung erzeugt weiterhin eine Komponente

$$\frac{3cU_1U_2^2}{2} \cdot \cos(2\omega_2 - \omega_1) , \quad (5.20)$$

der fünfter Ordnung u. a. eine Komponente

$$\frac{5eU_1^4U_2}{4} \cdot \cos(2\omega_2 - \omega_1) . \quad (5.21)$$

Bei kleinen Amplituden fällt diese Komponente nicht ins Gewicht, bei größeren jedoch kompensiert er zunächst aufgrund des unterschiedlichen Vorzeichens die Komponente dritter Ordnung und gewinnt bei noch höheren Amplituden die Oberhand, um später selbst von Komponenten höherer Ordnung abgelöst zu werden.

Da die Größe der einzelnen Anteile unmittelbar durch Ausmultiplizieren nach oben gezeigtem Schema ermittelt werden kann, leuchtet es ein, daß eine andersartige Signalkonfiguration (z. B. ein oder drei Sinussignale am Eingang) die Amplituden und somit auch die Position des Schnittpunktes verändert. So wird üblicherweise zwischen dem 1-Ton- und dem 2-Ton-Test mit zwei gleichen Signalamplituden unterschieden.

Schlüsselt man die Komponenten für den Fall erster bis dritter Ordnung mit nur einem Testton auf, so enthält das Ausgangssignal nur noch folgende Bestandteile:

$$\begin{aligned} I_{out} = & aU_1\cos(\omega_1t) + \frac{bU_1^2}{2} + \frac{bU_1^2}{2}\cos(2\omega_1t) + \\ & \frac{3cU_1^3}{4}\cos(\omega_1t) + \frac{cU_1^3}{4}\cos(3\omega_1t) \end{aligned} \quad (5.22)$$

Die einzige Komponente dritter Ordnung ist nun auf $3\omega_1$ zu finden. Berechnet man daraus den $IP_{3,1-Ton}$, so liegt er (bei Annahme einer e-Funktion für den Verstärker) um 8 dB über dem $IP_{3,2-Ton}$. Dies zeigt, daß die Angabe der Meßmethode sehr wichtig ist. Da bei diesem Test u. U. kein Mischprodukt, sondern eine Harmonische gemessen werden muß, wird gelegentlich explizit zwischen dem „harmonic intercept point“ HIP_3 und dem „intermodulation intercept point“ IIP_3 unterschieden⁵. In realen Mischern ist es normalerweise nicht erforderlich, bei einer anderen Frequenz zu messen, da es aufgrund der begrenzten Isolation zwischen den Mischeranschlüssen zur sog. Selbstmischung kommt, wodurch zahllose neue Frequenzkomponenten entstehen.

In Kapitel 3.5 wurden Grenzwerte nicht nur für die Intermodulationsverzerrungen IP_3 , sondern auch für den Kompressionspunkt P_{-1dB} ermittelt. Prinzipiell ließen sich beide analytisch

⁵Die Notation ist leider nicht eindeutig, da gelegentlich auch zwischen dem IIP_3 (eingangsseitig) und dem OIP_3 (ausgangsseitig) unterschieden wird

ermitteln, indem man die exakte Übertragungsfunktion in eine Taylorreihe mit hinreichend hoher Ordnung entwickelt und die Amplituden der einzelnen Anteile bestimmt. Da man jedoch schon beim gegengekoppelten Differenzverstärker keine geschlossene Lösung finden kann, ist dieser Weg unbrauchbar. Man kann aus obigen Rechnungen dennoch einige interessante Schlüsse ziehen. Der Kompressionspunkt kann in Formel 5.17 ermittelt werden, indem man sich den linearen Anteil bei ω_1 , aU_1 und die dortigen Verzerrungsprodukte anschaut (im Beispiel $3cU_1^3/4 + 3cU_1U_2^2/2$). Im Normalfall ist die Übertragungsfunktion punktsymmetrisch und begrenzt, wodurch der Koeffizient c ein negatives Vorzeichen bekommt. Bei wachsender Eingangsamplitude werden folglich immer mehr Verzerrungsprodukte vom gewünschten Ausgangssignal subtrahiert, die Verstärkung geht also zurück. Der Kompressionspunkt P_{-1dB} bezeichnet diejenige Ein- bzw. Ausgangsleistung, bei der die Verstärkung um 1 dB vom nominellen Wert abweicht. Es ist durchaus denkbar, daß die Kennlinie ein positives Vorzeichen der Komponente dritter Ordnung, jedoch ein negatives Vorzeichen in der Komponente fünfter Ordnung aufweist. In diesem Fall steigt die Verstärkung anders als in Abb. 5.10 zunächst einmal an. Dies macht deutlich, daß auch die definierten Metriken nur bedingt die Qualität eines Mixers beschreiben können.

Der IP_3 kann in erheblichem Maß durch verlustleistungsneutrale Linearisierungsmaßnahmen beeinflusst werden. Neben Degenerationswiderständen (z. B. R_{EE} in Abb. 5.9) bieten sich multi-tanh-Doublets oder -Triplets an. Diese Maßnahmen haben z. T. auch nur geringen Einfluß auf die Grenzfrequenz der Anordnung. Der Kompressionspunkt P_{-1} läßt sich hierdurch allerdings nur sehr begrenzt beeinflussen. Der Grund wird offensichtlich, wenn man sich vor Augen führt, daß das maximale Ausgangssignal des Mixers i. allg. durch das Produkt aus Betriebsstrom und Lastwiderstand begrenzt wird. Ein nennenswerter Gewinn ist folglich nur durch Vergrößerung des Betriebsstromes möglich, oder aber durch größere Lastwiderstände. Während ersteres bei mobilen Geräten aufgrund der sinkenden Batterielebensdauer unerwünscht ist, führt letzteres auf ein Bandbreitenproblem, da die Zeitkonstante aus Transistorkapazität und Lastwiderstand zu groß wird, wodurch die Verstärkung beeinflusst wird. Ein möglicher Ausweg kann in der Verwendung von LC-Lasten liegen, wobei die Lastwiderstände in Abb. 5.9 durch Induktivitäten ersetzt werden, die zusammen mit den angreifenden parasitären Kapazitäten einen Resonator bei Ausgangsfrequenz bilden. Der effektive Widerstand ist dann genau bei der Resonanzfrequenz sehr groß, zudem ist das Rauschen der induktiven Last kleiner. Diese Anordnung ist allerdings schmalbandig. Die Bandbreite muß daher mindestens so groß wie das Übertragungsband gewählt werden, oder es ist eine Möglichkeit zur Abstimmung vorzusehen.

Die 3 dB-Bandbreite B des Resonators bei f_0 hängt dabei mit dessen Güte Q in folgender Weise zusammen:

$$B = \frac{f_0}{Q} \quad (5.23)$$

Für das untere HIPERLAN-Band finden wir gemäß Kapitel 3.1 eine Mittenfrequenz von $f_0 = 5,25$ GHz und eine Bandbreite von $B = 200$ MHz. Daraus resultiert eine maximale Güte von $Q = 26$, wenn auf Abstimmung verzichtet wird und 3 dB Verstärkungsabweichung toleriert werden kann⁶. Für einen Parallelschwingkreis⁷ bestehend aus L , R und C mit Resonanzfrequenz $f_0 = 1/T \approx 1/(2\pi\sqrt{LC})$ ergibt sich die Güte aus

$$\begin{aligned} Q &= 2\pi \frac{\text{maximal gespeicherte Energie}}{\text{Energieverlust pro Periode}} \\ &= 2\pi \frac{\frac{CU^2}{2}}{\frac{U^2 T}{2R}} \\ &= 2\pi CRf_0 \\ &= R\sqrt{\frac{C}{L}}. \end{aligned} \quad (5.24)$$

Damit kann nun der dazugehörige effektive Lastwiderstand bei Resonanz ermittelt werden. Für $f_0 = 5,25$ GHz mit $L = 4$ nH und $C = 230$ fF ergibt eine Güte von 26 einen Widerstandswert von etwa $R = 3,4$ k Ω . Ein derartig hoher Wert kann mit ohmschen Widerständen allein nicht realisiert werden, da schon eine parasitäre Kapazität von nur 10 fF die 3 dB-Grenzfrequenz auf $f_g = 1/(2\pi RC) = 4,6$ GHz begrenzt. Zudem würde schon ein DC-Strom von nur 500 μ A zu einem Spannungsabfall von 1,7 V führen, was 63% des Spannungsbudgets entspricht. Eine induktive Last ist praktisch offsetfrei und erlaubt Hübe über die Betriebsspannungsgrenzen hinaus. Auch das Rauschverhalten ist unter idealen Bedingungen⁸ besser. Dennoch gibt es einige Schwierigkeiten, auf die u. a. im Kapitel 5.7.2 eingegangen wird.

5.3 Simulationsproblematik

Bei der Simulation von Mischern gibt es einige Schwierigkeiten. Das Hauptproblem wird dadurch verursacht, daß i. d. R. immer sowohl sehr große als auch sehr niedrige Frequenzen betrachtet werden. Da der Mischer eine nichtlineare bzw. translineare Schaltung darstellt, kann er

⁶Aufgrund der Auflage, die Pegel auf 1 dB genau messen zu können, erscheint dies allerdings etwas optimistisch

⁷Für einen Reihenschwingkreis ergibt sich ein anderer (reziproker) Zusammenhang, da dort die Energie über den Strom bestimmt werden muß, d. h. jeweils über die von außen zugängliche Größe

⁸Insbesondere unter Vernachlässigung der Antennenwirkung der Spule

nicht mit effizienten Methoden wie einer AC-Analyse untersucht werden, sondern bedarf einer Transientenanalyse. Hierbei gibt die höchste auftretende Frequenz die Obergrenze für die Zeitschrittweite des Simulators vor, während die niedrigste Frequenz die gesamte Simulationsdauer nach unten hin begrenzt. Beides zusammen erklärt den erheblichen Rechenzeit- und (Platten-) Speicherplatzbedarf einer Mischersimulation.

Um dieses Problem zu mildern, ist es zweckmäßig, zunächst das Kleinsignalverhalten des Signalverstärkers bzw. des Umtasters zu ermitteln und diese ggf. durch Transientenanalyse mit nur je einem Signal zu verifizieren (das jeweils inaktive Signal ist geeignet DC-auszusteuern, um interpretierbare Ergebnisse zu bekommen). Diese Untersuchungen liefern erste Erkenntnisse über die Linearität, den Eingangsspannungsbereich sowie über die Bandbreite für beide Schaltungsteile. Mit dieser Kenntnis kann man relativ schnell die günstigsten Signalpegel für den Mischerbetrieb ermitteln, und man kann festlegen, wie groß einzelne Frequenzen bzw. Frequenzdifferenzen sein dürfen, ohne z. B. durch Tiefpaßverhalten verfälscht zu werden. Dies ermöglicht, das Verhältnis zwischen der größten (i. d. R. das LO-Signal) und der kleinsten interessanten Frequenz (i. d. R. die Differenz der Testtöne) zu reduzieren, um Rechenzeit und Speicherplatz zu sparen.

Häufig führt diese Vorgehensweise jedoch zu einem Frequenzplan, bei dem sich bestimmte Signalanteile überlagern. Da diese in der Transientensimulation nachträglich nicht mehr unterschieden werden können, muß ggf. ein Kompromiß eingegangen werden.

Die nächste Problematik betrifft die Extraktion der Frequenzanteile im Ausgangssignal. Diese wird üblicherweise mit Hilfe einer FFT bzw. DFT durchgeführt. Beide Verfahren sind spezielle rechenzeitorientierte Varianten der harmonischen Interpolation. Zu ihrer Durchführung wird das zu untersuchende Signal in einem Zeitfenster periodisch abgetastet und durch eine Reihe von Sinus- bzw. Kosinusfunktionen verschiedener Frequenz nachgebildet. Hierbei sind folgende Aspekte zu berücksichtigen:

Die harmonische Interpolation setzt das Signal aus einer Reihe diskreter Frequenzen zusammen. Um insbesondere kleine Signalpegel hinreichend präzise messen zu können, müssen deren Frequenzen exakt mit einer dieser diskreten Frequenzen zusammenfallen. Die kleinste aufgelöste Frequenz entspricht dabei der Länge des untersuchten Zeitfensters T , während die Anzahl der Stützstellen N die Anzahl der Vielfachen dieser Grundfrequenz vorgibt. Um eine Auflösung von 10 MHz mit einer oberen Frequenzgrenze von 6 GHz zu untersuchen, wäre prinzipiell nur eine Simulationsdauer von $T = 100$ ns bei $N = 600$ Stützstellen erforderlich (bzw. 1024,

um eine effiziente FFT zu ermöglichen⁹). Um die Amplitude bei der oberen Grenzfrequenz hinreichend genau abzubilden, sollte die Simulatorschrittweite zudem in der Größenordnung von 10 ps liegen (ca. 16 Stützstellen pro LO-Periode). Dies erfordert demnach bereits 10000 Lösungen des die Schaltung beschreibenden Gleichungssystems.

Praktisch genügt diese Einstellung jedoch noch nicht, denn es ist davon auszugehen, daß sich nach Simulationsbeginn der zuvor bestimmte Arbeitspunkt verschiebt, so daß es zu Einschwingvorgängen kommt, die erst abklingen müssen (z. B. 20 ns). Darüberhinaus ist die „Auflösebandbreite“ (resolution bandwidth, RBW¹⁰) dieser FFT sehr groß ($1/T$), so daß sich alles Rauschen innerhalb dieser Bandbreite zum Signal addiert. In der Praxis ist *mindestens* eine Verdopplung der Frequenzauflösung erforderlich, um kleine Pegel messen zu können; wenn möglich, ist eher ein Faktor 4 zu wählen.

Wichtiger noch als die Unterdrückung des Schaltungsrauschens ist die Unterdrückung des numerischen Rauschens, das bei fehlerhafter Einstellung der FFT auftreten kann. Wie oben festgestellt, weist ein Mischer üblicherweise ein stark oberwellenhaltiges Spektrum auf. Diese Oberwellen klingen gemäß Formel 5.12 zudem sehr langsam ab (in der realen Schaltung aufgrund der überall vorhandenen Tiefpässe etwas schneller). Wenn wir einen Aufwärtsmischer mit 5,8 GHz LO-Frequenz betrachten, interessiert uns eigentlich nur der Frequenzbereich bis etwa 6 GHz. Die mit der dritten und fünften Oberwelle des LO-Signals gemischten Signale haben jedoch eine nicht unerhebliche Amplitude. Wenn diese nicht durch entsprechende harmonische Komponenten in der Interpolation berücksichtigt werden, verteilt sich die dort vorhandene Energie auf die anderen Stützstellen, d. h., es kommt zu Aliasing-Fehlern.

Nach dieser Betrachtung liegt das zu simulierende Zeitfenster bei 420 ns, die Simulatorzeitschrittweite bei ca. 3,5 ps und die Stützstellenzahl der harmonischen Interpolation über 20 ns bis 420 ns bei 7200 (bzw. 8192 für eine FFT). Damit ist der Speicher- und Rechenzeitbedarf auf 120000 Lösungszeitpunkte gestiegen.

Im Gegensatz zum LNA, der im linearen Bereich betrieben wird, kann beim Mischer eine genaue Aussage über das Rauschverhalten nicht aus der üblichen Kleinsignal-Rauschanalyse gewonnen werden. Dies hat im wesentlichen zwei Gründe:

- Die Stromschaltertransistoren des Umtasters durchlaufen nur kurzzeitig den Verstärkerbetrieb. Im abgeschalteten oder voll durchgeschalteten Zustand ist ihr Beitrag zum Rauschen nur gering.

⁹Es ist die nächsthöhere Zweierpotenz zu wählen

¹⁰In Anlehnung an die Begriffe beim Spektrumanalysator

- Durch die Multiplikation mit einem Rechtecksignal werden Rauschanteile des Eingangssignals auch von anderen Frequenzen ($k \cdot f_{LO}$ mit $k = 0, 1, 2, \dots$) in das Ausgangssignal gemischt. Die wichtigste Komponente ist dabei die für $k = 0$, da dort das $1/f$ -Rauschen u. U. signifikant ist [69].

Die Transientenanalyse könnte zwar prinzipiell die oben genannten Phänomene berücksichtigen, scheitert bei der Rauschanalyse jedoch am „Dynamikbereich“ des Computers. Das übliche Zahlenformat *double* bietet etwa 15 bis 16 Stellen Auflösung. Wenn in der Schaltung Pegel im Bereich 3 V auftreten (z. B. Betriebsspannung), dann liegt die kleinste darstellbare Spannung bei 0,3 fV. Wenn akkumulierte Rundungsoperationen über eine Million Operationen keine Auswirkungen auf das Ergebnis haben sollen und ein Rauschsignal mit 100 Stufen abgebildet werden soll, so beträgt die kleinste verarbeitbare Amplitude 30 nV. Dieser Wert liegt etwa eine Größenordnung über der eingangsseitigen Rauschspannungsdichte eines LNA und wäre in der Praxis nicht zu ermitteln, weil die Konvergenz des Simulators auf derartig viele Stellen (üblich sind etwa fünf) beliebig viel Zeit beanspruchen würde.

Um diesem Dilemma zu entgehen, wurden Anfang der 90’er Jahre neue Simulationstypen entwickelt, die meist aus einer Kombination aus AC- und Transientenanalyse bestehen [42]. Die beiden derzeit wichtigsten Verfahren sind „Harmonic Balance“ und „Periodic Steady State“ (PSS). Beide Verfahren sind heute nur auf Schaltungen mit begrenztem Umfang anwendbar und haben z. T. auch noch erhebliche Schwächen in der Konvergenz oder im Rechenzeit- bzw. Speicherbedarf [70]. Die Genauigkeit bestimmter Analysen ist dabei systembedingt begrenzt. So ist in der Regel nur ein Signal mit großer Periode zulässig, anhand dessen ein sich periodisch ändernder Arbeitspunkt ermittelt wird. Mit Hilfe dessen wird die Faltungsoperation mit anderen Signalen kleinerer Amplitude durchgeführt, die ihrerseits keine starken Verzerrungen verursachen dürfen. Für das Verhältnis der Signalfrequenzen zueinander gibt es z. T. ebenfalls Restriktionen, die denen der FFT ähneln. Als wesentliches Manko ist derzeit anzusehen, daß die Anwendung dieser Simulationstypen ein subtiles Verständnis der zugrundeliegenden Numerik erfordern, die jedoch normalerweise nicht hinreichend offengelegt bzw. dokumentiert wird. Daher sind die so gewonnenen Ergebnisse oft mit Vorsicht zu genießen, zumal eine Kontrolle der Ergebnisse in der Regel schwerfällt. Einige interessante und wichtige Details über verschiedene Analyseverfahren sind in [42, 71] nachzulesen¹¹.

Die mangelhafte Offenlegung der Verfahren wird dabei oft durch ungenügende Dokumen-

¹¹Der Autor von [42] ist Softwareentwickler bei Cadence und u. a. an der Entwicklung der PSS-Analysen und deren Derivate beteiligt

tation ergänzt. So kann die Empfehlung in der Dokumentation des Simulators Spectre, zur beschleunigten Ermittlung des $IP_{3,2-Ton}$ für eines der Basisbandsignale eine deutlich kleinere Amplitude zu verwenden, nicht zum korrekten Ergebnis führen, da auf diese Weise die Signalcomponenten dritter Ordnung bei $\omega_2 - 2\omega_1$ und $\omega_1 - 2\omega_2$ nur noch mit Ordnung zwei wachsen, wie Formel 5.20 entnommen werden kann. Ein solcher Wert ist, entsprechend gekennzeichnet, sicher zur beschleunigten Optimierung der Schaltung hilfreich, er hat aber mit dem IP_3 an sich nicht viel zu tun.

Ein weiteres Problem resultiert aus der Notwendigkeit, daß alle Frequenzen vorherbestimmt und in einem bestimmten Verhältnis zueinander stehen müssen. Dies ist beim Mischer noch nicht störend, bei der Analyse von Oszillatoren jedoch schon. Die Eigenfrequenz wird dabei automatisch in einer vorausgehenden Transientensimulation bestimmt. Bei Verwendung von Amplitudenregelungen z. B. kommt es jedoch zu Ausgleichsvorgängen, die in keinem festen Verhältnis zur Oszillationsfrequenz stehen. Auch wenn die Amplituden dieser Ausgleichsvorgänge unmerklich klein sind, so sind sie doch im Verhältnis zu den Rauschgrößen immens groß und verhindern eine korrekte Rauschanalyse (vgl. Kapitel 7).

5.4 Meßproblematik

Es wurde bereits deutlich, daß zur Charakterisierung von Mischern stark unterschiedliche Signalpegel gemessen werden müssen. Dies stellt bei der meßtechnischen Charakterisierung bei hohen Frequenzen ein großes Problem dar.

Da im 5 GHz-Bereich die Wellenlänge des Signals innerhalb einer Leitung nur noch in der Größenordnung von 2 cm liegt, ist jede Verbindung außerhalb des Chips als Wellenleiter zu betrachten. Amplitudenmessungen können hier nur bei Anpassung an mindestens einem Leitungsende vorgenommen werden, da ansonsten Reflexionen und Stehwellen das Ergebnis beeinflussen.

Diese Anpassung erfolgt dabei zwingend an ein 50 Ω -System, da sowohl Meßquellen als auch Analysegeräte Impedanzen von 50 Ω aufweisen. Dieser niedrige Impedanzwert ist besonders dann problematisch, wenn man Komponenten messen will, die im Inneren des Chips mit relativ hohen Widerständen arbeiten würden. Ein in diesem Frequenzbereich interessanter Wert liegt bei etwa 250 Ω . Schließt man an den Ausgang eines solchen Mischers ein Meßgerät an, so bricht die effektive Last auf etwa 41,7 Ω zusammen. Dadurch werden viele Kennwerte des Mischers verfälscht:

- die Konversionsverstärkung G hängt unmittelbar von der Lastimpedanz ab, da der Ausgangsstrom des Verstärkers unverändert bleibt
- der ausgangsseitige IP_3 - und P_{-1dB} -Wert sinkt bei kleinerer Last infolge der reduzierten Konversionsverstärkung
- die Linearität des inneren Mischers (d. h. bezogen auf den Ausgangsstrom) verbessert sich etwas, da infolge der kleineren Ausgangsspannungen die Verzerrungen aufgrund der spannungsabhängigen Sperrschichtkapazitäten reduziert werden

Für die ersten beiden Punkte kann man rechnerisch einen Korrekturfaktor ermitteln [72, 73]. Da der Ausgangsstrom vom Verstärker vorgegeben ist, steigt die Ausgangsspannung proportional mit dem Lastwiderstand. Da die Signalleistung in dBm quadratisch mit der Spannung wächst¹², kann die Änderung in G sowie den ausgangsseitigen IP_3 und P_{-1dB} (in nachfolgender Formel x genannt) im Dezibel-Maß einfach durch

$$\Delta x = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{R_{Last,eff}}{R_{Last,on-chip}} \right) \quad (5.25)$$

ermittelt werden. Im oben geschilderten Fall von $250 \, \Omega$ und $50 \, \Omega$ ergibt sich ein Rückgang der oben genannten Größen um 14 dB.

Der dritte aufgeführte Punkt, also die Änderung der Linearität infolge der geringeren Aussteuerung nichtlinearer Kapazitäten, führt zu einer Abweichung zwischen den realen Verhältnissen und dem soeben ermittelten Korrekturfaktor. Da die Impedanzen der Meßinstrumente (und Leitungen) nicht geändert werden können, muß der Einfluß durch Simulation im Einzelfall ermittelt werden. Für den in [72, 73] vorgestellten Aufwärtsmischer (vgl. Kapitel 5.6.1) wurde mit Hilfe der normalen Transistormodelle eine Änderung von nur 12 dB ermittelt. Dies bedeutet, daß der innere Mischer bei kleinerer Last eine um 2 dB bessere Linearität aufweist.

Im Zusammenhang mit den dBm-Angaben in Anhang C wird argumentiert, daß ein Wechsel zu niedrigen Impedanzen einfach mit Hilfe von Emitterfolgern bewerkstelligt werden kann. Es stellt sich also die Frage, warum diese nicht zur Ansteuerung der Meßinstrumente verwendet werden. Obwohl auch Emitterfolger ein nichtlineares Verhalten zeigen können, liegt der wesentliche Grund hierfür in der Aufbautechnik (s. u.). Sowohl Generatoren als auch Meßgeräte arbeiten „single-ended“, liefern bzw. benötigen also ein Signal gegen Masse. Die Qualität der

¹²Aufgrund der hier getroffenen Konvention, daß die Leistungsangabe sich *immer* auf $50 \, \Omega$ bezieht; andernfalls linear. Siehe Anhang C

Masse ist daher bei den Messungen von größter Bedeutung, da jede Störung auf ihr in das Meßergebnis eingeht. Aus diesem Grund sollten Verbindungen möglichst direkt erfolgen, ohne viele Zwischenstücke. Zwischenstücke sind z. B. Dämpfungsglieder, Bias-Tees¹³ und Kabelverlängerungen. Diese Komponenten werden z. B. benötigt, um einen DC-Pfad bereitzustellen oder um Knoten mit unterschiedlichen DC-Pegeln zu verbinden. Solange die untersuchten Schaltungen ein- und ausgangsseitig massebezogene Signale erwarten, kann auf Bias-Tees weitgehend verzichtet werden. Offene Leitungen können zudem leicht mit einem $50\ \Omega$ -Widerstand abgeschlossen werden. Wenn jedoch Emitterfolger am Ausgang eingesetzt werden, müßte dieser entweder gegen Masse positiv vorgespannt werden und einen immensen Gleichstrom liefern, oder eine kapazitive Entkopplung wird erforderlich. Während beim Abwärtsmischer die Größe der Kapazität zum Problem wird und die untere Grenzfrequenz der Kopplung begrenzt, spielen im oberen Frequenzbereich die parasitäre Induktivität von SMD-Kondensatoren sowie der z. T. sehr ungünstige Frequenzgang der Bias-Tees eine störende Rolle.

Die positive Vorspannung der Emitterfolger ist notwendig, weil in der Regel nur npn-Transistoren zur Verfügung stehen, die einen Stromfluß in eine vom Potential her tiefer liegende Last ermöglichen. Dies ist jedoch ungünstig, weil dadurch im Endeffekt mit positiven Betriebsspannungen gearbeitet werden müßte. Da in Stromschaltertechnik die Ausgangssignale gegenüber dem höchsten Potential entstehen (dort sind die Chip-internen Lastwiderstände angeschlossen), ist die natürliche Masse jedoch oben, was zur Verwendung negativer Betriebsspannungen führt. Ein Wechsel würde aufgrund der single-ended-Struktur der Meßgeräte dazu führen, daß Störungen auf der Betriebsspannung im Meßsignal sichtbar werden.

In Abb. 5.11 ist exemplarisch die für die hier vorgestellten Mischer verwendete Aufbautechnik gezeigt. Auf einem Messingklotz mit $58 \cdot 58\ \text{mm}^2$ wird ein Hochfrequenzsubstrat montiert, welches aus einem Sandwich aus Kupferträger (0,8 mm), Teflon-Keramik-Dielektrikum (250 μm dick; dosierte Al_2O_3 -Beimengungen erlauben die Einstellung der Dielektrizitätskonstante auf in unserem Fall $\epsilon_r = 6,15$) und Kupferfolie (17,5 μm dick) besteht. Während die Kupferplatte als solide Masse fungiert, werden aus der Kupferfolie Leiterbahnen geätzt. Zum Schutz vor Korrosion wird die Oberfläche der Leiterbahnen galvanisch vergoldet. Die Leiterbahnen im Außenbereich entsprechen Mikrostreifenleitungen, d. h. die Impedanz wird durch das Dielektrikum und die Leiterbreite vorgegeben. Um auf $50\ \Omega$ zu kommen, ist eine Leiterbreite von ca. 360 μm erforderlich. In Chipnähe wären diese Leiter zu breit, um alle Bondpads kontaktieren zu können. Daher werden zum Chip hin differentielle Signale dicht beieinander ge-

¹³LC-Filter in T-Struktur zur Trennung von DC- und HF-Komponenten

führt, so daß eine gemischte Mikrostreifen-Koplanar-Anordnung entsteht. Diese erlaubt es, die Leiterbahnen soweit zu verjüngen, daß ein Bondraaster von $150\ \mu\text{m}$ eingehalten werden kann. Die Simulation der Leiterstrukturen erfolgt dabei mit 2D-Finite-Elemente-Simulatoren¹⁴. Um die Länge der Bonddrähte (und die damit verbundene Induktivität) klein halten zu können, wird der Chip in ein paßgenaues Loch im HF-Substrat versenkt. Abb. 5.12 zeigt einen Ausschnitt in Chipnähe.

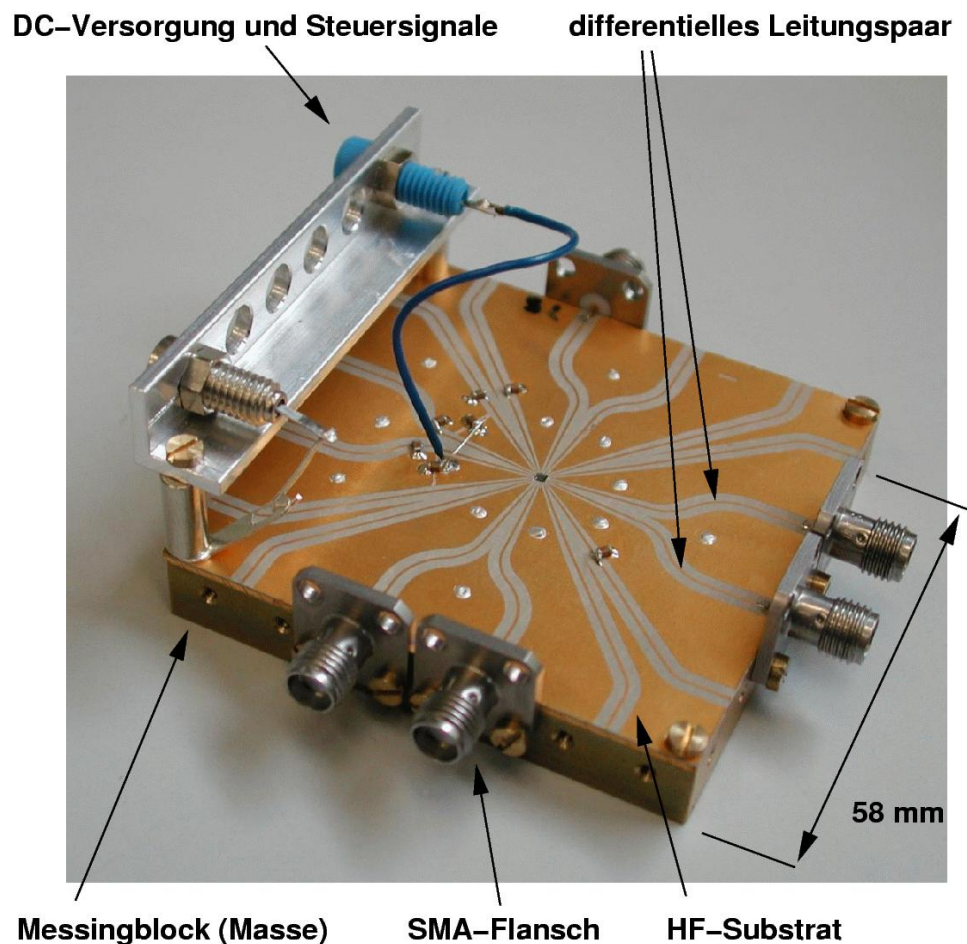


Abb. 5.11: Typischer Meßaufbau für Mischer

Die Unterseite des HF-Substrats muß ebenso wie der Messingklotz auf Masse liegen, um einerseits einen definierten Wellenwiderstand der Streifenleitungen sicherzustellen und andererseits einen guten Übergang zu den HF-Leitungen zu ermöglichen. Deren Rückleiter bzw. Masse, die Abschirmung, wird über die SMA-Flansche mit der Masse des Meßaufbaus verbunden. Diese Verbindung muß einwandfrei sein, da ansonsten sehr skurrile Probleme bei der

¹⁴Stingray und Aplac liefern Ergebnisse, die als obere und untere Schranke für die nachträglich meßtechnisch ermittelte Impedanz gelten können

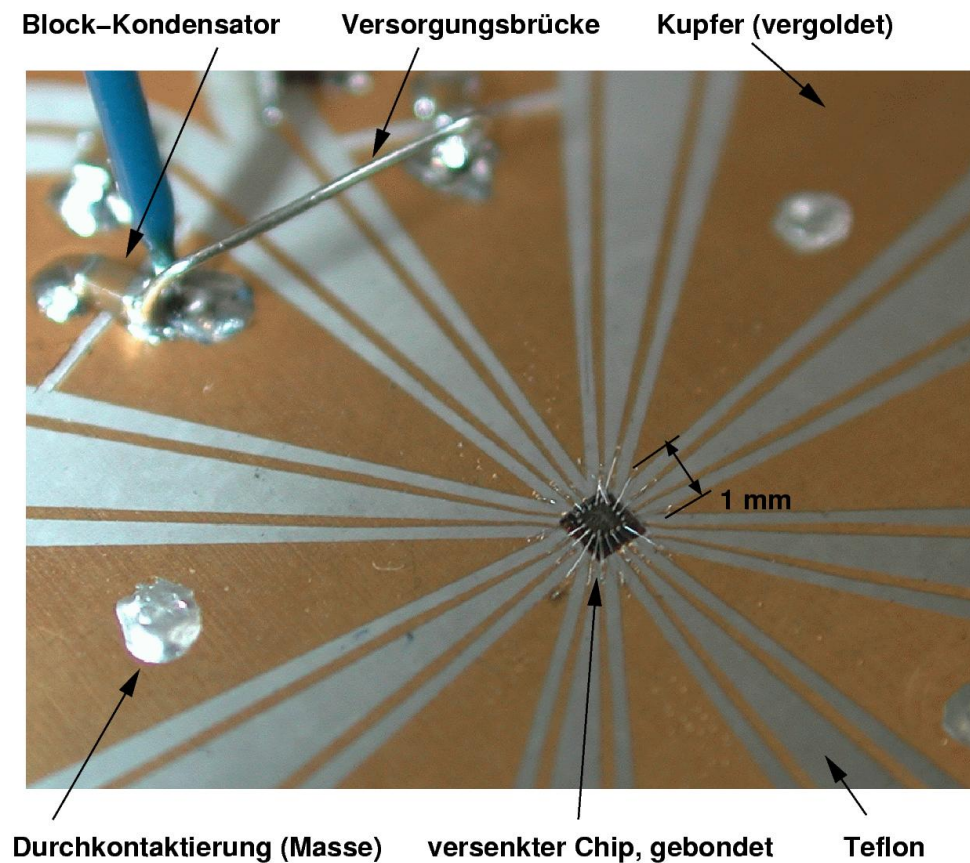


Abb. 5.12: Ausschnittvergrößerung des Meßaufbaus

Messung auftreten. Dies schließt insbesondere auch einwandfreie Verschraubungen und solide am Stecker montierte Abschirmungen der Kabel ein.

Eine andere Alternative zu Emitterfolgern stellt ein linearer Ausgangsbuffer dar, wie er teilweise beim Micromixer (Kapitel 5.7.3) und bei einem der Oszillatoren (Kapitel 7.4.2) verwendet wurde. Hier steht man vor zwei Problemen:

- die geforderte Linearität ist für hohe Signalpegel nur durch hohe Stromaufnahme zu erreichen [68], der Buffer ist insofern nur für die Testschaltungen zu gebrauchen
- aufgrund der hohen Frequenzen lassen sich Operationsverstärkertechniken nicht anwenden, die sowohl hinsichtlich der Linearität als auch insbesondere hinsichtlich der präzisen Einstellung des Verstärkungsfaktors durch Widerstandsverhältnisse interessant wären

Der zweite Punkt ist hierbei der entscheidende, da er zur Verwendung herkömmlicher Stromschaltertechnik zwingt. Da die Verstärkung durch das Verhältnis zwischen Last- und Gegenkopplungswiderstand abhängt, letzterer jedoch extern ist, hängt die Verstärkung vom Absolutwert der auf dem Chip realisierten Widerstände ab. Die erforderlichen niedrigen Widerstands-

werte wurden dabei mit einem stark dotierten polykristallinen Silizium realisiert, das zu dem Zeitpunkt neu eingeführt wurde. Leider wurde der Sollwert des Schichtwiderstandes verfehlt bzw. der Einfluß der Kontaktwiderstände unterschätzt, so daß die realisierte Schaltung zu große Widerstände aufweist und die Verstärkung mit -8 dB bzw. 0,4 deutlich kleiner als eins ist. Aufgrund des darauf folgenden Technologiewechsels war leider kein zweiter korrigierter Durchlauf möglich.

Der Schaltplan des linearen Breitband-Ausgangsbuffer ist in Abb. 5.13 gezeigt [74]. Um die benötigte Linearität auch bei hohen Ausgangsamplituden zu gewährleisten, wurde hier eine Kombination von Transistorgegenkopplung (Multi-tanh-Prinzip, [41, 68, 75]) und Widerstandsgegenkopplung angewandt¹⁵. Um eine möglichst hohe Bandbreite bei akzeptablem Stromverbrauch zu erzielen, wird zudem mit Kompensationskapazitäten gearbeitet, welche die Verstärkung bei höchsten Frequenzen wieder anhebt. Dies geschieht zu dem Zweck, auch Oberwellen nachweisen zu können.

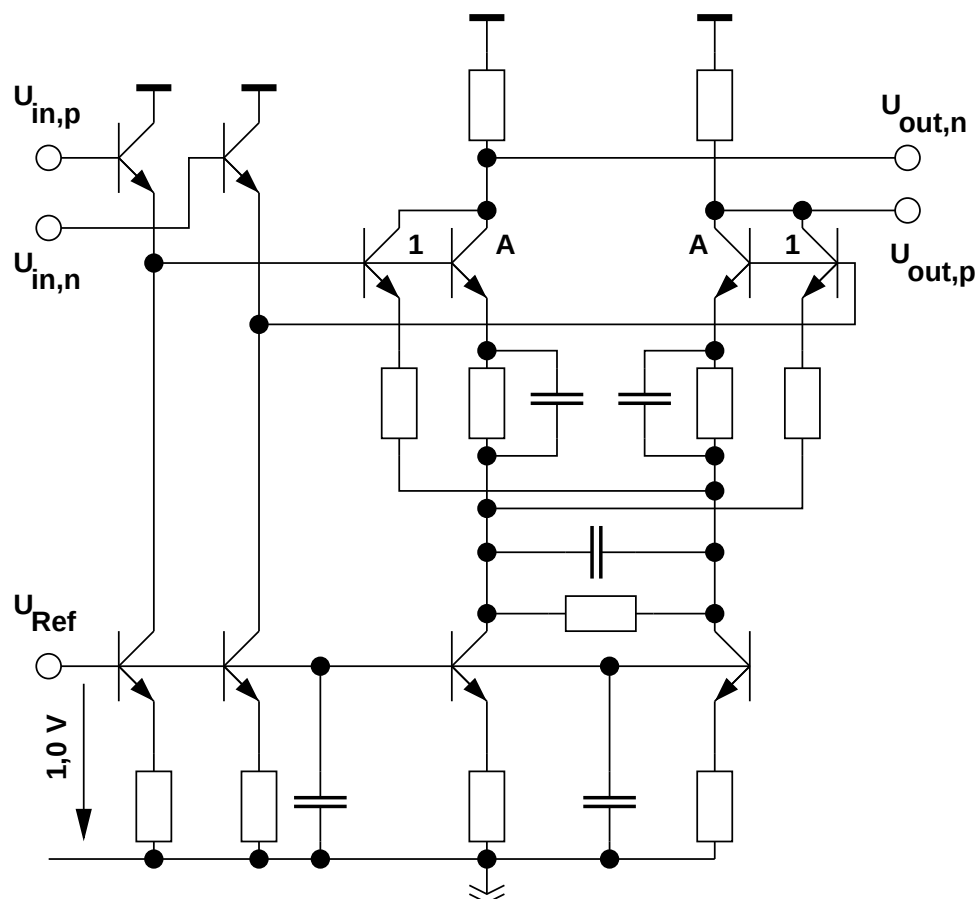


Abb. 5.13: Linearer Ausgangsbuffer

¹⁵Die rechnerisch kaum mehr handhabbar ist

Tab. 5.1: Simulationsergebnisse des linearen Ausgangsuffers

Versorgung	-2,7 V, 25 mA
max. Eingangsspannung	> 200 mV
Verstärkung G/dB	1,0 (siehe Text)
$IP_{3,1-Ton}/\text{dBm}$	+24
$IP_{3,2-Ton}/\text{dBm}$	+9,6
3 dB-Grenzfrequenz/GHz	13,25
eingangsbezogene Rauschspannungsdichte	1 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

Die simulierten Kennwerte des Ausgangsuffers sind in Tabelle 5.1 zusammengefaßt. Die hohe Stromaufnahme von ca. 25 mA rührt daher, daß zur Erzeugung von über 200 mV großen Amplituden an der Parallelschaltung aus internem und externem 50 Ω -Widerstand der Stromschalter mit zwei mal 10 mA betrieben werden muß. Der interne Abschluß wurde dabei zur Verbesserung des Reflexionsverhaltens zu 50 Ω gewählt. Er ermöglicht durch den internen DC-Pfad auch eine kapazitive Auskopplung, z. B. für den Anschluß an einen Spektrumanalysator.

Mit der kombinierten Linearisierung kann man sehr gute $IP_{3,1-Ton}$ -Werte erzielen. Bei alleiniger Verwendung von Widerstandsgegenkopplung wurden lediglich Werte von $IP_{3,1-Ton} = 10,5$ dBm erreicht. Die reine Transistorgegenkopplung bringt mit $IP_{3,1-Ton} = 17,5$ dBm bereits eine Verbesserung um 7 dB. Die Kombination erzielt $IP_{3,1-Ton} = 24$ dBm, was einer weiteren Steigerung um 6,5 dB entspricht. Das vom theoretischen Ideal (1:3,73, vgl. [68]) abweichende Emitter-Flächenverhältnis der Transistoren (1:4) wirkt sich praktisch nicht auf die Linearität aus, ermöglicht aber die Realisierung mit hinreichend kleinen Transistoren¹⁶. Auffällig ist, daß der $IP_{3,2-Ton}$ mit 9,6 dB nicht in gleichem Maße von der Linearisierung profitiert hat. Dies ist auf die komplizierte resultierende Übertragungsfunktion zurückzuführen. Bei der Untersuchung von Mischern sind daher Eingangspegel von -10,4 dBm nicht zu überschreiten, wenn die vom Buffer erzeugten Verzerrungen -60 dBc bzw. 68 μV nicht übersteigen sollen. Dies verdeutlicht nochmals die Problematik der Messung von Mischern hinter Buffern.

Die kleinen Abmessungen der Chips und die im Vergleich noch großen Dimensionen der Zuleitungen verursachen eine Signalkopplung zwischen verschiedenen Leitungspaaren, die u. U. das Meßergebnis verfälschen. Insbesondere bei kleinen Abmessungen beträgt die Isolation „über Eck“ im 5-6 GHz-Bereich teilweise nur 35 dB. Der in Abb. 5.14 skizzierte Testaufbau

¹⁶Die Emitterflächen der verfügbaren Transistoren waren meist ganzzahlige Vielfache

entspricht weitgehend dem in Abb. 5.11 gezeigten Bild, er enthält jedoch keinen Chip. Die leitungsfreie Öffnung im Inneren mißt $3 \cdot 3 \text{ mm}^2$. Zur Messung wurde zunächst nur Leitung b angeregt und die Leistung an den Leitungen a bis f mit einem Spektrumanalysator gemessen. Das Ergebnis in Abb. 5.15 zeigt Isolationswerte, die gerade im Bereich 5-6 GHz z. T. schon stören. Es spielt dabei unterhalb von 10 GHz kaum eine Rolle, ob benachbarte Leitungen offen sind oder abgeschlossen werden.

Anschließend wurde die Messung mit einer differentiellen Anregung an a und b wiederholt. Wie schon aufgrund der unterschiedlichen Pegel bei einfacher Anregung vermutet werden kann, findet keine weitgehende Auslöschung von differentiellen Signalen statt, da die Geometrien keine Fernfeldnäherung zulassen. Zudem koppelt ein großer Teil des Signals über das Dielektrikum (mit $\epsilon_r = 6,15$), so daß über eine Distanz von 5 mm bereits eine Phasenverschiebung von $\lambda/4$ bei einem 5,8 GHz-Signal auftritt.

Diese Problematik sollte bei den Messungen kleiner Pegel nicht vergessen werden, und es ist schon beim Chip-Layout darauf zu achten, wie bestimmte Signale störungsarm verlegt werden können.

5.5 Layout-Aspekte

Das Verhalten analoger integrierter Schaltungen wird mit zunehmender Frequenz mehr und mehr von parasitären Elementen beeinflusst. Generell muß man auf dem Chip zwischen Störungen durch das Metallisierungssystem und Störungen durch das Substrat unterscheiden. Bei der Nutzung von integrierten Spulen muß man leider noch etwas weiter gehen und die Umgebung des Chips berücksichtigen, wie im Kapitel 7 verdeutlicht wird.

Die heute gängigen Entwurfsumgebungen vernachlässigen mehr als die Hälfte der störenden Einflüsse auf dem Chip. Die Kopplungen durch das Substrat werden erst in naher Zukunft hinreichend schnell und genau berücksichtigt werden können. Alle mir derzeit bekannten Systeme, die prinzipiell in den Entwurfsablauf integrierbar sind^{17,18}, lassen sich auf heute üblichen PCs bzw. Workstations nur auf eng begrenzte Schaltungsteile anwenden, da die Rechenzeit andernfalls erheblich wird¹⁹ [78, 79, 80]. Dabei berücksichtigen diese Programme bislang nur resistive und kapazitive Kopplungen; induktive Kopplungen und Wirbelströme werden vernachlässigt.

¹⁷Der bei diesen Schaltungen aus Cadence und den Simulatoren HSPICE bzw. Spectre besteht

¹⁸Cadence SCA (Substrate Coupling Analysis) und SUSI (Substrat-Simulator) der Arbeitsgruppe Prof. Rein am Lehrstuhl für Elektronische Bauelemente der Ruhr-Uni-Bochum [76, 77]

¹⁹Größenordnung von Tagen

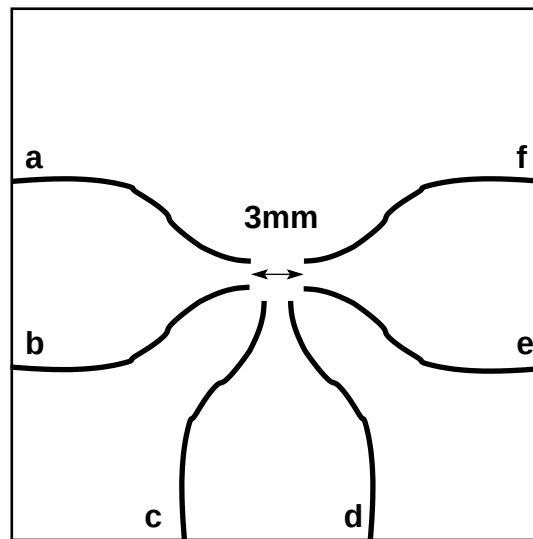


Abb. 5.14: Leitungsbezeichnungen des Testaufbaus zur Isolationsmessung

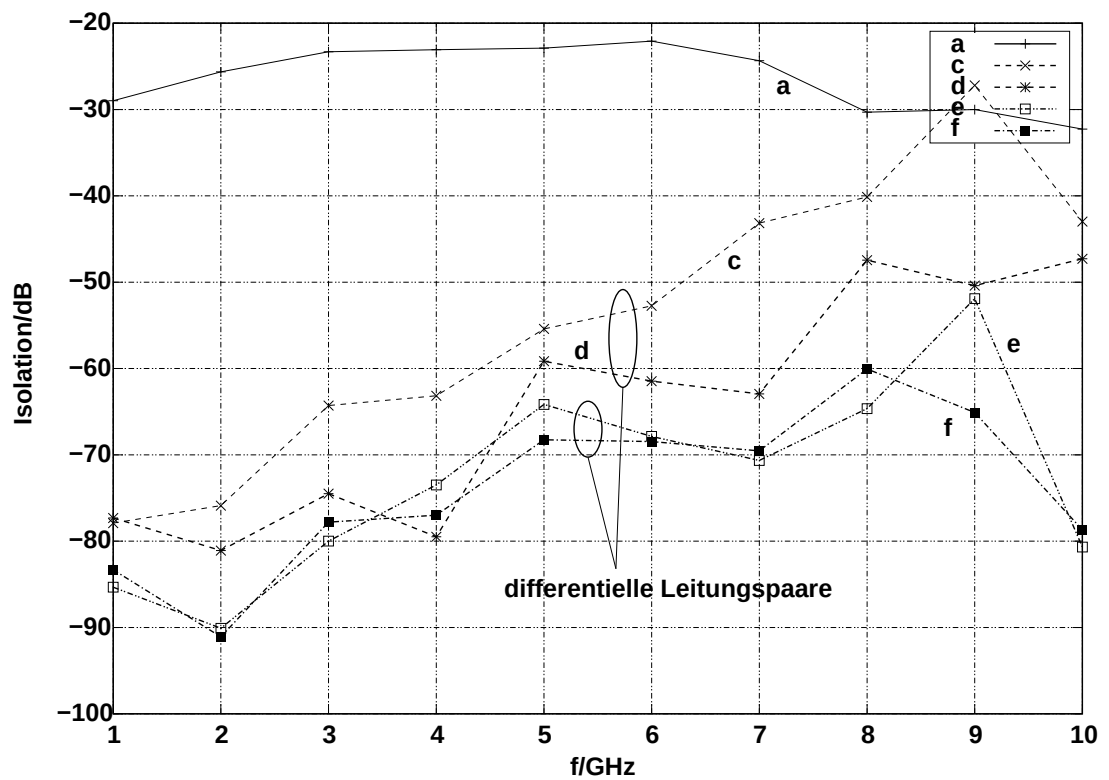


Abb. 5.15: Isolation des Meßaufbaus für $3 \cdot 3 \text{ mm}^2$ -Chips

Glücklicherweise verwendet sowohl die alte als auch die neue Technologie des IHP Substrate mittlerer Leitfähigkeit (der spezifische Widerstand liegt bei ca. $12 - 20 \Omega\text{cm}$), wodurch der Einfluß induktiver Kopplungen im Substrat gegenüber den anderen Komponenten vernachlässigt werden kann. Für die im Rahmen dieser Arbeit untersuchten Schaltungen stand eine Substratanalyse nicht zur Verfügung, der schädliche Einfluß konnte jedoch anhand des Vergleichs zweier Aufwärtsmischer mit unterschiedlichem Layout deutlich demonstriert werden (siehe Kapitel 5.6).

Auch das Metallisierungssystem wird nicht vollständig beschrieben. Die außerordentliche Komplexität in der Berechnung von Eigen- und Gegeninduktivitäten führt dazu, daß Extraktionswerkzeuge²⁰ ebenfalls nur resistive und kapazitive Kopplungen berücksichtigen. Selbst hier werden noch erhebliche Vereinfachungen vorgenommen, derer sich der Schaltungsentwickler i. d. R. nur durch einen Blick in den Programmtext des Extractors bewußt wird²¹. Wenn die implementierten Regeln nicht genügen, so bleibt die Wahl, sie zu verbessern, oder das Layout dahingehend zu gestalten, daß möglichst nur die berücksichtigten Parasiten eine dominante Rolle spielen.

Der mit der Erstellung des Layout verbundene Zeitaufwand und insbesondere die Vernachlässigung aller induktiven Kopplungen führen dazu, daß man sich eigene Layout-Regeln erstellen muß, um Iterationen im Layout oder gar Neuentwürfe (Redesigns) zu vermeiden. Zugleich müssen alle Schaltungen von vornherein möglichst unempfindlich gegenüber äußeren Störeinflüssen sein, was z. B. durch konsequente Anwendung der differentiellen Schaltungstechnik realisiert werden kann (siehe dazu auch Kapitel 4.4 auf Seite 72). Daneben gibt es eine Reihe von Fallstricken, die im folgenden zusammen mit Lösungsvorschlägen aufgezeigt werden sollen.

Als Beispiel soll ein differentiell aufgebauter zweistufiger Verstärker-Chip betrachtet werden. Abb. 5.16 zeigt den Chip, einen Teil seiner äußeren Anschlüsse und die Struktur des internen Layouts. Wenn der Eingang von V_1 hochohmig ist (z. B. wegen Emitterfolgern), so muß auf dem Chip ein Abschluß mit der Leitungsimpedanz erfolgen, üblicherweise also mit $R_{\text{ein}} = 50 \Omega$. Eine typische Ausgangsstufe besteht aus einem Stromschalter. Dessen Lastwiderstände bilden gleichzeitig die Ausgangsimpedanz; $R_{\text{aus}} = 50 \Omega$ ist auch hier ein gängiger

²⁰Extraktion bezeichnet die Rückgewinnung der Schaltung aus dem Layout und beinhaltet auch die Ermittlung der Verdrahtungseigenschaften

²¹Z. B. wird die kapazitive Kopplung zwischen benachbarten Leiterbahnen auf unterschiedlichen Metallisierungsebenen oft vernachlässigt, was zu großen Fehlern führen kann

Wert²². Der Chip wird über Bonddrähte mit der Außenwelt verbunden. Die Bonddrähte haben dabei eine Induktivität von ca. 1 nH ²³. Um bei kleiner Chipfläche hinreichend viele Bondpads zu erhalten, ist der Mittenabstand der Pads relativ gering (typisch $150 \text{ }\mu\text{m}$). Dies verursacht eine relativ starke magnetische Kopplung zwischen benachbarten Bonddrähten von bis zu 40%. Die Bonddrähte werden durch Bonden²⁴ an den Bondpads, Aluminium-Inseln mit ca. $75 \text{ }\mu\text{m}$, befestigt. Diese große Fläche hat eine signifikante Koppelkapazität zum Substrat zur Folge, in der alten Technologie liegt diese bei rund 75 fF . Auf dem Chip selbst ist ein Block-Kondensator C_{Block} vorgesehen, der bei Laständerungen trotz der Induktivitäten in der Betriebsspannungszufuhr eine stabile Betriebsspannung sicherstellen soll.

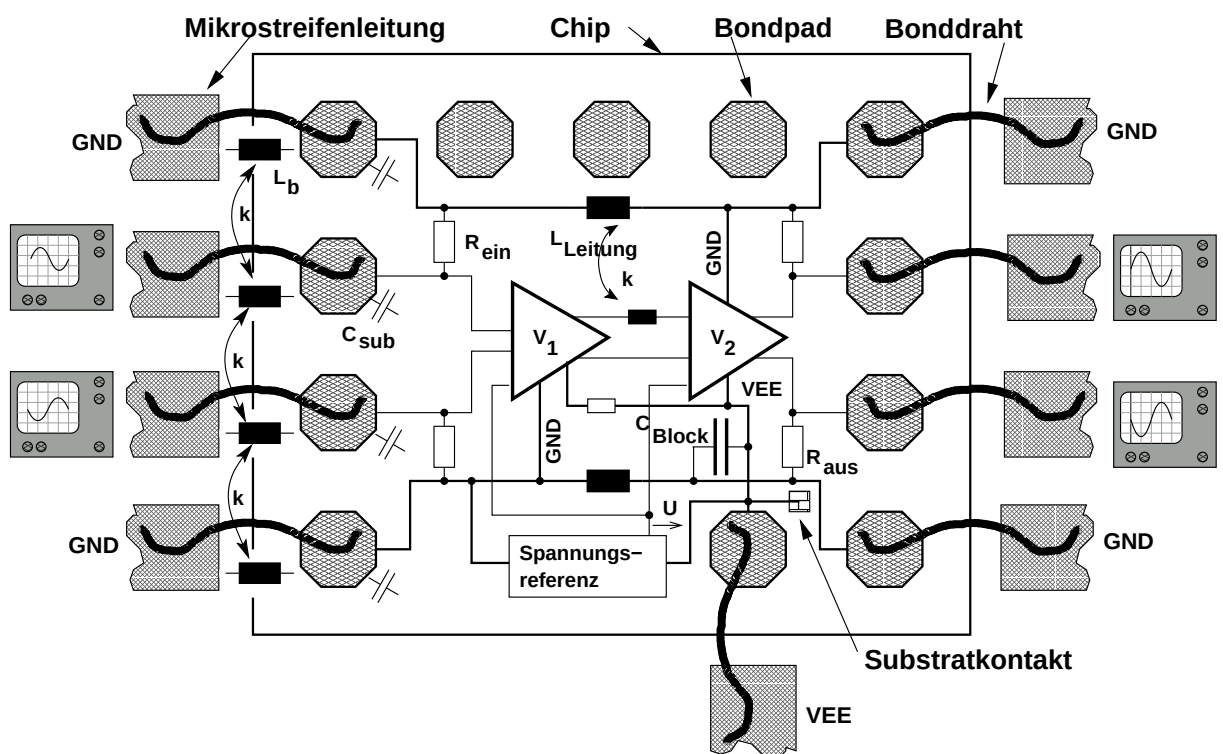


Abb. 5.16: Fehlerhaftes Layout eines zweistufigen differentiellen Verstärkers

An dem Layout in Abb. 5.16 sind eigentlich nur zwei Dinge korrekt. Zum einen ist die Schaltung (auf den ersten Blick) differentiell aufgebaut und damit tendenziell unempfindlich gegenüber äußeren Störungen. Gleichzeitig reduziert diese Maßnahme auch die Störungen, die von der Schaltung selbst ausgehen. Zum anderen sind Ein- und Ausgang auf gegenüberliegenden Seiten des Chips längs einer Symmetrieachse angeordnet, wodurch eine direkte Rückwirkung

²²Oft wird auch nur der Eingang korrekt abgeschlossen, so daß R_{aus} etwas höhere Werte annehmen kann

²³Dieser Wert ergibt sich bei leicht gekrümmten Runddrähten mit $50 \text{ }\mu\text{m}$ Durchmesser für ca. 1 mm Drahtlänge

²⁴Ultraschall-Schweißen

vom Ausgang zum Eingang minimiert wird. Eine solche Rückwirkung kann schlimmstenfalls zur Instabilität der Schaltung führen.

Die Liste der Fehler ist dagegen (vermutlich unerwartet) lang:

- Die signalführenden Bondpads am Ausgang sind nicht gegen das Substrat abgeschirmt, verursachen also eine ortsabhängige Störspannung im Substrat. Diese Störung kann z. B. vom Ausgangspad herrühren und sich bis zur ersten Verstärkerstufe fortpflanzen, wo sie durch parasitäre Bauelement-Kapazitäten aufgefangen wird. Dies kann die Isolation zwischen Ein- und Ausgang erheblich mindern [81].
- Das Substrat ist unzureichend negativ vorgespannt. Der Substratkontakt am VEE-Pad verhindert zwar die Flußpolung etwa von Basis-Kollektor-Dioden in der Schaltung und reduziert auch die Größe deren Sperrschichtkapazitäten, es geht jedoch aufgrund des im Vergleich zum Metall hohen Substratwiderstandes keine stark abschirmende Wirkung von ihm aus. Die Störungen, die von den Sperrschichtkapazitäten des zweiten Verstärkers ausgehen, können sich ungehindert zum ersten Verstärker hin ausbreiten.
- Die signalführenden Bondpads am Eingang sind nicht gegen das Substrat abgeschirmt. Die Kopplung in das resistive Substrat ist hier aus Rauschgründen unerwünscht, da dieses Rauschen mit $V_1 \cdot V_2$ verstärkt wird. Besonders kritisch ist dies beim LNA, da hierdurch die Rauschzahl um einige dB steigen kann [81, 82, 83].
- Die Abschlußwiderstände am Ausgang greifen nicht an demselben Massepunkt an. Da hier große Spannungen an kleinen Widerständen erzeugt werden, sind relativ große Ströme mit Signalfrequenz im Spiel (z. B. 10-20 mA). Diese Wechselströme verursachen auf der oberen und unteren On-Chip-Masseleitung eine Störspannung²⁵, da die Masse aufgrund der Bonddrähte nicht ideal ist. Derartige Störungen lassen sich nur in begrenztem Umfang durch Block-Kondensatoren beheben, denn einerseits ist der Kapazitätswert durch die Chipgröße i. d. R. stark begrenzt (auf einige 10 pF), andererseits verursacht der Block-Kondensator bei ungeschickter Platzierung starke Wechselströme auf den Versorgungsleitungen, die zu magnetischen Kopplungen führen (die nicht ohne weiteres simuliert werden können).
- Die Abschlußwiderstände am Eingang greifen nicht an demselben Massepunkt an. Bei kleinen Eingangsspannungen scheint hiervon keine große Gefahr auszugehen, doch der

²⁵Die Impedanz einer 1 nH-Induktivität bei 5,8 GHz beträgt immerhin 36,5 Ω

Schein trägt. Da die obere und untere Masseleitung in unserem Beispiel ein Gegentakt-Störsignal beinhaltet, wird dieses über die Eingangs-Abschlußwiderstände in ein differentielles Eingangssignal umgewandelt, das wiederum die volle Verstärkung $V_1 \cdot V_2$ erfährt.

- Die obere und untere Masseleitung sind nicht untereinander auf dem Chip verbunden. Der Ausgleich der Störung muß daher über die Bonddrähte erfolgen (im Beispiel die Serienschaltung von je zwei parallelgeschalteten Bonds (links und rechts)). Dies ist nicht nur ineffektiv, es verursacht aufgrund der magnetischen Kopplung der Bonds untereinander weitere Störungen auf den Signalleitungen.
- Die Abblock-Kapazität auf dem Chip bildet zusammen mit den Bonddrähten einen unerwünschten Schwingkreis, der durch die von der Schaltung hervorgerufenen Störungen angeregt wird. Da speziell in Stromschaltertechnik die Schaltung nur eine geringe dämpfende Wirkung hat ($I = \text{const.}$ bedeutet einen hohen effektiven Widerstand), kann die Schaltungsfunktion durch erhebliche Schwingungen auf der Versorgung gefährdet werden.
- Der Block-Kondensator C_{Block} befindet sich zwar in der Nähe des Schaltungsteils mit dem größten Stromverbrauch, V_2 , der Masseanschluß dieses Blocks geht jedoch nicht direkt an den Kondensator. Der Strom muß hierbei auf dem Masse-Pfad über zwei Bonddrähte fließen, um den Stromkreis zu schließen. Damit ist C_{Block} für V_2 effektiv wirkungslos.
- Der Verstärker V_1 ist zwar prinzipiell korrekt an den Block-Kondensator angeschlossen, jedoch ist die Entfernung zwischen beiden so groß, daß die Wirkung aufgrund der Verdrahtungs-Induktivitäten reduziert wird. Auch dieser Effekt kann nicht ohne weiteres simuliert werden.
- Starke Wechselströme z. B. auf Versorgungsleitungen können zur Einkopplung von Störsignalen auf Signalleiter führen. Dies ist ebenfalls nicht ohne weiteres simulierbar.
- Die Referenzspannungsquelle zur Speisung von Stromquellen wird von beiden Verstärkern gemeinsam benutzt. Aufgrund der endlichen Ausgangsimpedanz der Quelle können sich Störungen so von einer Stufe zur nächsten fortpflanzen.
- Die Referenzspannungsquelle (mit Bezug auf VEE) hängt nicht an einem stromfreien Teil der VEE-Leitung. Die effektiv an V_1 und V_2 anliegende Referenzspannung ist da-

her nicht nur geringer als die an der Quelle selbst, sie ist zudem auch noch für beide Verstärker unterschiedlich (im wesentlichen aufgrund des Serienwiderstandes der VEE-Leitung). Dies führt bei ansonsten identischen Stromquellen in den Verstärkern zu unterschiedlichen Strömen. Speziell bei IQ-Mischern hätte dies verheerende Konsequenzen, da hierbei zwei möglichst identische Schaltungen zur Erzielung einer guten Seitenbandunterdrückung erforderlich sind.

Die Lösung der oben beschriebenen Fehler ist teilweise schon oben angeschnitten worden. Signalführende Bondpads sollten mit einer stark dotierten und gegenüber dem Substrat isolierten Wanne²⁶ versehen werden, die an Masse angeschlossen ist. Auf diese Weise werden starke kapazitive Einkopplungen vermieden. Bei differentiellen Signalen sollte diese Wanne beide Pads umschließen, so daß die Störung lokal kompensiert wird. Der niedrige Widerstand der Wanne reduziert auch das zusätzlich am Eingang angreifende Rauschen.

Es ist unbedingt darauf zu achten, daß differentielle Schaltungsteile für jede Versorgungsleitung möglichst nur einen Bezugspunkt haben, zumindest jedoch müssen Bauelement-Paare wie die Abschlußwiderstände immer zunächst an einem gemeinsamen Punkt zusammengeführt werden, ehe sie an die Versorgungsleitungen angeschlossen werden. Auf diese Weise kompensieren sich die Gegentaktstörungen zu einem großen Teil an Ort und Stelle.

Wenn differentielle Signale über eine Versorgungsleitung geführt werden, so sollten beide Signalleiter über derselben Versorgungsleitung liegen, um Störungen auf Gleichtaktstörungen zu reduzieren. Ansonsten führen Störungen auf der Versorgung zu einem differentiellen Störsignal. Die Verlegung von Signalleitern auf der Masse ist nützlich, um Störungen vom Substrat bzw. ins Substrat zu reduzieren (Rauschen, Kopplung und Dämpfung) [84]. Gleichzeitig entsteht so die Möglichkeit, die Leitung als Mikrostreifenleitung zu modellieren, um induktive Einflüsse zu ermitteln. Daneben sollten Signal- und Rückleiter übereinander statt nebeneinander geführt werden, da so die magnetisch induzierten Störungen von On-Chip-Induktivitäten minimiert werden²⁷.

Die Bonddrähte der Versorgungsleitungen sollen keine großen Wechselstromanteile aufweisen. Daher sind verschiedene Bereiche einer Versorgungsleitung nach Möglichkeit auf dem Chip zu koppeln, jedoch so, daß keine Induktivitäten eng umschlossen werden²⁸. Die Induktivi-

²⁶Oder einer Abschirmung auf der untersten Metallisierungsebene

²⁷Das Magnetfeld neben der Spule taucht nahezu senkrecht in das Substrat ein

²⁸Dies würde zu Wirbelströmen führen, wodurch die Güte der Induktivität sinkt und Störungen auf der Versorgung entstehen

tät in der Betriebsspannungszufuhr ist durch hinreichend viele parallelgeschaltete Bonddrähte zu minimieren [85]. Dies kann auch zu einer größeren benötigten Chipfläche führen. Daneben sind Block-Kondensatoren vorzusehen, die den kurzzeitigen Strombedarf der Schaltung liefern können. Dabei ist es sinnvoller, viele kleine Kondensatoren am Ort der Störung unterzubringen, als einen zentralen großen, da auf diese Weise starke Wechselströme auf den Versorgungsleitungen vermieden werden und der Einfluß der Verdrahtungswiderstände und -induktivitäten kleiner ist. Der unerwünschten Resonanz zwischen Block-Kondensator und Bonddraht ist ggf. durch ein geeignetes Dämpfungsglied entgegenzuwirken. Als sinnvoll hat sich die Serienschaltung eines $50\ \Omega$ -Widerstandes mit einer $3\ \text{pF}$ -Kapazität erwiesen²⁹, die oberhalb $1\ \text{GHz}$ als gütebegrenzender Parallelwiderstand wirkt. Um die Induktivität und den Widerstand der Versorgung klein zu halten, sind breite Leiterbahnen anzustreben. Wechsel der Verdrahtungsebene sollten vermieden werden, da die Kontakte (vias) einen nicht unerheblichen Widerstand haben und aufgrund des geringen stromführenden Querschnitts die Induktivität erhöhen. Sofern möglich, sollten GND- und VEE-Leitung übereinander bis zum Block-Kondensator geführt werden, da so die effektive Induktivität weiter gesenkt werden kann [86].

Die Verwendung einer Referenzspannungsquelle für mehrere Schaltungsteile ist problematisch. Wenn der Stromverbrauch und die Chipfläche es zulassen, sollten Schaltungsteile, die mit unterschiedlichen Pegeln oder Frequenzen arbeiten, durch getrennte Referenzen gespeist werden. Dies vermeidet unerwünschte Kopplungen. Die Versorgung der Referenzspannungsquelle sollte nicht etwa von den Pads her geschehen, sondern möglichst unmittelbar aus der Nähe der zu speisenden Schaltung. Dabei ist darauf zu achten, daß die VEE-Leitung zwischen der Referenz und der Schaltung möglichst stromlos ist.

Dort, wo an verschiedenen Stellen identische Ströme reproduziert werden müssen, ist die Steilheit der Stromquellen durch hinreichend große Degenerationswiderstände an den Emittern zu reduzieren. Gleichzeitig ist auf geometrische und thermische Symmetrie der Schaltung zu achten.

Durch die Verlegung der Masse auf einem der unteren Metallisierungsebenen ergibt sich automatisch ein großflächiger Kondensator mit hohem Serienwiderstand, der zur Dämpfung herangezogen werden kann. Nachteilig ist jedoch, daß dieser Ansatz mit der großzügigen Verlegung von Substratkontakten kollidiert. Letzteres sollte man tun, damit Störungen an Ort und Stelle ausgelöscht werden und sich nicht im Substrat ausbreiten. Allerdings kann der Anschluß der Substratkontakte an stark störungsbehaftete VEE-Leitungen auch zu einer Injektion vom

²⁹ Sofern die Resonanz bei deutlich höheren Frequenzen auftritt

Störungen in das Substrat führen. Sofern die Möglichkeit dazu besteht, ist in diesem Fall eine separate VEE-Leitung für die Abschirmung anzustreben [87, 88].

Da die Mehrzahl der hier beschriebenen Schaltungen in Stromschaltertechnik arbeiten und in der Regel nur npn-Transistoren in akzeptabler Qualität zur Verfügung stehen, ist die „natürliche“ Masse am positivsten Potential anzusiedeln. Daher ist die Verwendung negativer Betriebsspannungen praktisch immer vorzuziehen. Es ist zwar möglich, mit positiven Betriebsspannungen zu arbeiten und die Signale gegen das negativste Potential zu messen, jedoch addiert sich in diesem Fall immer die Störspannung der Versorgung zum Signal. Bei digitalen CMOS-Schaltungen ist es hingegen praktisch egal, ob die Masse „oben“ oder „unten“ ist, da die Pegel zwischen beiden Versorgungsspannungen umgeschaltet werden. Selbst bei open-Drain-Ausgangsstufen ist das Rauschproblem geringer, da der Störabstand zwischen High und Low hinreichend groß gemacht werden kann.

Da die Stromquellen gegen VEE arbeiten, muß die Referenzspannung als einziger Schaltungsblock gegenüber VEE stabilisiert sein, nicht gegenüber der Masse. Dies erfordert folglich Block-Kondensatoren, die gegen VEE geschaltet sind.

Um die Symmetrie eines Schaltungsteils oder zweier identischer Schaltungsteile nicht zu stören, ist auch eine thermische Symmetrie anzustreben. Leider ist es mit gängigen Werkzeugen nicht möglich, die Wärmeverteilung auf dem Chip zu modellieren und die dadurch verursachten Effekte zu simulieren. Wenn diese Symmetrie nicht gewährleistet werden kann oder Bauelemente mit großen Streuungen eingesetzt werden (etwa MOSFETs), können differentielle Pärchen als Quadrupel mit angepaßten Parametern überkreuz angeordnet werden, so daß sich einige Störungen kompensieren³⁰.

Die oben genannten Maßnahmen gegen Störeinflüsse mögen z. T. selbstverständlich scheinen, werden jedoch leicht vernachlässigt oder sind z. T. auch nicht alle umsetzbar. Die Anzahl der Metallisierungsebenen hat einen entscheidenden Einfluß auf das Layout. So sind drei Metallisierungsebenen als Minimum für ein analoges Layout zu betrachten. Eine geringe Strombelastbarkeit der Leiterbahnen führt zu breiten Leiterbahnen, die ein geeignetes Layout erschweren. Hilfreich sind auch „stackable vias“, d. h. stapelbare Durchkontaktierungen. Diese ermöglichen ein sehr kompaktes Layout und vermeiden überflüssige Verdrahtungs-Parasiten.

³⁰Sogenanntes „common-centroid-layout“

5.6 Aufwärtsmischer

Der Aufwärtsmischer hat die Aufgabe, das Basisbandsignal (oder ggf. das Zwischenfrequenzsignal) auf die Trägerfrequenz zu transponieren und beim Direktkonverter auch zu modulieren. Dies bedeutet, daß die Eingangsstufe eine relativ geringe Grenzfrequenz benötigt, der Ausgang jedoch eine hohe. Für die in Kapitel 3 gefundenen Werte ergibt sich eine Bandbreite für das Basisbandsignal von 20 MHz, in dem noch keine Dämpfung oder Phasenverschiebung auftreten sollte, um Signalverzerrungen zu vermeiden. Für einen Phasenfehler von weniger als 6° bis 20 MHz ist eine Bandbreite von 0 bis 200 MHz erforderlich, wie sich beim einpoligen Tiefpaß aus

$$\phi = \arctan\left(\frac{f_{max}}{f_G}\right) \quad (5.26)$$

ergibt. Soll das Rauschen im Bereich 20 bis 200 MHz unterdrückt werden, so sind Filter höherer Ordnung erforderlich, die jedoch selbst auch zum Rauschen beitragen³¹. Auf der RF-Seite muß die Grenzfrequenz über 5,8 GHz betragen. Der Phasenverlauf ist hier nicht so kritisch, da das modulierte Datensignal nur noch schmalbandig ist. Die Dämpfung von 3 dB bei knapper Bemessung der RF-Grenzfrequenz läßt sich nur schwer vermeiden. Eine Reduktion der Dämpfung auf 1 dB würde bei einpoligem Tiefpaßverhalten eine Grenzfrequenz von 22,3 GHz erfordern, wie aus

$$|H| = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{f_{max}^2}{f_G^2}}} \quad (5.27)$$

hervorgeht. Dies ist, wenn überhaupt, nur mit unverhältnismäßig hohem Stromverbrauch und sehr kleinen Lastwiderständen realisierbar, da am Ausgang des Stromschalters die Kombination aus Kollektor- und Substratkapazität zusammen mit dem Lastwiderstand einen dominierenden Tiefpaß bildet. Es ist an dieser Stelle günstiger, die Grenzfrequenz durch Vergrößerung der Lastwiderstände knapp über 5,8 GHz zu legen, um bei gleichem Stromverbrauch die größtmögliche Konversionsverstärkung G bzw. den größtmöglichen Kompressionspunkt P_{-1dB} zu erzielen.

Da das Lokalszillatorsignal eine Umtastung, d. h. eine Multiplikation mit einem Rechtecksignal verursachen soll, ist an diesem Eingang eine hohe Steilheit wünschenswert, um mit Signalen möglichst niedriger Flankensteilheit (Sinus) und möglichst niedriger Amplitude arbeiten zu können. Auf diese Weise können die Kopplungen zwischen dem Lokalszillatorsignal und anderen Signalen reduziert werden³². Da das Basisbandsignal linear verstärkt werden soll, ist

³¹Ggf. auch nur indirekt, wenn sie das Signal im Durchlaßbereich dämpfen

³²Dies spricht gegen die Verwendung von MOSFETs an dieser Stelle

hier ein konstanter Ruhestrom gefordert. Daraus ergibt sich die klassische Anordnung der Signale bei der Gilbertzelle (vgl. Abb. 5.9 auf Seite 92), bei der praktisch immer das Datensignal unten und das LO-Signal oben liegt.

Darüberhinaus sind für den LO-Eingang kleine Transistoren vorzuziehen, die am Limit der Stromdichte betrieben werden. Dadurch ergeben sich die kleinstmöglichen parasitären Kapazitäten am LO-Ein- und Ausgang. Dies reduziert zum einen die Belastung des LO-Signals, wodurch die treibenden Emitterfolger verkleinert und mit weniger Strom betrieben werden können. Daneben ermöglichen kleine Transistoren am Ausgang höhere Lastwiderstände und damit ein höheres G bzw. P_{-1dB} ohne zusätzlichen Strombedarf. Während man in Verstärkerstufen eher große Transistoren verwendet, um deren innere Widerstände und somit das Rauschen klein zu halten, spielt dieser Gesichtspunkt für den Umtaster kaum eine Rolle. Der Grund liegt einerseits darin, daß die Signalverstärkung bereits in der darunterliegenden Verstärkerstufe des Mixers erfolgt ist, andererseits jedoch auch darin, daß die als Schalter benutzten Transistoren weniger zum Rauschen beitragen als Transistoren im Verstärkerbetrieb. Dies gilt zumindest solange, wie der Basisbahnwiderstand in Verbindung mit der Stromverstärkung die dominierende Rauschquelle ist.

Die geforderte hohe Grenzfrequenz des Ausgangs ist eines der Hauptprobleme des Aufwärtsmischers, denn die durch sie verursachte Begrenzung der Lastwiderstände limitiert den erzielbaren ausgangsseitigen IP_3 und P_{-1dB} . Daneben ist speziell beim Direktkonverter, aber prinzipiell auch beim ZF-Mischer die Frequenzkombination aus niedriger Basisband- und hoher LO-Frequenz ungünstig, da die beiden so entstehenden Seitenbänder nicht mit Filtern voneinander getrennt werden können. Abb. 5.17 illustriert das Problem. In einem ZF-System ist eine Filterung z. T. möglich, erfordert jedoch hochpräzise Filter extrem hoher Güte, die nur schwer integrierbar sind.

5.6.1 Stromgefalteter Aufwärtsmischer

Wie weiter oben schon erläutert wurde, ist die Gilbertzelle für Betriebsspannungen unter 3 V nicht gut geeignet. Der stromgefaltete Mischer (Current-Folded-Mixer, vgl. [89, 90]) (Abb. 5.18) umgeht das Problem der Betriebsspannungshöhe, indem Basisbandverstärkung und Mischvorgang quasi nebeneinander betrieben werden. Der Signalstrom wird dabei durch einen Stromspiegel vom Verstärker an den Umtaster, den Kern des Mixers, übergeben. Man erkennt einen klassischen Bipolar-Differenzverstärker mit Degenerationswiderstand zur Verbesserung

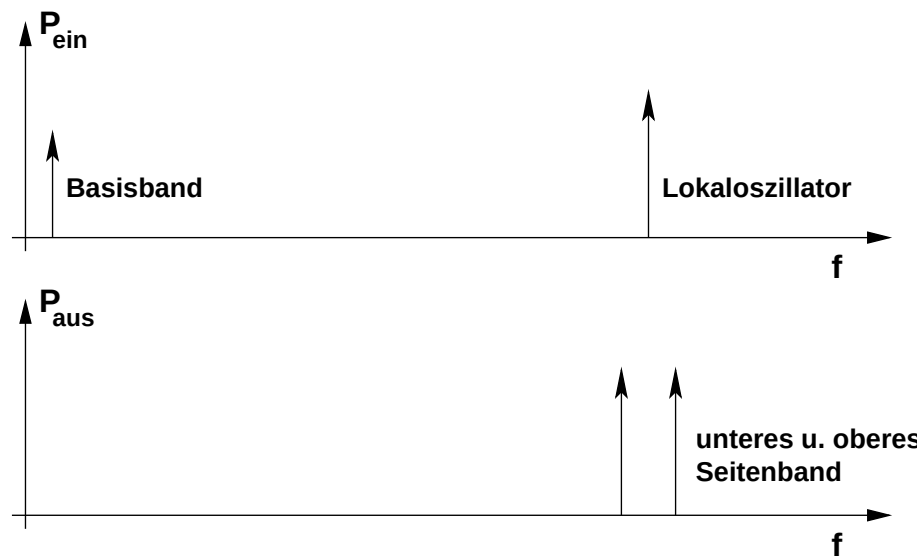


Abb. 5.17: Frequenzplan des Aufwärtsmischers

der Linearität. Die Variante mit querliegendem Widerstand vermeidet dabei den zusätzlichen Spannungsabfall, der bei separaten Emitterwiderständen auftreten würde. Um Offsetprobleme zu vermeiden, müssen jedoch beide Quellen möglichst gut übereinstimmen, d. h. es ist auf räumliche Nähe und thermische sowie geometrische Symmetrie zu achten. Die Ausgangsspannung wird über einen Emitterfolger entkoppelt und speist einen Stromspiegel, der das verstärkte Basisbandsignal dem Umtaster zuführt. Diese Schaltung kann ohne weiteres bei 2,3 V betrieben werden, da maximal zwei BE-Strecken und eine CE-Strecke in Reihe liegen (LO-Emitterfolger, Umtaster und Stromspiegeltransistor). Die niedrige benötigte Betriebsspannung erlaubt die Verwendung von Transistorstromquellen, wodurch nicht nur die Linearität verbessert wird, sondern auch die Gleichtaktunterdrückung. Dies wird allerdings mit einer erhöhten Stromaufnahme erkauft, da nun mehrere stromführende Zweige parallel liegen. Sowohl LO- als auch Basisbandsignal werden durch Emitterfolger gepuffert, die im wesentlichen die DC-Pegel der Signale anpassen. Das Basisbandsignal braucht dabei nicht eingangsseitig abgeschlossen werden, da die Signalfrequenzen hier niedrig sind. Im Meßaufbau ist allerdings darauf zu achten, daß dies nicht für die äußere Verdrahtung bzw. die vom Signalgenerator angezeigte Leistung gilt³³. Insofern ist es zweckmäßig, für Meßzwecke einen externen Abschluß in Chipnähe vorzusehen. Der Knoten Ref dient nur als Kontrollpunkt für die Chip-intern erzeugte Referenzspannung.

In dieser Topologie wurde der erste 5,8 GHz-Mischer entworfen, der im Rahmen des LOTUS-Projekts realisiert wurde. Um das Verhalten des Mischers messen zu können, ist ei-

³³Die nur im 50 Ω -System stimmt

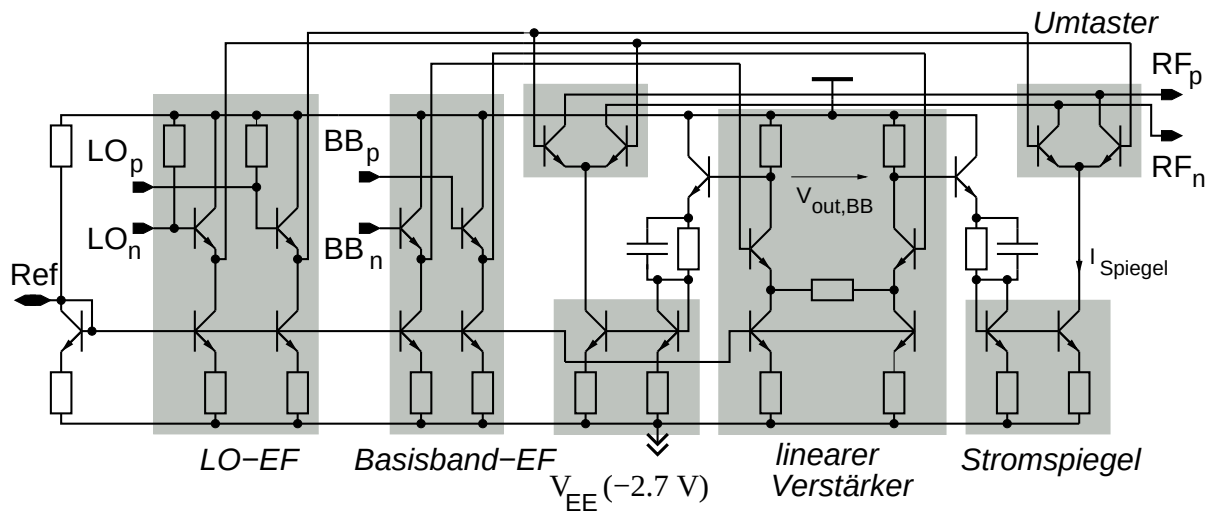


Abb. 5.18: Schaltplan des stromgefalteten Mischers [72, 73]

ne Messung im $50\ \Omega$ -System erforderlich. Auf die damit verbundenen Probleme wurde bereits in Kapitel 5.4 eingegangen. Wie dort beschrieben, erhält der Testmischer einen differentiellen Stromausgang und arbeitet folglich auf die $50\ \Omega$ des Meßsystems. Im On-Chip-Betrieb würde man $250\ \Omega$ verwenden, da dieser Wert gerade ein Emitterfolgerpaar bei etwa 6 GHz Bandbreite treiben könnte. Im Vergleich zu den Meßwerten bei $50\ \Omega$ ergäben sich im Idealfall Ausgangsleistungen, die um 14 dB über den Meßwerten liegen. Da sich durch die höheren Hübe am Ausgang auch die Nichtlinearität der Sperrschichtkapazitäten bemerkbar machen würde, ist in Simulationen nur eine Steigerung um 12 dB auszumachen.

Durch Leitungen und 180° -Hybride werden weitere Dämpfungen im Meßaufbau verursacht. Da z. B. der Spektrumanalysator keine DC-Komponenten am Eingang verträgt, muß das System über einen Koppelkondensator angeschlossen werden. Zur Ableitung des DC-Stroms ist daher entweder ein Bias-Tee³⁴ zu verwenden, oder es muß ein DC-Pfad mit Hilfe von Dämpfungsgliedern und Leistungsteilern bereitgestellt werden³⁵. Letzteres verursacht eine starke Signaldämpfung, ist aber deutlich breitbandiger als die Lösung mit einem Bias-Tee. Leider werden Rauschmessungen auf diese Weise erschwert. Schmalbandig kann das Problem durch Baluns³⁶ gelöst werden. Weder die Bias-Tee-Lösung noch die Balun-Lösung erlauben eine einfache Bestimmung der Pegel am Mischer bzw. eine Rückrechnung auf die On-Chip-Last, so daß hier zumeist mit 20 dB-Dämpfungsgliedern gearbeitet wurde. Ausgangsseitig ergibt sich dadurch

³⁴Bias-Tee: T-Stück bestehend aus Koppelkondensator und Siebdrössel, zur Trennung von Versorgungs- und Signalanteilen

³⁵Ein 20 dB-Dämpfungsglied hat einen $50\ \Omega$ -DC-Pfad

³⁶Balun: Balanced-Unbalanced; Transformatorschaltung

insgesamt eine Signaldämpfung von 21,5 dB, die aus den Meßergebnissen herausgerechnet werden muß.

Eingangsseitig müssen die Signale aus den Signalgeneratoren in differentielle Signale umgewandelt werden, was relativ einfach durch 180°-Hybride geschehen kann. Diese Hybride³⁷ arbeiten je nach Bauart über eine Oktave oder gar eine Dekade. Leider gibt es nur wenige Frequenzen, bei denen sowohl Phase als auch Betrag einigermaßen genau dem Idealfall entsprechen. Die differentiellen Ausgänge hatten in den Messungen z. T. 1,5 dB Amplitudenfehler und 10° Phasenfehler. Beide verursachen Probleme bei der Messung. Der Amplitudenfehler macht sich je nach Konfiguration der Schaltung wie ein Offset bemerkbar. Beispielsweise können sich die LO-Anteile, die über die Basis-Kollektor-Kapazität C_{CB} der Umtaster-Transistoren auf den Ausgang koppeln, nicht mehr vollständig kompensieren, wenn das differentielle LO-Signal unterschiedliche Pegel hat. Auf diese Weise wird der Amplitudenfehler als LO-Durchsprechen im Ausgangssignal sichtbar. Zur Reduktion kann man 1 dB- und 2 dB-Dämpfungsglieder in der Zuleitung verwenden, um einen Gesamtfehler von unter 1 dB zu erhalten.

Der Phasenfehler äußert sich auf verschiedene Weise. Als effektives Eingangssignal eines Stromschalters betrachtet ergibt sich eine reduzierte Amplitude. Dies macht sich in einer vergrößerten benötigten LO-Eingangsleistung bzw. einer reduzierten Konversionsverstärkung bemerkbar. Dieser Effekt ist jedoch schwach, da z. B. ein Phasenfehler von $\Delta\phi = 10^\circ$ anhand der Additionstheoreme einen Amplitudenfehler von nur $\Delta A_{\text{gegen}} = \cos(\Delta\phi/2) = -0,38\%$ bewirkt, wie aus

$$\begin{aligned} & \sin(\omega t) - \sin(\omega t + 180^\circ + \Delta\phi) \\ &= \sin(\omega t) + \sin(\omega t + \Delta\phi) \\ &= 2 \cdot \sin\left(\omega t + \frac{\Delta\phi}{2}\right) \cdot \cos(\Delta\phi) \end{aligned} \quad (5.28)$$

hervorgeht. Bei einem differentiellen LO-Signal von 400 mV_{pp} entspricht dies einer Reduzierung um 1,52 mV. Ein größeres Problem ergibt sich jedoch aus der Tatsache, daß der Verlust in der Gegentakamplitude mit der Entstehung einer Gleichtakamplitude einhergeht, die gemäß

$$\begin{aligned} & \sin(\omega t) + \sin(\omega t + 180^\circ + \Delta\phi) \\ &= \sin(\omega t) - \sin(\omega t + \Delta\phi) \\ &= 2 \cdot \cos\left(\omega t + \frac{\Delta\phi}{2}\right) \cdot \sin(\Delta\phi) \end{aligned} \quad (5.29)$$

³⁷Bestehend aus verkoppelten Leitungen

zu $A_{\text{gleich}} = \sin(\Delta\phi/2) \cdot A_{\text{gegen}} = -8,7\% \cdot A_{\text{gegen}}$ bestimmt werden kann. Dieses Signal hat bei einem differentiellen LO-Signal von 400 mV_{pp} bereits 26,15 mV Amplitude und liegt damit in der Größenordnung des Eingangssignals. Aufgrund seiner Einpoligkeit ist es schwer unterdrückbar. Bereits kleinste Asymmetrien in der Kopplung zwischen LO- und Basisbandsignal können dann zu erheblichen Selbstmischungsproblemen führen. Aufgrund der begrenzten Genauigkeit der Extraktion parasitärer Elemente darf keinesfalls durch „Ausgleichsstücke“ eine nachträgliche Symmetrierung größerer Fehler erfolgen, sondern es muß auf eine wirkliche strukturelle Symmetrie geachtet werden.

Im Gegensatz zu den Veröffentlichungen in [89, 90, 91] (beide für 1-2 GHz LO-Frequenz) ist die oben gezeigte Variante hinsichtlich der Betriebsspannungsunabhängigkeit und Breitbandigkeit bezüglich des Basisbandsignals vorteilhafter. Dies liegt daran, daß in der dargestellten Variante der Verstärker und der Stromspiegel durch ein RC-Glied entkoppelt sind. Der Widerstand dient dabei der Spannungs-Strom-Konvertierung. In dieser Konfiguration hat man die volle Dimensionierungsfreiheit des Verstärkers und seines Ausgangswiderstandes, der Degenerationswiderstände der Quellen, des Übersetzungsverhältnisses der Stromspiegel sowie des Konversionswiderstandes. Der relativ kleine parallelgeschaltete Kondensator dient der Frequenzgangkompensation bei Basisbandsignalen oberhalb von etwa 100 MHz. Für die Übertragung von HIPERLAN/2-Signalen ist er jedoch nicht erforderlich, da hier nur die Phase bis 20 MHz relevant ist. Die Breitbandigkeit wird im wesentlichen durch den Emitterfolger zwischen Verstärker und Stromspiegel gewährleistet, da er die am Verstärker angreifende Kapazität reduziert.

Prinzipiell kann sowohl der Konversionswiderstand als auch der Degenerationswiderstand des Stromspiegels entfallen, wie es z. T. in den oben genannten Veröffentlichungen der Fall ist³⁸. Dabei gehen jedoch nicht nur Freiheitsgrade in der Dimensionierung verloren (z. B. das Übersetzungsverhältnis des Stromspiegels), die Abhängigkeit des Arbeitspunktes gegenüber der Betriebsspannung steigt ebenso wie die Anfälligkeit gegenüber Bauelement-Toleranzen. Der beim Aufwärtsmischer nicht benötigte Gewinn in der Rauschzahl rechtfertigt diese Vereinfachungen aus meiner Sicht nicht, da die vereinfachte Schaltung ohne gut geregelte und störungsarme Betriebsspannung kaum funktionstüchtig ist.

Ein wesentlicher Nachteil dieser Struktur ist jedoch die generell vorhandene Abhängigkeit von der Betriebsspannung. Solange nur npn-Transistoren zur Verfügung stehen, geht die Betriebsspannung über den Konversionswiderstand in das Signal ein. Durch die neue BiCMOS-Technologie ergibt sich eine elegante Lösung für das Problem, die gleichzeitig auch den Strom-

³⁸Der Mischer wird dann auch als Low-Voltage Folded Mirror Mixer bezeichnet

benötigt wird. Eine große Ausdehnung verursacht bei den hohen LO-Frequenzen Schwierigkeiten aufgrund der Signallaufzeiten und Signaldämpfung. Um die Chipfläche minimal halten zu können, wurden die niederfrequenten Basisbandsignale zu verschiedenen Seiten des Chips geführt. Dies widerspricht offensichtlich den im vorigen Abschnitt gefundenen Layoutregeln, schien aber laut der Simulationen keinerlei Probleme zu bereiten⁴⁰. Die Auswertung der Meß-

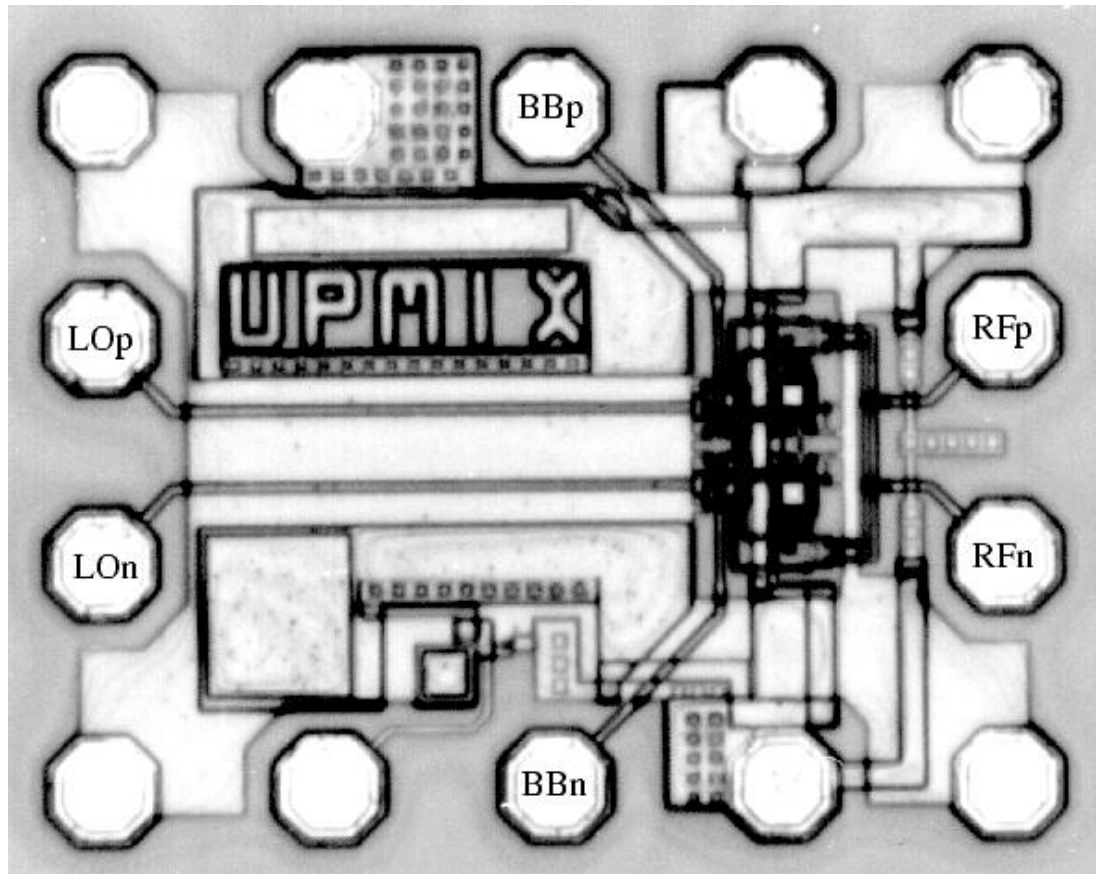


Abb. 5.20: Photo des minimalflächigen stromgefalteten Aufwärtsmischers „UpMix“

daten des Aufwärtsmischers brachte einige Überraschungen hervor. Obwohl zu der Zeit bereits die Leiterbahnkapazitäten (horizontale und vertikale) des Layouts berücksichtigt wurden, wich das Ergebnis der Linearitäts- und Durchsprechmessungen bei 5,8 GHz deutlich vom simulierten Verhalten ab. Um dem Phänomen auf den Grund zu gehen, wurden die Messungen auch für eine niedrigere LO-Frequenz von 1,9 GHz wiederholt.

Bei 5,8 GHz ergibt sich in Abb. 5.21 bei gleicher niedriger LO-Eingangsleistung eine etwas niedrigere Konversionsverstärkung, was sich durch interne Signaldämpfung und reduzierte HF-Steilheiten der Transistoren erklären läßt. Bei niedrigen LO-Pegeln ergibt sich zudem ein höhe-

⁴⁰Aufgrund der begrenzten Bandbreite des Basisband-Eingangs ist eine Rückwirkung aufgrund der Leitungen des Meßaufbaus weder von der LO-, noch von der RF-Seite zu erwarten

res Durchsprechen des LO auf den Ausgang, was durch den stärkeren Einfluß der Kapazitäten bei 5,8 GHz erklärt werden kann. Bei höheren Pegeln jedoch ergibt sich ein unerwarteter Verlauf im LO-Durchsprechen. Das LO-Signal am Ausgang wird bei ca. -5 dBm Eingangsleistung ausgelöscht und steigt bei noch höheren Leistungen wieder an. Interessanterweise erscheint die Auslöschung etwa dort, wo die volle Konversionsverstärkung erzielt wird. Wäre dieses Verhalten simulierbar, könnte es folglich nutzbringend eingesetzt werden. Da induktive Effekte bei den niedrigen Strömen im Mischer kaum eine Rolle spielen und externe Kopplungen nicht diese Stärke erreichen, kommt als größte Unbekannte das Substrat als Verursacher dieses Effekts in Frage. Durch die relative räumliche Nähe der Umtaster und der LO-Emitterfolger ist eine kapazitive Kopplung durch das Substrat möglich. Da die Ausbreitungswege innerhalb der Schaltung und im Substrat unterschiedlich sind, läßt sich eine Phasenverschiebung der Komponenten bei hohen Frequenzen erklären, die zu der Auslöschung führt. Das bei 1,9 GHz sichtbare Plateau des LO-Störsignals läßt darauf schließen, daß die Kopplung von den Kollektoren des Umtasters ausgeht, da der Signalpegel dort durch den Betriebsstrom des Begrenzers und die Lastimpedanz begrenzt wird. Die Kopplung von den Emitterfolgern (insbesondere von den Kollektoren ihrer Transistorstromquellen) kann jedoch weiter steigen, so daß sich die Zusammensetzung der Störer mit der LO-Eingangsamplitude ändert.

Abb. 5.22 und 5.23 zeigen das Resultat einer Zweiton-Messung des Aufwärtsmischers bei 1,9 GHz und 5,8 GHz. Bei beiden Frequenzen ist eine deutliche Abweichung des Verlaufs der Intermodulationsprodukte vom theoretischen Verhalten und insbesondere zum simulierten Verhalten zu beobachten, da schon bei relativ kleinen Basisbandleistungen die Steigung der Komponenten bei $2\omega_1 - \omega_2$ auf die fünfte Ordnung übergeht. Da dies bei Pegeln unterhalb des Kompressionspunktes geschieht, ist der IP_3 hier folglich kein geeignetes Kriterium. Daher wurde zusätzlich der IP_5 bestimmt.

Interessant beim Vergleich der beiden 2-Ton-Messungen ist, daß die Verläufe sich prinzipiell stark ähneln, auch wenn die Absolutwerte der Verzerrungsprodukte bei höheren Frequenzen zunehmen. Dies läßt allerdings nur darauf schließen, daß keine Sättigungseffekte über der Eingangsleistung auftreten, was natürlich nicht im Sinne der Signalverstärkung wäre. Die Ursachen für die starken Verzerrungsprodukte höherer Ordnung können prinzipiell unterschiedlich sein. Einerseits ist die Verwendung einer gemeinsamen Referenzspannungsquelle für alle Stromquellen nicht unproblematisch, weil Signale über die Basis-Kollektor-Kapazität auf die gemeinsame Referenzleitung gelangen und so die Stromquellen modulieren. Andererseits gibt es auch hier Kopplungen unbekannter Größe durch das Substrat. Da die Transistor- und Leitungskapazitäten

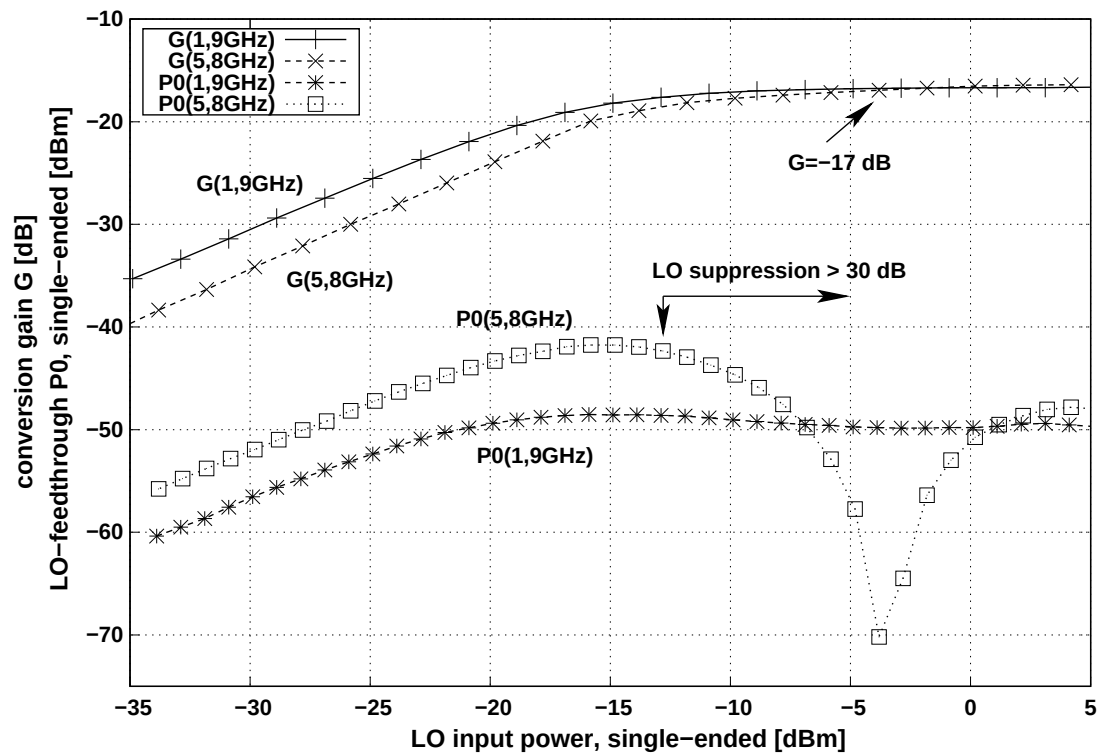


Abb. 5.21: Gemessene Konversionsverstärkung und LO-Durchsprechen des „UpMix“-Mischers bei 1,9 und 5,8 GHz

bekannt sind und in den Simulationen berücksichtigt wurden, bleibt auch hier das Substrat als wesentlicher Störfaktor übrig. Da Position und Amplitude beim Wechsel der Ordnung für 1,9 und 5,8 GHz fast gleich sind, ist in Verbindung mit den Messungen aus Abb. 5.15 eine äußere Ursache ebenfalls auszuschließen, da sich die Isolation des Aufbaus um mehr als 10 dB ändert. Fehlerhafte Transistorparameter sind zwar ebenfalls eine mögliche Ursache, aber die wichtigsten Kopplungsparameter (die Sperrschicht- und Diffusionskapazitäten) sind hinreichend genau bekannt, und weniger wichtige Parameter wie die Basislaufzeit τ_F müßten sich in einer deutlichen Frequenzabhängigkeit zeigen, wenn sie die Ursache wären.

Die Ursache dafür, daß die Substratkopplung die Linearität verschlechtern kann, liegt in der sog. Selbstmischung. Selbstmischung meint z. B. die Kopplung von Ausgangssignalen auf den Eingang, wodurch zahllose neue Spektralkomponenten erzeugt werden. Eine rechnerische Behandlung dieses Phänomens ist aufgrund des Umfangs der Komponenten kaum möglich. In der Simulation wird das Substrat als konzentrierter Knoten behandelt, der über einen Widerstand im Bereich von einigen zehn bis hundert Ohm mit V_{EE} verbunden ist. Dadurch ergibt sich in der Simulation eine niedrige Störampplitude, zumal sich differentielle Störungen kompensieren. In der Praxis muß das Substrat jedoch als verteiltes RC-Netzwerk angesehen werden, so daß

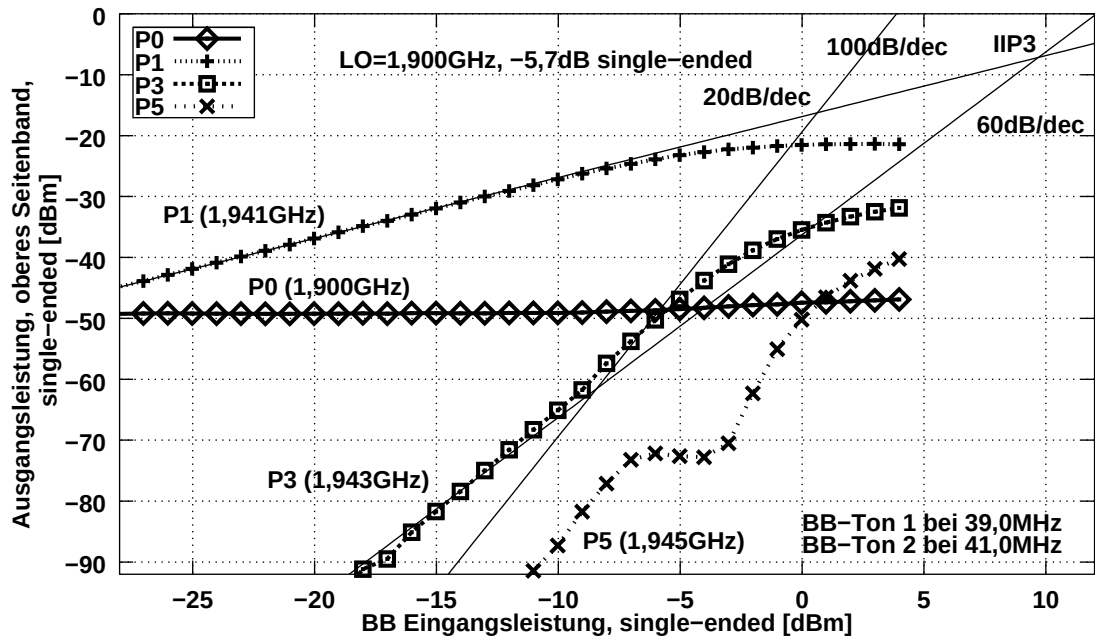


Abb. 5.22: Zweitonmessung des Aufwärtsmischers „UpMix“ bei $f_{LO} = 1,9$ GHz

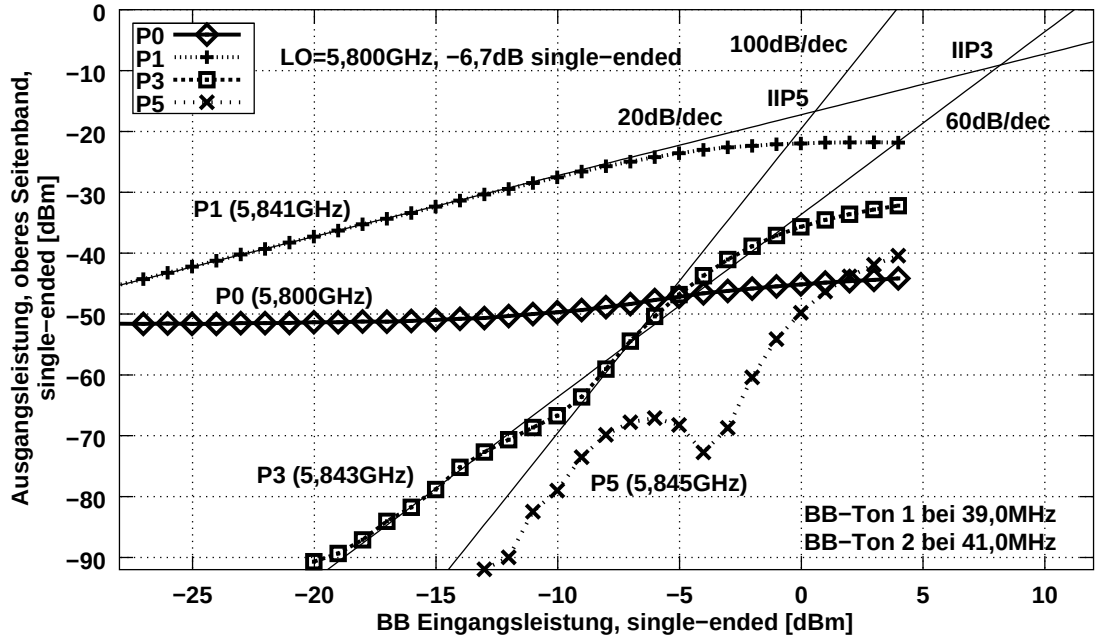


Abb. 5.23: Zweitonmessung des Aufwärtsmischers „UpMix“ bei $f_{LO} = 5,8$ GHz

sowohl die Wirkung der Substratkontakte reduziert als auch die Kompensation differentieller Signale erschwert wird.

Das gemessene Spektrum des Mixers zeigt allerdings keine unmittelbar sichtbaren Auffälligkeiten. Abb. 5.24 zeigt das obere Seitenband bei Anregung mit zwei gleich starken Tönen mit 39 und 41 MHz bei 5,8 GHz LO-Frequenz. Man erkennt deutlich die äquidistanten Störsignale dritter und fünfter Ordnung, deren Amplitude in den obigen Messungen gezeigt ist. Andere Komponenten sind nicht festzustellen; sie gehen ggf. im Rauschen unter, da die gemessenen Signalamplituden aufgrund der Messung mit Stromausgängen an 50 Ω in Verbindung mit den zur Bereitstellung eines DC-Pfades verwendeten Dämpfungsgliedern klein sind.

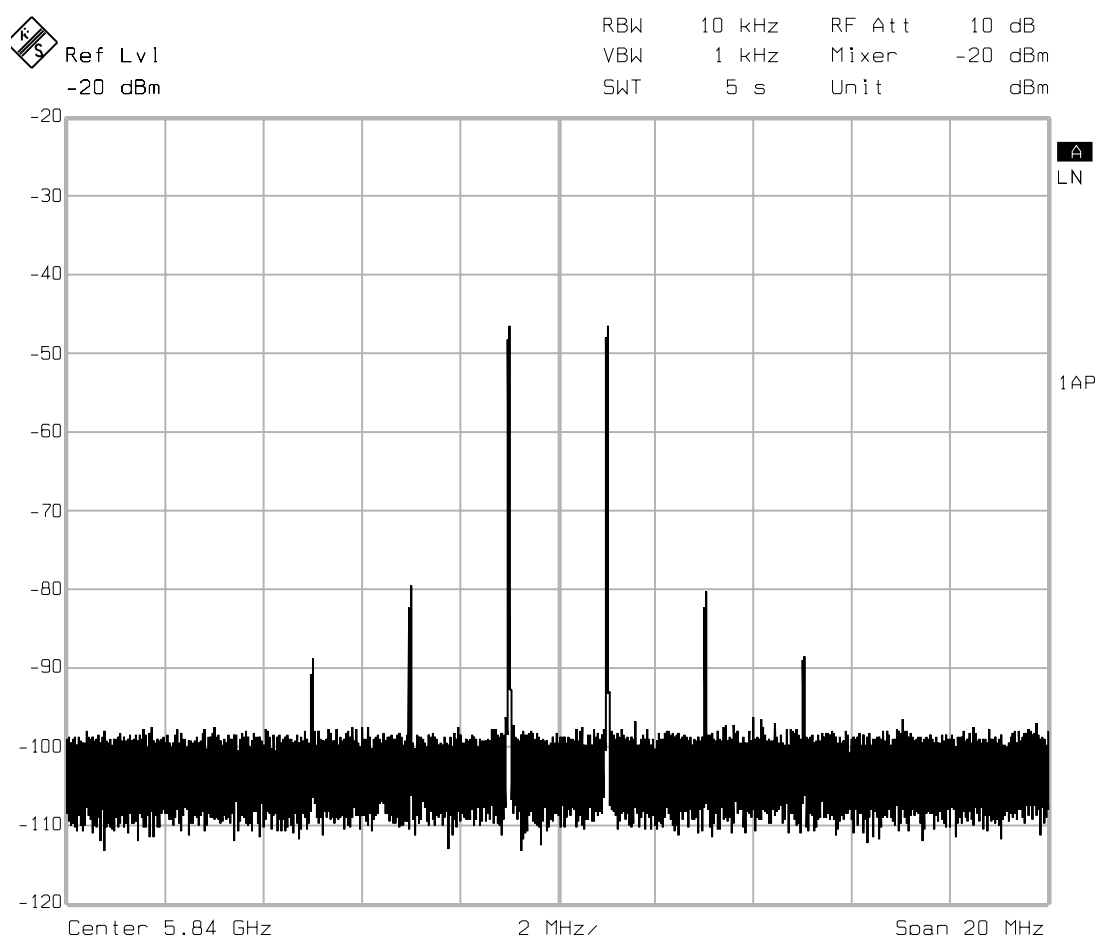


Abb. 5.24: Messung des oberen Seitenbandes im 2-Ton-Spektrum des „UpMix“-Mischers bei 5,8 GHz

Die für diese Schaltung ermittelten Kennwerte sind in Tabelle 5.2 zusammengefasst. Gleichzeitig enthält die Tabelle die Werte, die durch Extrapolation für den eingebetteten Betrieb auf dem Sendeempfänger-Chip mit 250 Ω -Lastwiderständen zu erwarten sind.

Den gefundenen Veröffentlichungen zufolge ist dies die erste Realisierung dieses Mischer-

Tab. 5.2: Meßergebnisse des „UpMix“ bei 5,8 GHz an 50 Ω und Extrapolation auf 250 Ω -On-Chip-Betrieb

	50 Ω , Messung	250 Ω , Extrapolation
Versorgung	-2,7 V, 17 mA, 46 mW	-2,7 V, 17 mA, 46 mW
LO-Eingangsleistung/dBm	-3,7	-3,7
LO-Durchsprechen/dBm	-60	
Konversionsverstärkung G/dB	-16,9	-2,9
Kompressionspunkt P_{-1dB} /dBm	-15,5	-3,5 bis -1,5
$IP_{3,1-Ton}$ /dBm	-8,8	+3,2 bis +5,2
$IP_{3,2-Ton}$ /dBm	-6,5	+5,5 bis +7,5
$IP_{5,1-Ton}$ /dBm	-8,8	+3,2 bis +5,2
$IP_{5,2-Ton}$ /dBm	-13,5	-1,5 bis +0,5

konzeptes für derart hohe Signalbandbreiten und Trägerfrequenzen. Die in [89, 90, 91] vorgestellten Varianten dieser Architektur arbeiten bei 2 GHz. Aufgrund der Tatsache, daß die oben genannten Mischer abwärts mischen, ist ein direkter Vergleich aufgrund der verschiedenen Zielsetzung schwierig. Der in [90] vorgestellte Mischer arbeitet dabei in der vereinfachten Form bei 1,5 V als Abwärtsmischer für 1,9 GHz (DECT). Die dort erzielte Konversionsverstärkung ist um 12 dB größer, was jedoch mit einem um 6,5 dB niedrigeren IP_3 und um 7,5 dB niedrigeren Kompressionspunkt einhergeht. Da eine Abwärtsmischung im 2-GHz-Bereich nur in der vereinfachten Form funktioniert, ist die Schaltung zudem aufgrund der Betriebsspannungssensitivität kaum batterietauglich.

Die oben geschilderten Probleme mit der Selbstmischung machten ein Redesign erforderlich, bei dem verstärkt auf die Vermeidung nicht simulierbarer Effekte geachtet wurde^{41,42}.

Um das Problem zu entschärfen, wurde ein Redesign des Mixers auf Grundlage dieser Topologie vorgenommen. Die wesentlichen Änderungen an der Schaltung sind

- die Trennung der Referenzspannungsleitungen zwischen LO- und BB-gespeistem Teil,
- die Trennung von Schaltungsblöcken mit unterschiedlicher Frequenz durch Substratkontakttringe,

⁴¹In [92] wird ein Transistormodell mit mehreren Substratanschlüssen vorgestellt, mit dem dies prinzipiell simulierbar würde

⁴²In [93] wurden bis zu 10 dB unterschiedliche Linearitätsergebnisse je nach Transistormodell erzielt

- die stärkere Blockung der On-Chip-Versorgung sowie
- die bessere Isolation durch geänderte Pinbelegung.

Die zu trennenden Blöcke gehen bereits aus dem Schaltbild in Abb. 5.18 hervor. Neben der Referenzspannungsquelle ist der Basisbandverstärker ein separater Block, der nur mit Basisbandfrequenzen arbeitet. Die Umtaster verarbeiten im wesentlichen das große LO-Signal, während der Stromspiegel mit dem Basisbandsignal arbeitet, jedoch durch das LO-Signal gestört wird. Auch die Emitterfolger sind, getrennt nach Basisband- und LO-Signal, separate Blöcke.

Das Layout dieser isolierten Variante („UpMixC“) ist in Abb. 5.25 gezeigt. Die Chipgröße beträgt $0,8 \cdot 0,8 \text{ mm}^2$. Man erkennt, daß die modifizierte Schaltung erheblich mehr Fläche in Anspruch nimmt. Diese Fläche wird im wesentlichen von Substratkontakttringen benötigt.

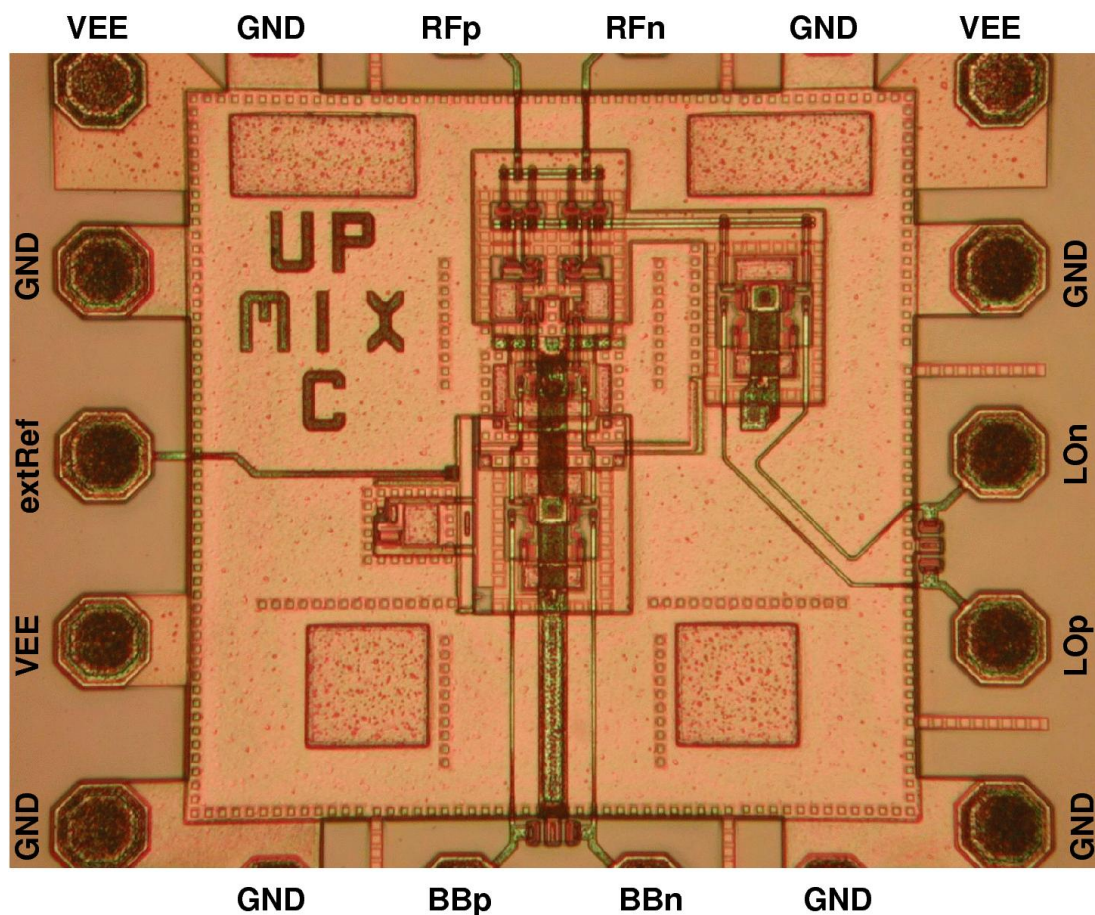


Abb. 5.25: Chipphoto des Aufwärtsmischers „UpMixC“ mit verbesserter Isolation

Um zu verifizieren, daß unter keinen Betriebsbedingungen ein ähnlicher Effekt auftritt wie beim ersten Layout, wurde das Redesign in einem Feld von LO- und BB-Signalleistungen gemessen und alle relevanten Komponenten im Ausgangsspektrum vermessen. Abb. 5.26 zeigt

die Spektralanteile über der LO-Eingangsleistung bei einer Eingangsleistung von -19 dBm, Abb. 5.27 die Spektralanteile über der Basisbandleistung bei einem konstanten LO-Signal von -8 dBm.

Es ist zu bemerken, daß die Auslöschung des LO-Signals nicht mehr zu beobachten ist. Die LO-Komponente P_0 steigt bei kleinen Amplituden proportional mit der Eingangsleistung an und geht schließlich in einen konstanten Wert über, der sich durch die Vollaussteuerung der oberen Stromschalterebene ergibt. Dies verifiziert die Vermutung, daß die Auslöschung durch Substratkopplungsphänomene verursacht wurde. Daneben zeigen die Kurven der Komponenten P_3 und P_5 bei Variation der Basisbandleistung keinen Wechsel der Ordnung mehr. Die Trennung der verschiedenen Mischbereiche hat folglich den Effekt der Selbstmischung erfolgreich reduzieren können. Zwar hat sich der IP_3 gegenüber der ersten Variante nicht verändert, der IP_5 jedoch ist um 1 dB gestiegen (er muß nun auf dem übernächsten Störsignal gemessen werden). Dadurch ergibt sich ein erhöhter Aussteuerbereich des Mixers. Zudem benötigt die neuerliche Variante 2,3 dB weniger LO-Eingangsleistung, wodurch sich die Kopplungen reduzieren. Die LO-Isolation ist auf den ersten Blick schlechter, weil der Interferenzeffekt nicht mehr auftritt - er hat sich jedoch im Bereich neben der Auslöschung auch nicht verschlechtert.

Die Kenndaten des verbesserten Mixers sind in Tabelle 5.3 zusammengefaßt und der ursprünglichen Layoutvariante gegenübergestellt. Das Redesign kann mit deutlich reduzierter LO-Leistung bessere Ergebnisse erzielen und benötigt dafür zudem weniger Strom. Die Interferenz im LO-Durchsprechen wurde nicht mehr beobachtet. Dadurch wird der absolute Betrag des LO-Signals am Ausgang zwar größer, aber da das Interferenzphänomen nicht simuliert werden konnte, kann man sich nicht auf das gute Ergebnis der ersten Variante verlassen.

Auf die Realisierung eines Quadraturmischers mit dieser Schaltung wird im Kapitel 5.8 eingegangen.

5.6.2 Aufwärtsmischer mit induktiver Last

Das Bandbreitenproblem am Ausgang kann beim Aufwärtsmischer prinzipiell durch eine induktive Last gelöst werden. Wenn die Induktivität auf die Ausgangskapazität abgestimmt ist, bildet sie mit dieser einen Parallelschwingkreis, dessen Impedanz nur durch die Güte begrenzt wird. Da das Ausgangssignal relativ schmalbandig ist, lassen sich ohne weiteres Impedanzen im $k\Omega$ -Bereich realisieren. Kritisch ist hierbei zunächst das höhere Design-Risiko, das unter Verwendung zusätzlicher Kapazitäten reduziert werden kann, da so die Abhängigkeit von Tran-

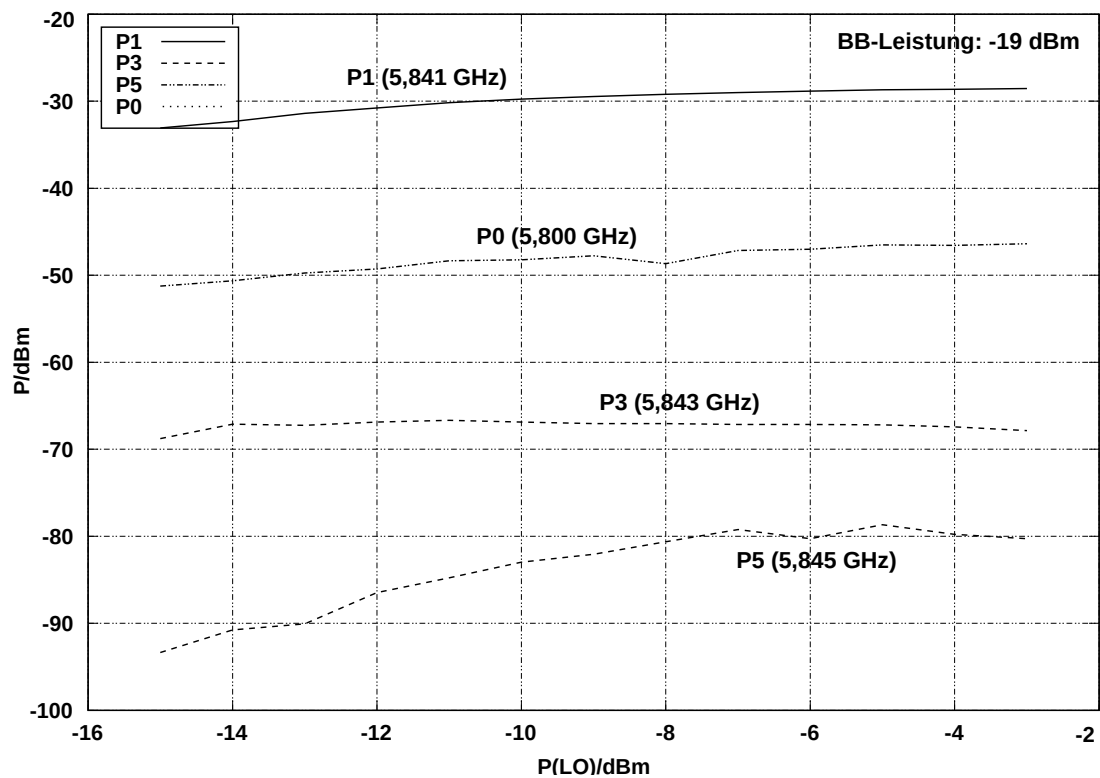


Abb. 5.26: Gemessene Spektralanteile bei Variation der Lokaloszillatorleistung

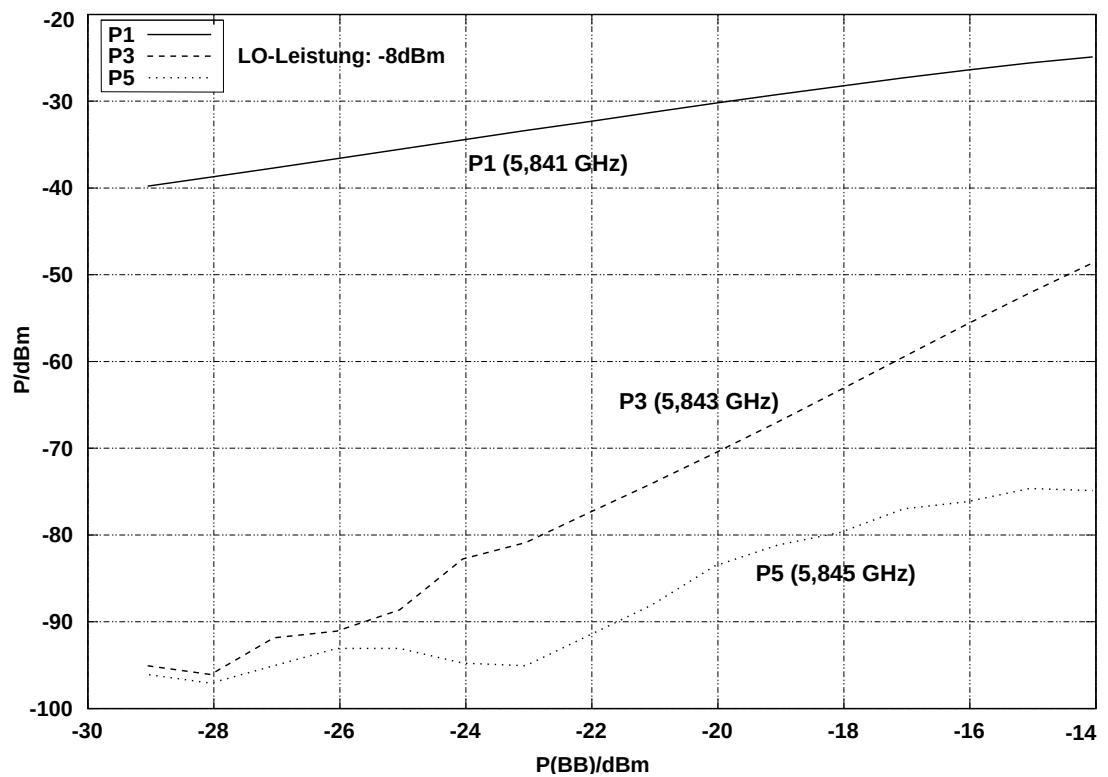


Abb. 5.27: Gemessene Spektralanteile bei Variation der Eingangsleistung

Tab. 5.3: Meßergebnisse des Mischer-Redesigns „UpMixC“

	50 Ω , Messung	250 Ω , Extrapolation
Versorgung	-2,3 bis -3,3 V, 35 mW bei -2,7 V	-2,3 bis -3,3 V, 35 mW bei -2,7 V
LO-Eingangsleistung/dBm	-6,0	-6,0
LO-Durchsprechen/dBm	-48	
Konversionsverstärkung G/dB	-10,2	-3,8
Kompressionspunkt P_{-1dB} /dBm	-15	-3,0 bis -1,0
$IP_{3,2-Ton}$ /dBm	-7,0	+5,0 bis +7,0
$IP_{5,2-Ton}$ /dBm	-12,5	-0,5 bis +1,5

sistorkapazitäten reduziert wird. Die großen Ausgangsamplituden verursachen jedoch „hohe“ Kreisströme in den Resonanzkreisen, die in magnetisch verkoppelten Schaltungen zu Störungen führen können. Dies gilt insbesondere dann, wenn der Kopplungspartner ein auf dieselbe Frequenz abgestimmter Resonanzkreis ist.

Die Problematik der magnetischen Entkopplung wird detaillierter in Kapitel 7 behandelt.

5.7 Abwärtsmischer

Während beim Aufwärtsmischer eher der Kompressionspunkt und die ausgangsseitige Grenzfrequenz im Vordergrund stehen, ist beim Abwärtsmischer eine hohe Konversionsverstärkung, ein hoher $IP_{3,2-Ton}$ und eine niedrige Rauschzahl gefordert. Da das Ausgangssignal nur eine Bandbreite im MHz-Bereich benötigt (ca. 200 MHz für einen guten Phasengang), können hier relativ einfach hohe Lastwiderstände verwendet werden, um Linearität und Konversionsverstärkung zu verbessern. Das Filterproblem mit dem unerwünschten Seitenband existiert beim Abwärtsmischer ebenfalls nicht, da der Abstand zwischen beiden eine einfache Tiefpaßfilterung auf dem Chip ermöglicht, wie Abb. 5.28 illustriert. Hingegen ist die Verwendung von induktiven Lasten bestenfalls in ZF-Abwärtsmischemen möglich, da die niedrigen Frequenzen hohe Zeitkonstanten für die LC-Resonanz erfordern und das heruntergemischte Signal relativ breitbandig ist. Daher sind die geeignetesten Schaltungen in diesem Abschnitt nicht identisch mit denen des vorherigen Abschnitts.

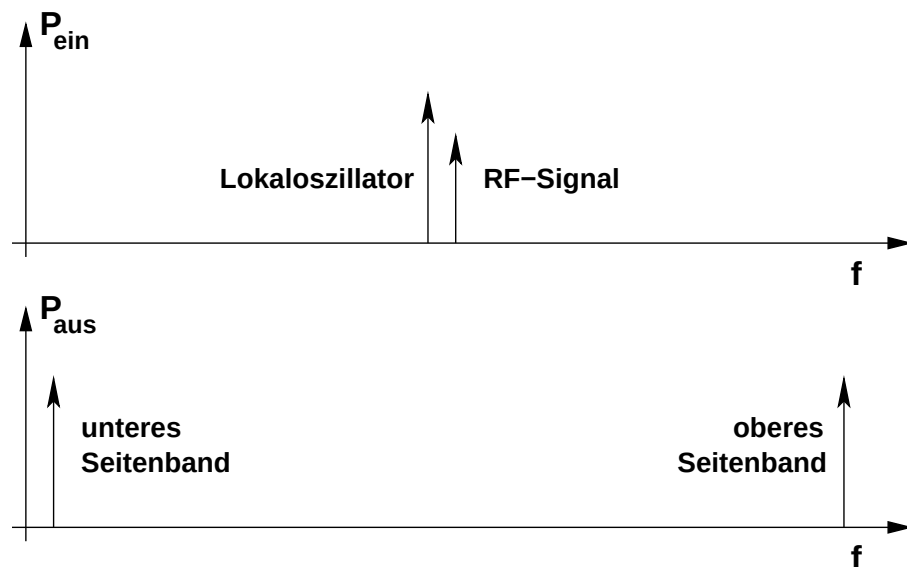


Abb. 5.28: Frequenzplan des Abwärtsmischers

5.7.1 Mischer mit kapazitiver Stromeinkopplung

Speziell für Abwärtsmischer kann man schmalbandige Eingangsstufen verwenden, wie in Abb. 5.29 gezeigt ist [94]. Die Breite eines HIPERLAN-Bandes beträgt nur ca. 200 MHz, was etwa 3,5% der Übertragungsfrequenz ausmacht.

Schmalbandige Probleme ermöglichen oft die kapazitive Kopplung von Signalen, wodurch sich nicht nur die Arbeitspunkteinstellung z. T. vereinfacht, sondern auch Betriebsspannungsreserve ergibt. Der Mischer in Abb. 5.29 ist eine vereinfachte Form des Gilbertmischers, bei dem Basisbandverstärker und Stromquelle verschmelzen. In dieser oder ähnlicher Form wurden verschiedene Schaltungen publiziert, die zumeist bei 900 MHz arbeiten (z. B. [95, 96, 97, 98]). Problematisch ist bei allen, daß die Verschmelzung von Stromquelle und RF-Eingang entweder zum Verlust der Konversionsverstärkung führt (falls das Signal oberhalb der Quelle eingespeist wird), oder daß die Linearität leidet. Aufgrund der niedrigeren Steilheit (die mit besserer Linearität einhergeht) werden derartige Schaltungen zumeist in analogen CMOS-Technologien realisiert. In [98, 99] wird in CMOS immerhin ein IP_3 von ca. 27 dBm erzielt, allerdings unter Verwendung eines 3-Ton-Tests ohne Angabe, welche spektralen Komponenten gemessen wurden. Ein direkter Vergleich mit 1- oder 2-Ton-Tests ist daher nicht möglich.

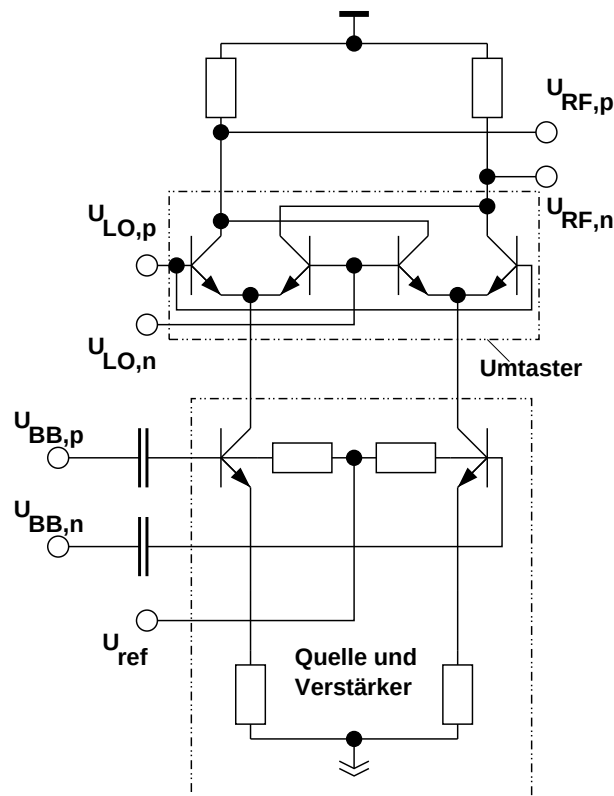


Abb. 5.29: Kapazitiv gekoppelte Mischer

5.7.2 Transformatorisch gekoppelte Mischer

Alternativ kann das Signal durch transformatorische Kopplung übertragen werden. Eine interessante Lösung in diesem Zusammenhang ist die Kombination von LNA und Abwärtsmischer, wie sie in [100] vorgestellt und in Abb. 5.30 für einen halbsymmetrischen Mischer wiedergegeben ist. In dieser Form ist die Arbeitspunkteinstellung für den Mischer problematisch. Wenn die Mischerstruktur jedoch doppelt ausgeführt wird und die Kopplung vom LNA auf eine mittenanzapfte Spule erfolgt, so erhält man einen vollsymmetrischen Mischer, der durch eine Konstantstromquelle gespeist werden kann. Der LNA sieht als Last einen Parallelschwingkreis bei Resonanzfrequenz, was ihm eine hohe Konversionsverstärkung ermöglicht. Die Güte des Schwingkreises wird jedoch durch die Kopplung mit dem Mischer reduziert. Der Mischer selbst arbeitet ebenfalls auf eine induktive Last bei Parallelresonanz. Dadurch wird unabhängig von der Linearität der Schaltung eine weitere Konversionsverstärkung erzielt. Die Anpassung an eine niederohmige Last, hier $50\ \Omega$, kann ebenfalls durch eine transformatorische Kopplung erfolgen (siehe auch [101]).

Das wesentliche Problem dieser Schaltung liegt im Gebrauch einer Vielzahl von Spulen in-

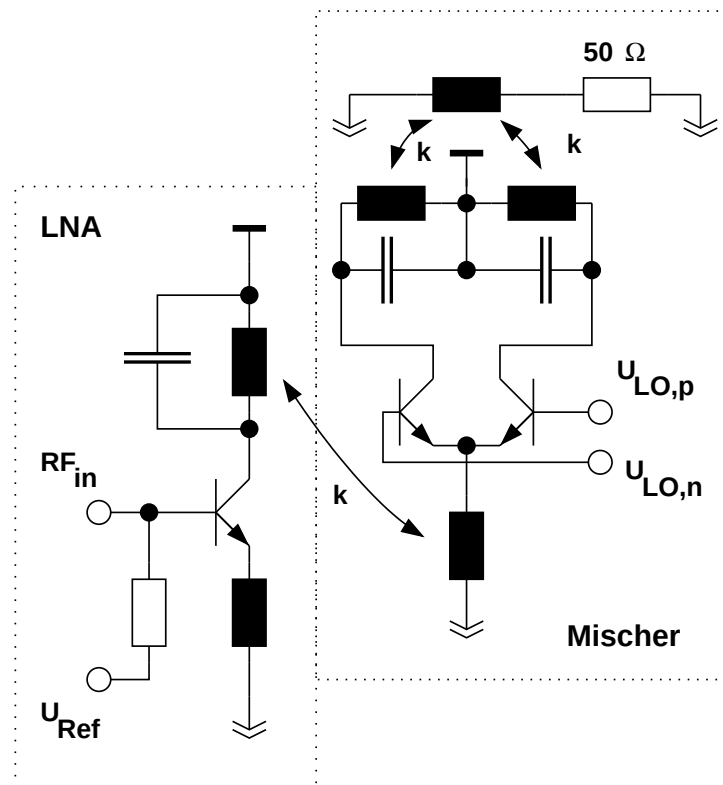


Abb. 5.30: Transformatorisch gekoppelte Mischer

nerhalb einer einzigen Schaltung. Da diese auch noch mit unterschiedlichen Pegeln arbeiten und auf die gleiche Resonanzfrequenz abgestimmt sind, besteht die Gefahr unerwünschter induktiver Kopplungen, die im Extremfall zur Instabilität führen (Oszillationen). Dieses Problem kann nur durch große laterale Ausdehnung reduziert werden, da die Magnetfelder auf dem Chip nicht abgeschirmt werden können. Der in [100] vorgestellte Quadrurmischer benötigt daher bereits 4 mm^2 Chipfläche, um die insgesamt vier integrierten Übertrager zu realisieren. Eine Integration zusammen mit dem VCO erfordert noch einmal erhebliche Chipfläche zur Sicherstellung der Isolation. Inwieweit der Mischer mit realen Signalen funktioniert, lässt sich anhand des Artikels nicht prüfen. Die Anregung mit modulierten Signalen könnte im Vergleich zur sinusförmigen Anregung ein deutlich schlechteres Ergebnis produzieren, da lose gekoppelte und abgestimmte Schwingkreise Energie austauschen⁴³. Dies hätte erhebliche signalabhängige Verzerrungen zur Folge.

Die Problematik der magnetischen Entkopplung wird detaillierter in Kapitel 7 behandelt.

⁴³Analogie zu lose gekoppelten Pendeln

5.7.3 „Micromixer“ nach Gilbert

Eine Besonderheit weist der Micromixer nach Gilbert auf [102]. Seine Eingangsstufe ist nicht symmetrisch (Abb. 5.31). Anstelle der sonst üblichen Differenzverstärkerstufe tritt eine translineare⁴⁴ Class-AB-Eingangsstufe mit differentielltem Eingang, deren Ausgangsströme jeweils stark nichtlinear sind. Das Eingangssignal arbeitet auf eine Basisschaltung, die den linken Ausgangsstrom I_1 liefert, sowie auf einen Stromschalter, der den rechten Ausgangsstrom I_2 liefert. Über die Referenzspannung Ref_2 wird der Ruhestrom der Anordnung eingestellt.

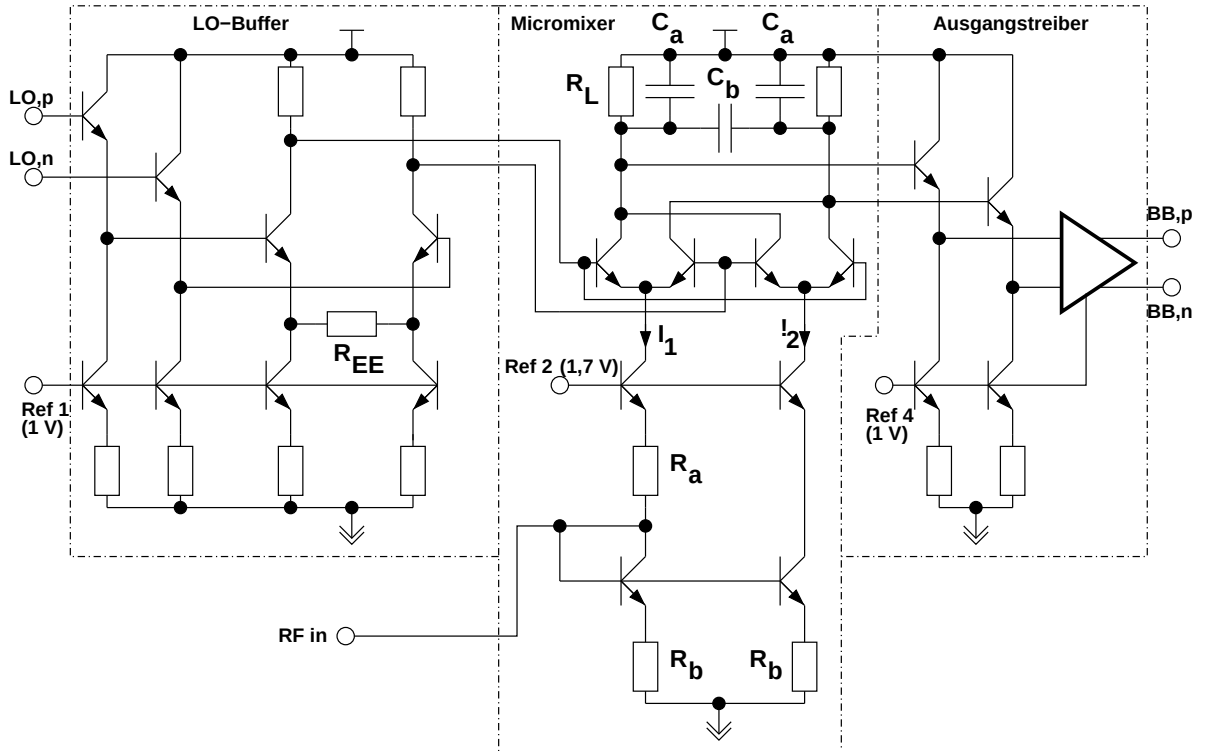


Abb. 5.31: Abwärtsmischer „DnMix“ mit Micromixer-Kern

Sowohl für die Basisschaltung als auch für die Diode des Stromspiegels ergibt sich im Ruhezustand aus der Steilheit der Transistoren ein dynamischer Widerstand von

$$R_{dyn} = \frac{U_T}{I_1} . \quad (5.30)$$

Die Eingangsquelle sieht beide Stufen in Parallelschaltung. Um eine Anpassung an eine $50 \, \Omega$ -Quelle zu erhalten, ist ohne die zusätzlichen Widerstände R_a und R_b ein PTAT-Strom von bei Raumtemperatur $260 \, \mu\text{A}$ erforderlich. Bei diesem geringen Strom sind sehr große Lastwiderstände R_L erforderlich, um vernünftige Ausgangspegel zu erzielen. Darüberhinaus ergeben

⁴⁴Als translinear werden Schaltungen bezeichnet, deren insgesamt lineare Übertragungsfunktion eine Logarithmierung und Potenzierung beinhaltet

sich aufgrund der Transistorkapazitäten u. U. slew-rate-bedingte Verzerrungen⁴⁵. Dies rührt daher, daß bei mehreren Eingangssignalen ähnlicher Frequenz Schwebungseffekte auftreten, die zu sehr steilen Flanken führen können. Daher ist es besser, den Innenwiderstand mit Hilfe der Widerstände R_a und R_b anzuheben und diese Anhebung durch einen höheren Strom zu kompensieren. Der Grenzfall wird offensichtlich für $R_a = R_b = 100 \Omega$ erreicht, wo der Betriebsstrom gegen unendlich gehen müßte. Werte im Bereich von 30 bis 70 Ω sind realistisch.

Die Differenz zwischen beiden Strömen ist über einen extrem weiten Bereich linear, wie die folgende Rechnung anhand der translinearen Schleife in Abb. 5.32 mit idealen Transistoren (keine inneren Widerstände, unendliche Stromverstärkung) zeigt⁴⁶. Der Stromspiegel bestehend aus zwei identischen Transistoren T_3 liefert ein Übersetzungsverhältnis von 1:1, da die Basis-Emitter-Spannungen identisch sind. Der rechte Ausgangsstrom I_2 kann daher auch an der Eingangsseite des Stromspiegels gemessen werden. Die Transistoren T_1 und T_2 bilden die Referenzspannungsquelle, die vom Strom I_0 durchflossen wird (z. B. durch einen Vorwiderstand). Im normal-aktiven Bereich kann der Transistor n durch

$$I_{C,n} = A_n \cdot I_S e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \quad (5.31)$$

beschrieben werden, wobei der Sperrsättigungsstrom I_S von der Emitterfläche abhängt und daher mit dem Normierungsfaktor A_n versehen wird. Ein Maschenumlauf um die Transistoren T_1 bis T_4 liefert für den Fall $I_{RF} = 0$

$$\begin{aligned} (U_{BE,1} + U_{BE,2}) &= (U_{BE,3} + U_{BE,4}) \\ \iff \\ \ln\left(\frac{I_0}{A_1 I_S}\right) + \ln\left(\frac{I_0}{A_2 I_S}\right) &= \ln\left(\frac{I_1}{A_3 I_S}\right) + \ln\left(\frac{I_1}{A_4 I_S}\right) \\ \iff \\ \ln\left(\frac{I_0^2}{A_1 A_2 I_S^2}\right) &= \ln\left(\frac{I_1^2}{A_3 A_4 I_S^2}\right). \end{aligned} \quad (5.32)$$

Daraus folgt unmittelbar

$$I_1 = I_0 \sqrt{\frac{A_3 A_4}{A_1 A_2}} \quad (5.33)$$

Über die Flächenverhältnisse kann folglich wie beim Stromspiegel ein Multiplikator realisiert werden. Im folgenden wird der Einfachheit halber mit identischen Transistoren gerechnet, so daß im Gleichgewichtszustand ($I_{RF} = 0$) $I_1 = I_0$ und $I_2 = I_1$ folgt. Wenn I_{RF} ungleich 0 ist,

⁴⁵Slew-Rate bezeichnet die maximale Spannungssteilheit $SR = \frac{dU}{dt} = \frac{I}{C}$ an einer durch I geladenen Kapazität C

⁴⁶Entspricht der Mischer-Eingangsstufe für $R_a = R_b = 0$

so finden wir $I_2 = I_1 + I_{RF}$. Derselbe Maschenumlauf liefert dann

$$\begin{aligned} \ln\left(\frac{I_0}{I_S}\right) + \ln\left(\frac{I_0}{I_S}\right) &= \ln\left(\frac{I_1 + I_{RF}}{I_S}\right) + \ln\left(\frac{I_1}{I_S}\right) \\ &\iff \\ \ln\left(\frac{I_0^2}{I_S^2}\right) &= \ln\left(\frac{(I_1 + I_{RF})I_1}{I_S^2}\right) . \end{aligned} \quad (5.34)$$

Daraus lassen sich die beiden Ströme I_1 und I_2 zu

$$\begin{aligned} I_1 &= -\frac{I_{RF}}{2} + \sqrt{\left(\frac{I_{RF}}{2}\right)^2 + I_0^2} \\ I_2 &= I_1 + I_{RF} \\ &= +\frac{I_{RF}}{2} + \sqrt{\left(\frac{I_{RF}}{2}\right)^2 + I_0^2} \end{aligned} \quad (5.35)$$

ermitteln. Beide Ströme sind offensichtlich nichtlinear, die Differenz der Ströme beträgt jedoch

$$I_2 - I_1 = I_{RF} , \quad (5.36)$$

was im Falle idealer Transistoren zu perfekter Linearität hinsichtlich I_{RF} führt. Obige Gleichung deutet an, daß der Micromixer in dieser Form keinen Kompressionspunkt besitzt. Dies ist deshalb möglich, weil mit zunehmender Eingangsamplitude die Quelle selbst immer mehr Signalstrom zum Ausgangssignal beisteuert, was im Fall eines Differenzverstärkers nicht funktioniert.

Da die Signalquelle keine ideale Stromquelle ist, sondern eine $50\ \Omega$ -Quelle, ist die Linearität allerdings auch bei idealen Transistoren durch die Eingangsimpedanz der Schaltung begrenzt.

Im ausgesteuerten Fall finden wir

$$\frac{1}{R_{in}} = \frac{I_1}{U_T} + \frac{I_2}{U_T} \quad (5.37)$$

Mit $I_2 = I_1 + I_{RF}$ findet man nach Umformungen

$$\begin{aligned} R_{in} &= \frac{U_T}{2I_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{I_{RF}}{2I_0}\right)^2 + 1}} \\ &= R_{in,0} \cdot \alpha \end{aligned} \quad (5.38)$$

mit

$$\alpha = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{I_{RF}}{2I_0}\right)^2 + 1}} . \quad (5.39)$$

Mit diesem Ausdruck kann man nach Vorgabe einer maximalen Abweichung der Eingangsimpedanz den maximalen Signalstrom I_{RF} bestimmen, er ergibt sich aus

$$I_{RF,max} = 2I_0 \sqrt{\frac{1}{\alpha_{min}^2} - 1} . \quad (5.40)$$

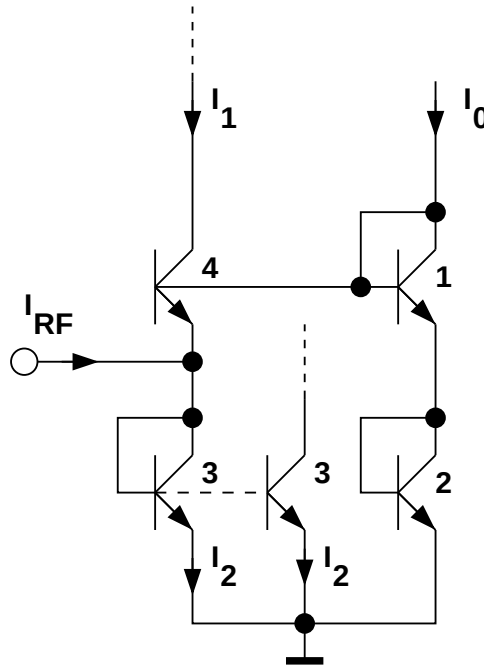


Abb. 5.32: Translineare Schleife

Ohne Widerstände haben wir oben für 50 Ω -Anpassung einen Ruhestrom von $I_0 = 260 \mu\text{A}$ bei Raumtemperatur ermittelt. Wenn wir von diesem Wert ausgehen, so verursacht ein Eingangsstrom von $I_{RF} = 0,285 I_0 = 74 \mu\text{A}$ entsprechend einer Eingangsleistung von $P_{in} = -35,6 \text{ dBm}$ eine Abweichung der Eingangsimpedanz um 1%. Die Eingangsspannung beträgt in diesem Fall $U_{in} = 3,7 \text{ mV}$. Soll die Schaltung mit der bei HIPERLAN/2 maximal zulässigen Eingangsleistung von -20 dBm arbeiten, so führt dies zu einem Signalstrom von $I_{RF} = 447 \mu\text{A}$ bzw. einem Abfall der Eingangsimpedanz auf 75,8%. Dies würde einen eingangsseitigen Reflexionsfaktor von

$$r = \frac{R_{in} - R_0}{R_{in} + R_0} = \frac{0,758 - 1}{0,758 + 1} = -13,8\% \quad (5.41)$$

verursachen [103], was inakzeptabel ist. Aus diesem Grund ist eine Verbesserung der Linearität durch die Serienwiderstände R_a und R_b in Abb. 5.31 vorzusehen.

Wie eingangs des Kapitels erwähnt wurde, liegt das unerwünschte Seitenband beim Abwärtsmischer bei etwa der doppelten LO-Frequenz. Um dieses und weitere unerwünschte Ausgangssignale zu unterdrücken, ist eine Filterung auf dem Chip vorgesehen. Die maximale Wirksamkeit bezüglich des unerwünschten Seitenbandes erzielt man dabei mit der differentiell aufgehängten Kapazität C_b . Da das Ausgangssignal jedoch auch Gleichtaktstörungen enthält, ist C_b allein nicht ausreichend, so daß die nach Masse geschalteten Kapazitäten C_a ergänzt werden. Für $C_a = 2C_b$ würden die beiden Kapazitäten allein die gleiche Unterdrückung erzielen

wie C_b allein. Die Kombination in Form eines π -Gliedes ergibt jedoch eine insgesamt bessere Filterwirkung in Bezug auf die erforderliche Kondensatorfläche, wie in [68] gezeigt wurde.

Der LO-Buffer enthält neben den Emitterfolgern noch einen Begrenzer. Dessen Verstärkung wird mit Hilfe von R_{EE} auf ca. 2 begrenzt, um eine hinreichende Grenzfrequenz zu erhalten. Der Buffer erlaubt es, mit einem kleineren externen LO-Signal auf den Chip zu gehen, so daß die Kopplungsprobleme weiter reduziert werden.

Ein großer Teil der Simulationen wurde mit Spectre/RF durchgeführt. Dessen erweiterte Simulationsmethoden sind beim Mischer zwingend erforderlich, wie im Kapitel 5.3 erläutert wurde. Mit Hilfe der periodischen Rauschanalyse (PNoise) kann die beim Mischer auftretende Rauschfaltung berücksichtigt werden, die durch die Harmonischen des LO-Großsignals auftritt. Abb. 5.33 zeigt die ein- und ausgangsseitige Rauschspannungsdichte bei 5,8 GHz bzw. im Basisband. In diesem Diagramm ist zu beachten, daß eingangsseitig die Frequenzachse um 5,8 GHz verschoben ist. Man kann im linken Bereich den Einfluß des $1/f$ -Rauschens sehen, während im rechten Bereich die Grenzfrequenz zu einem Verlust an Konversionsverstärkung und somit zu einem erhöhten eingangsbezogenen Rauschen führt. In Abb. 5.34 ist eine „swept periodic steady-state“-Analyse (SPSS) mit einem anregenden Ton zu sehen. Anhand dieser Simulation können sowohl die Konversionsverstärkung als auch der Kompressionspunkt ermittelt werden⁴⁷. Bei der Interpretation des Diagramms ist zu beachten, daß das Eingangssignal in dBm, das Ausgangssignal jedoch in dBV angegeben ist. Da der differentielle Signalstrom gerade I_{RF} entspricht, hängt die Konversionsverstärkung direkt vom Verhältnis der Lastwiderstände zum Eingangswiderstand

$$G = 20 \cdot \log \left(\frac{R_L}{R_{in}} \right) + 6 \text{ dB} \quad (5.42)$$

ab, wobei die 6 dB aus der Konvertierung in ein differentielles Signal resultieren (effektiv doppelter Widerstandswert). Abweichend von obiger Analyse der widerstandslosen Form des Mixers ist hier sehr wohl ein Kompressionspunkt zu sehen⁴⁸. Er entsteht im wesentlichen aufgrund der durch Widerstände begrenzten Stromtragfähigkeit der Transistoren.

Das mit einer „periodic steady-state“-Analyse (PSS) simulierte Ausgangsspektrum bei 1-Ton-Anregung ist in Abb. 5.35 zu sehen. Der unterste Signal bei 20 MHz entspricht dem heruntorgemischten Signal, darüber sind dessen Oberwellen zu sehen. Die idealisierte Form des Spektrums deutet an, daß nur die vom Simulator vorgesehenen Komponenten ermittelt werden.

⁴⁷Der Abfall der Ausgangsspannung auf -130 dBV bei +10 dBm Eingangsleistung ist offensichtlicher Unsinn. Dieses Ergebnis ist eine Konsequenz der numerischen Methode, die der Simulator anwendet

⁴⁸Der Simulator gibt immer eingangsbezogene Größen an

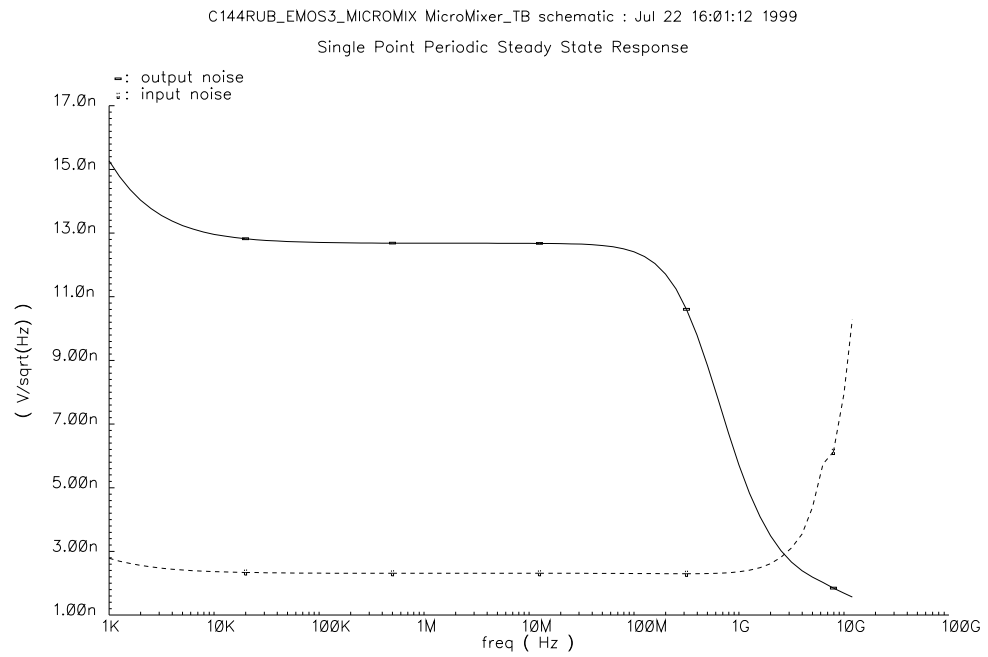


Abb. 5.33: Rauschanalyse des Abwärtsmischers mit PNoise

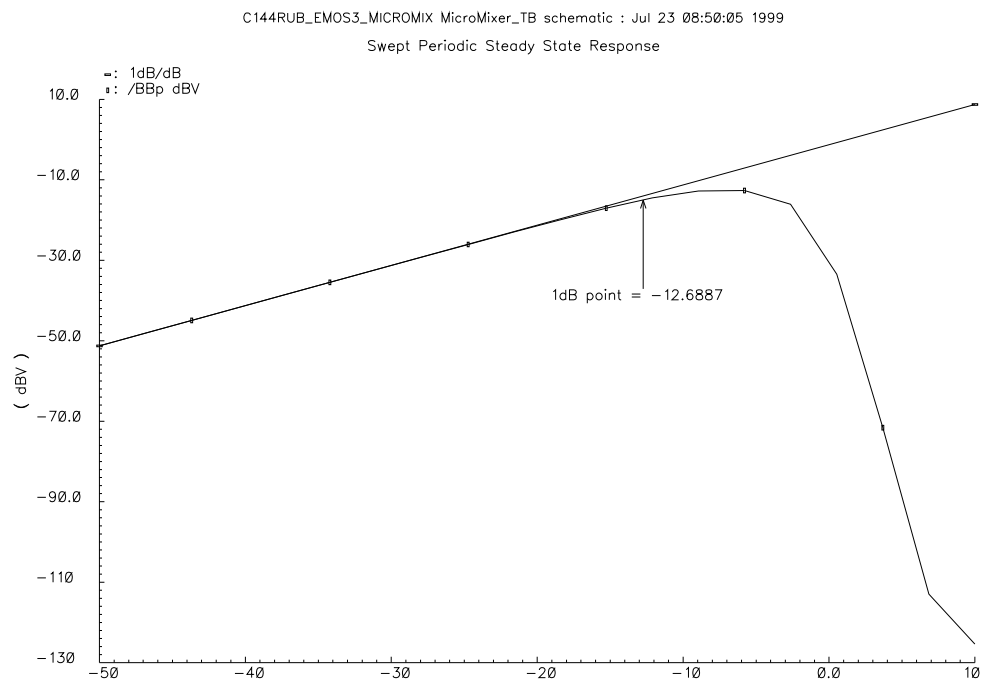


Abb. 5.34: Ermittlung des Kompressionspunktes P_{-1dB} des Abwärtsmischers mit SPSS (x-Achse in dBm)

1RUB_EMOS3_MICROMIX MicroMixer_TB schematic : Jul 21 18:41:32

Single Point Periodic Steady State Response

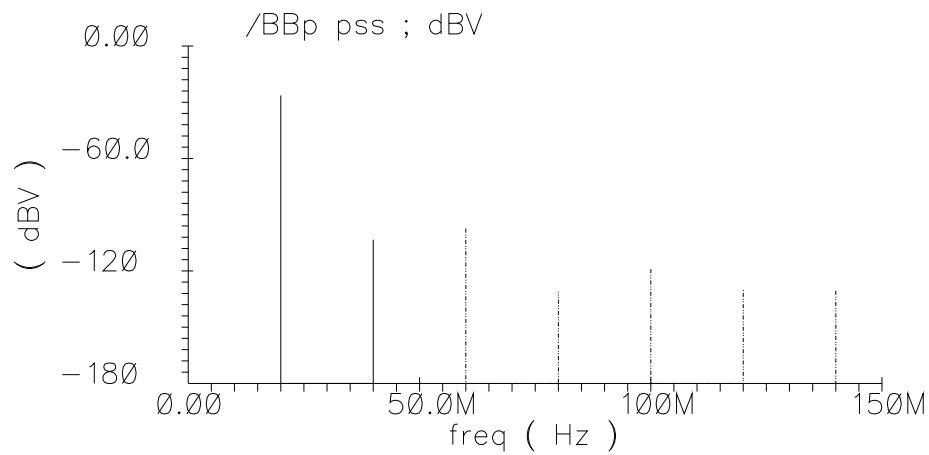


Abb. 5.35: Harmonische und Verzerrungsprodukte im Ausgangssignal des Abwärtsmischers mit PSS

C144RUB_EMOS3_MICROMIX MicroMixer_TB schematic : Jul 26 13:07:09 1999

Swept Periodic Steady State Response

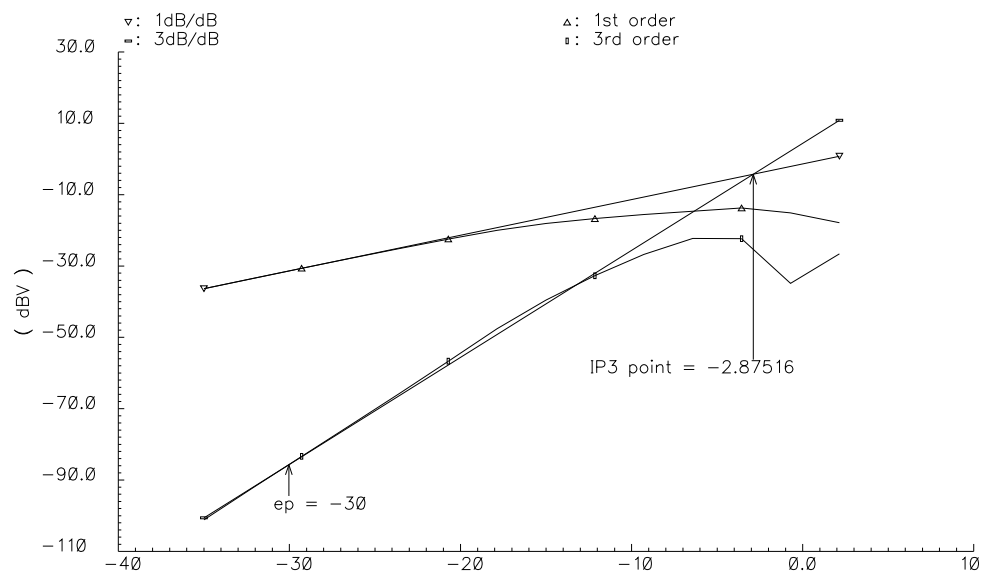


Abb. 5.36: Ermittlung des IP_3 des Abwärtsmischers mit SPSS (x-Achse in dBm)

Das Ergebnis ist nicht mit einer nachträglich aus einer Transientensimulation gewonnenen FFT zu vergleichen. Insbesondere ist vor Beginn der Simulation die Anzahl zu berücksichtigender Oberwellen bzw. die maximale Anzahl von Frequenzkomponenten festzulegen. Dies macht einige Experimente erforderlich, um glaubhafte Ergebnisse zu erzielen. Abb. 5.36 ist das Ergebnis einer „swept periodic steady-state“-Analyse (SPSS) mit zwei Tönen. Man kann hier ansatzweise eine Abweichung des Verlaufs der Verzerrungsprodukte vom idealen Verhalten bei -20 dBm Eingangsleistung sehen.

Meßtechnisch ergibt sich beim Micromixer ein Problem. Die Linearitätsuntersuchung mittels eines Spektrumanalysators geschieht normalerweise durch eine single-ended-Messung. Da nur das Differenzsignal linear ist, kann in diesem Fall nicht so verfahren werden. Die externe Bildung der Differenz könnte aufgrund der benötigten Bandbreite von 200 MHz nur schwer mittels Operationsverstärkertechnik geschehen. Die Verwendung von Baluns oder Hybridkoppeln scheitert hingegen an der hierfür relativ niedrigen Frequenz bzw. hohen Breitbandigkeit [104]. Aus diesem Grund wurde der Micromixer zusammen mit dem in Kapitel 5.4 vorgestellten linearen Ausgangstreiber realisiert, dessen Frequenzgang bis hinab zu DC reicht. Dadurch wird auch eine direkte Ankopplung an den kapazitiv entkoppelten Spektrumanalysator möglich.

Aufgrund des in Kapitel 5.4 beschriebenen Herstellungsfehlers der niederohmigen Widerstände ist die Verstärkung des Buffers mit -8 dB leider deutlich kleiner als 0 dB gewesen, so daß die Messungen nur stichprobenartig durchgeführt wurden, um die Funktion des Mischerkerns mit den Simulationen zu vergleichen. Die Simulationsergebnisse sind in Tabelle 5.4 zusammengefaßt.

Wie schon beim Redesign des Aufwärtsmischers in Kapitel 5.6.1 praktiziert, ist auch in diesem Design eine klare Trennung verschiedener Funktionsblöcke in jeweils isolierte Boxen aus Substratkontakten vollzogen worden. Abb. 5.37 zeigt das Layout des Micromixers. Die Chipfläche inklusive der Bondpads beträgt $0,8 \cdot 0,8 \text{ mm}^2$. Im unteren Bereich ist mittig der Micromixerkern angeordnet. Das Eingangssignal wird dabei mit einem On-Chip-Koppelkondensator eingekoppelt. Links und rechts vom Mischerkern liegen die 1,0 V und 1,7 V-Referenzspannungsquellen. Am linken Rand ist der LO-Eingang mit Abschlußwiderständen und begrenzendem LO-Buffer zu sehen. Etwa in der Mitte des Chips liegt die Kombination aus Lastwiderständen R_L und Filterkondensatoren C_a und C_b . Der Ausgangsbuffer und seine separate Referenzspannungsquelle sind am oberen Rand angeordnet.

Um den in Kapitel 5.5 genannten Layoutregeln entgegenzukommen, ist ein differentieller Aufbau des Micromixers der gezeigten einfachen Form vorzuziehen. Die Ausgangssignale bei-

Tab. 5.4: Simulationsergebnisse des Abwärtsmischers „DnMix“

Betriebsspannung	-2,7 bis -3,3 V
Betriebsstrom	31 mA bei 2,7V (ca. 81% im Ausgangstreiber)
Verlustleistung	16 mW (nur Mischer)
LO-Eingangsleistung/dBm	-1,0 differentiell
LO-Durchsprechen/dB	-39
VEE-Sensitivität/dB	-81
RF-Grenzfrequenz/GHz	-1 dB: $f_{LO} \pm 228$ MHz, -3 dB: $f_{LO} \pm 455$ MHz
Konversionsverstärkung G/dB	+15 (single-ended in, diff. out)
Kompressionspunkt P_{-1dB} /dBm	-12,7 eingangsseitig, +4 ausgangsseitig
$IP_{3,2-Ton}$ /dBm	-2,85 eingangsseitig, +14,8 ausgangsseitig
Rauschspannungsdichte	2,3 nV $\sqrt{\text{Hz}}$ eingangsseitig, 12,7 nV $\sqrt{\text{Hz}}$ ausgangsseitig
Rauschzahl/dB	<14,2 für 40 kHz < f < 800 MHz

der Mischer können dabei einfach an den Lastwiderständen addiert werden, so daß die hier erzielten Daten auch für die differentielle Struktur gelten.

5.8 Quadraturmischer

Wie in Kapitel 4 erwähnt, sind in vielen Sendeempfängern Quadratur- oder IQ-Mischer⁴⁹ notwendig, um unerwünschte Seitenbänder zu unterdrücken. Die Anforderungen an die Qualität der Quadratursignale sind dabei sehr hoch, da die Seitenbandunterdrückung bei Amplituden- oder Phasenfehlern sehr schnell zusammenbricht. Im Idealfall geschieht die Seitenbandunterdrückung mit einer Struktur gemäß Abb. 5.38.

Die folgende Rechnung zeigt deren Funktion für einen idealen linearen Multiplizierer. Das Verhalten des Mischers kann daraus abgeleitet werden, indem man sich die innewährende Begrenzung in einen vorgeschalteten Begrenzer verschoben denkt. Es entstehen dadurch lediglich Oberwellen fernab der gewünschten Signale, die durch Filter eliminiert werden können.

Das Lokaloszillatorsignal der Kreisfrequenz ω_{LO} stehe in zwei 90°-phasenverschobenen Formen mit der Amplitude A_{LO} bereit, dem I-Signal⁵⁰ und dem Q-Signal⁵¹. Gleiches gilt für das

⁴⁹Oder auch Einseitenband-Mischer

⁵⁰In-Phase

⁵¹Quadratur-Phase

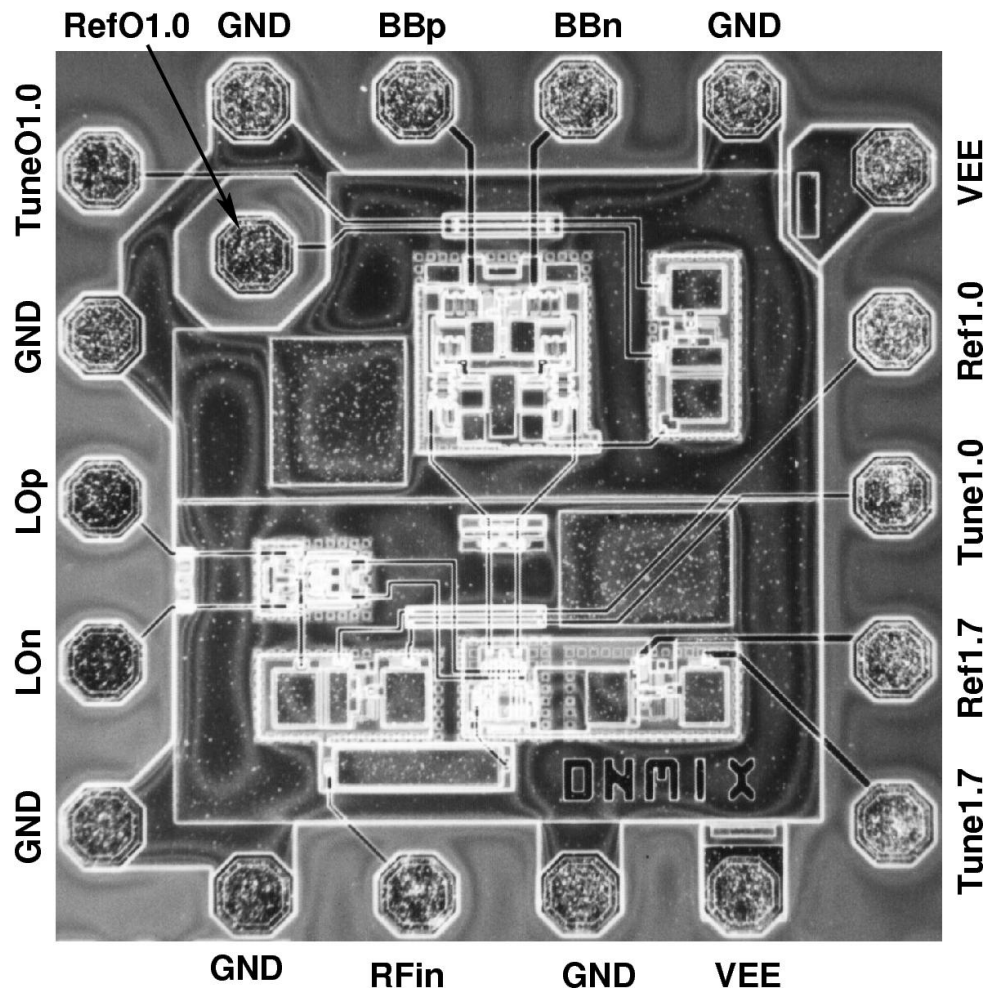


Abb. 5.37: Chippfoto des Abwärtsmischers „DnMix“

Basisbandsignal mit Frequenz ω_{BB} und Amplitude A_{BB} . Die Addition der einzelnen Mischprodukte führt zu einer völligen Auslöschung eines der beiden Seitenbänder, je nach Kombination der Signalphasen.

$$\begin{aligned}
 & A_{LO} \sin(\omega_{LO} t) \cdot A_{BB} \cos(\omega_{BB} t) + A_{LO} \cos(\omega_{LO} t) \cdot A_{BB} \sin(\omega_{BB} t) \\
 = & \frac{A_{LO} A_{BB}}{2} (\sin((\omega_{LO} - \omega_{BB})t) + \sin((\omega_{LO} + \omega_{BB})t)) \\
 + & \frac{A_{LO} A_{BB}}{2} (\sin((\omega_{LO} + \omega_{BB})t) - \sin((\omega_{LO} - \omega_{BB})t)) \\
 = & A_{LO} A_{BB} \sin((\omega_{LO} + \omega_{BB})t)
 \end{aligned} \tag{5.43}$$

Die Erzeugung des Quadratur-LO-Signals muß mit analogen Mitteln geschehen, da die LO-Frequenz sehr hoch ist. Vorteilhaft ist, daß das LO-Signal im Idealfall monofrequent ist und nur in einem engen Bereich variiert wird. Damit ist z. B. die Anwendung von schmalbandigen Filtern sowie von Teilern möglich.

Die Erzeugung eines Quadratur-Datensignals ist hingegen deutlich aufwendiger, da das Da-

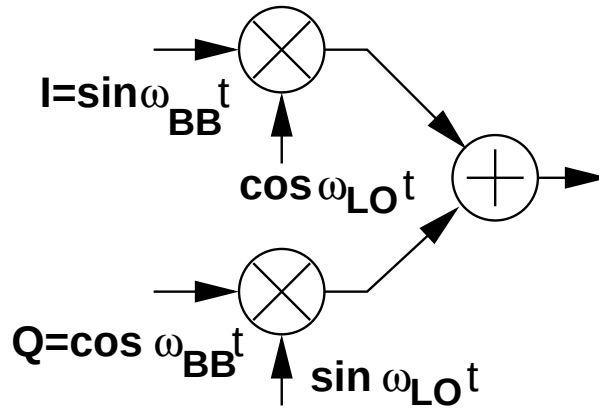


Abb. 5.38: Struktur eines Quadraturmischers

tensignal breitbandig ist. Anstelle von analogen Phasenschiebern oder Filtern werden hier üblicherweise DSP-Lösungen eingesetzt [49]. Diese digitale Methode ermöglicht eine nahezu perfekte Phasenverschiebung.

5.8.1 Einfluß von Amplituden- und Phasenfehlern

In der Praxis gelingt die oben beschriebene Auslöschung des unerwünschten Seitenbandes nicht vollständig, da Amplituden- und Phasenfehler unvermeidbar sind. Diese sind insbesondere beim Lokaloszillatorsignal zu befürchten, da dieses hochfrequent und mit analogen Mitteln erzeugt worden ist. Im folgenden wird die Auswirkung eines Amplitudenfehlers sowie eines Phasenfehlers zwischen I- und Q-Signal anhand des LO-Signals demonstriert. Aufgrund der Symmetrie der Formeln ergeben sich bei Fehlern im Basisbandsignal vergleichbare Ergebnisse.

Zunächst soll das LO-Signal in Quadraturphase einen Amplitudenfehler aufweisen, es gelte

$$A_{LO,Q} = (1 - \alpha)A_{LO,I} . \quad (5.44)$$

Analog zur Rechnung für den Idealfall finden wir nun

$$\begin{aligned} & A_{LO,I} \sin(\omega_{LO} t) \cdot A_{BB} \cos(\omega_{BB} t) \\ & + (1 - \alpha) A_{LO,I} \cos(\omega_{LO} t) \cdot A_{BB} \sin(\omega_{BB} t) \\ & = \left(\frac{\alpha A_{LO,I} A_{BB}}{2} \right) \sin((\omega_{LO} - \omega_{BB}) t) \\ & + (A_{LO,I} A_{BB}) \sin((\omega_{LO} - \omega_{BB}) t) . \end{aligned} \quad (5.45)$$

Der linke Term entspricht dabei dem unteren (unerwünschten) Seitenband *USB*, der rechte dem oberen Seitenband *OSB*. Die Seitenbandunterdrückung *SBU* bei Amplitudenfehlern läßt sich

nun durch das Amplitudenverhältnis der beiden Anteile ermitteln:

$$SBU = \frac{A_{OSB}}{A_{USB}} = \frac{2}{\alpha} \quad (5.46)$$

Abb. 5.39 zeigt die Seitenbandunterdrückung als Funktion des Phasenfehlers. Bereits ein Fehler von nur einem Prozent reduziert die Seitenbandunterdrückung auf 46 dB.

Nun sei die Amplitude fehlerfrei, das LO-Quadratursignal jedoch nicht exakt 90°-phasenverschoben. Der Winkel zwischen I- und Q-Signal betrage $90^\circ + \Delta\phi$. Es ergibt sich nun:

$$\begin{aligned} & A_{LO} \sin(\omega_{LO} t) \cdot A_{BB} \cos(\omega_{BB} t) \\ & + A_{LO} \cos(\omega_{LO} t + \Delta\phi) \cdot A_{BB} \sin(\omega_{BB} t) \\ & = \frac{A_{LO} A_{BB}}{2} (\sin((\omega_{LO} - \omega_{BB})t) + \sin((\omega_{LO} + \omega_{BB})t)) \\ & + \frac{A_{LO} A_{BB}}{2} (\sin((\omega_{LO} + \omega_{BB})t + \Delta\phi) - \sin((\omega_{LO} - \omega_{BB})t + \Delta\phi)) \\ & \approx \frac{A_{LO} A_{BB}}{2} \sin(\Delta\phi) \sin((\omega_{LO} - \omega_{BB})t) + A_{LO} A_{BB} \sin((\omega_{LO} + \omega_{BB})t) \end{aligned} \quad (5.47)$$

Der letzte Ausdruck enthält einige Vereinfachungen, die den Gültigkeitsbereich auf wenige Grad begrenzt. Für die Seitenbandunterdrückung bei Phasenfehlern erhalten wir

$$SBU = \frac{A_{OSB}}{A_{USB}} = \frac{2}{\sin(\phi)}, \quad (5.48)$$

was bei einem Fehler von einem Grad eine Seitenbandunterdrückung von 41,2 dB verursacht. Abb. 5.39 zeigt den Zusammenhang.

In vielen Veröffentlichungen werden daher Quadraturmischer vorgestellt, die Abgleichmöglichkeiten für Amplituden- und Phasenfehler in Form von externen Hilfsspannungen vorsehen ([105] z. B. verbessert damit die Seitenbandunterdrückung von 35 dB auf 60 dB). Dies mag unter Laborbedingungen funktionieren, wo das unerwünschte Seitenband am Spektrumanalysator beobachtet werden kann, im Endprodukt sind derartige Schaltungen aber kaum vorstellbar, da die Messung der Seitenbandunterdrückung und damit die Erzeugung der Korrekturspannungen kaum mit vernünftigem Aufwand gelingt. Alternativ wird die Seitenbandunterdrückung bei ZF-Mischern durch externe Filter realisiert [106, 107, 108, 109]. [84] erzielte in einer ZF-Architektur mit internen Filtern 40 dB Seitenbandunterdrückung ohne Abgleich.

5.8.2 Quadratursignalerzeugung

Zur Erzeugung von Quadratursignalen gibt es verschiedene Möglichkeiten, die sich alle hinsichtlich der Präzision, Komplexität, Stromverbrauch, Rauschen, Breitbandigkeit oder oberer

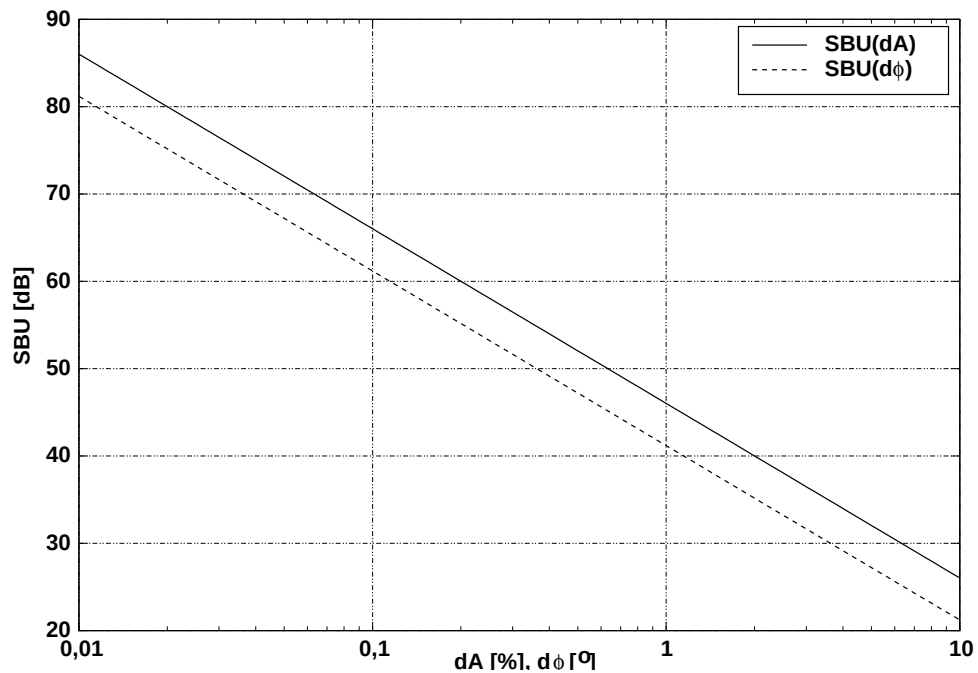


Abb. 5.39: Seitenbandunterdrückung bei Amplituden- und Phasenfehlern des IQ-Signals

LO-Grenzfrequenz unterscheiden. Daher sollen die wichtigsten Möglichkeiten kurz gegenübergestellt werden.

5.8.2.1 Teiler

Die wohl naheliegendste Möglichkeit der präzisen Quadratursignalerzeugung liegt in der Verwendung eines Frequenzteilers, der in Stromschaltertechnik durch zwei Master-Slave-Flip-Flops realisiert werden kann. Abb. 5.40 illustriert das Prinzip. Die Quadratur bleibt bei dieser Struktur über einen weiten Bereich erhalten, wobei auch Produktionstoleranzen kaum eine Rolle spielen. Lediglich eine Streuung der Bauelementparameter kann zu Offsets und damit zu Phasenfehlern führen. Ein weiterer Vorteil des Teilers ist die Begrenzerfunktion, die das Amplitudenrauschen des Oszillators unterdrückt. Da ein Eingangssignal $f + \Delta f$ am Ausgang bei $f/2 + \Delta f/2$ erscheint, werden Rauschanteile des Oszillatorsignals im Abstand Δf vom Trägersignal in Richtung des Trägers verschoben. Dies bedeutet, daß das Phasenrauschen am Teileroutput um bis zu 6 dB niedriger ist als am Eingang [110, 111]. Dies wird jedoch mit dem Nachteil erkauft, daß der Lokalszillator auf der doppelten Frequenz schwingen muß, was diesen Vorteil häufig aushebelt. Dies liegt u. a. daran, daß bei höherer Frequenz der Einfluß der Bauelement-Parasiten zunimmt, wodurch tendenziell auch der Verstimmungsbereich kleiner wird. Um dies auszugleichen, muß die Induktivität überproportional verkleinert werden, was zu ei-

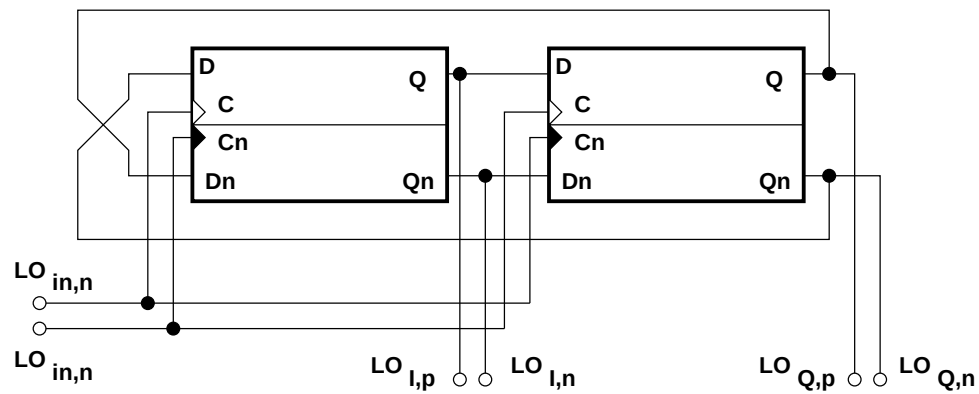


Abb. 5.40: IQ-Signalerzeugung mit 2:1-Frequenzteilern

ner höheren Stromaufnahme des Oszillators führt. Durch die Teilung wird effektiv natürlich auch der Verstimmbereich halbiert, so daß diese Lösung für HIPERLAN im 5 GHz-Band kaum realisiert werden kann.

In der Literatur sind Fälle bekannt, wo das Oszillatorproblem unter Verwendung eines Verdopplers umgangen wurde [112, 113]. Ein Verdoppler liefert jedoch typisch ein single-ended Signal, wodurch sich Isolationsprobleme auf dem Chip ergeben.

5.8.2.2 Ringoszillatoren

Eine verwandte Methode liegt in der Verwendung von Ringoszillatoren, die strukturell dem Teiler ähnlich sind [114]. In der Tat wird bei einem differentiellen LO-Eingangssignal von 0 V in Abb. 5.40 aus dem Frequenzteiler ein Ringoszillator. Seine Schwingfrequenz wird überwiegend von parasitären Elementen bestimmt, insbesondere den Sperrschichtkapazitäten der Transistoren. Durch Änderung der Betriebsspannung oder des Betriebsstromes kann die Resonanzfrequenz weit verstimmt werden. Das Phasenrauschen dieses Oszillortyps ist jedoch normalerweise nicht ausreichend für die Anwendung in funkbasierten Systemen, so daß diese Lösung ebenfalls ausscheidet (vgl. Kapitel 7) [115, 112]. Allerdings gibt es in jüngerer Zeit Schaltungsvorschläge, die dieses Problem scheinbar umgehen können [116, 117].

5.8.2.3 Gekoppelte Oszillatoren

Eine interessante Verschmelzung zwischen Ring- und LC-Oszillator bietet der gekoppelte LC-Oszillator. Er besteht aus zwei LC-Oszillatoren, die ähnlich einem Ringoszillator kreuzgekoppelt sind, um eine feste Phasenlage zwischen beiden zu erzielen (siehe Kapitel 7.4.3). Im wesentlichen verbindet diese Schaltung die Vorteile beider Typen. Das Phasenrauschen entspricht

weitestgehend dem des einzelnen LC-Oszillators, während die Kopplung eine breitbandige Phasenverschiebung ermöglicht. Die wesentlichen Probleme liegen hierbei im großen Flächenverbrauch für die Spulen und deren Umfeld. Die Spulen dürfen auch untereinander nicht stark verkoppelt sein, da dies die Phasenlage beeinflusst. Ferner zeigte sich, daß geringe Asymmetrien der Spulen bei einigen IQ-Oszillatorschaltungen bereits starke Phasenfehler verursachen können [118].

5.8.2.4 einfache RC-Filter

Häufig werden die IQ-Signale nicht durch Eingriffe in den Oszillator erzeugt, sondern durch Filter [119, 120, 121, 114, 118, 122]. Aufgrund des geringen Flächenbedarfs sind dies zumeist RC-Filter, nur selten werden RL- oder RLC-Filter benutzt [123, 124]. Diese RC-Filter können viele Ausführungsformen haben, das in der Literatur am häufigsten anzutreffende Konzept wird in Abb. 5.41 gezeigt. Bei differentiellen Signalen wird diese Struktur zweimal benötigt.

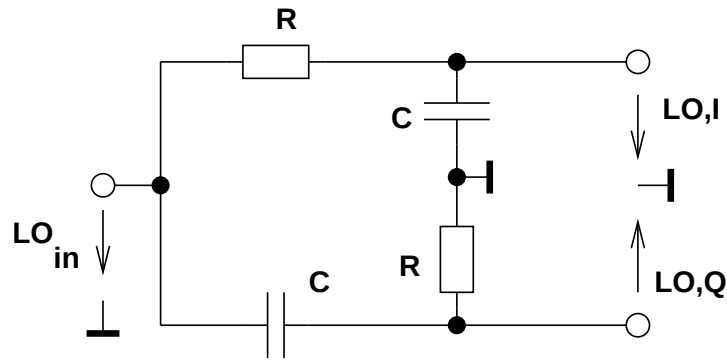


Abb. 5.41: Einfaches RC-CR-Filter

Fast allen Filtern dieser Art ist gemein, daß sie zur Phasenverschiebung die Gesetzmäßigkeiten des einfachen Hoch- bzw. Tiefpasses ausnutzen. Dies wird in Abb. 5.42 deutlich, wo Hoch- und Tiefpaßfunktion bei gleicher Grenzfrequenz $\omega_0 = 2\pi f_0 = 1/(RC)$ überlagert dargestellt sind. Der Betrags- und Phasengang des Hochpasses beträgt

$$|H_{HP}(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}$$

$$\phi_{HP}(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right), \quad (5.49)$$

während sich beim Tiefpaß

$$|H_{TP}(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}$$

$$\phi_{TP}(\omega) = -\arctan\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) \quad (5.50)$$

ergibt.

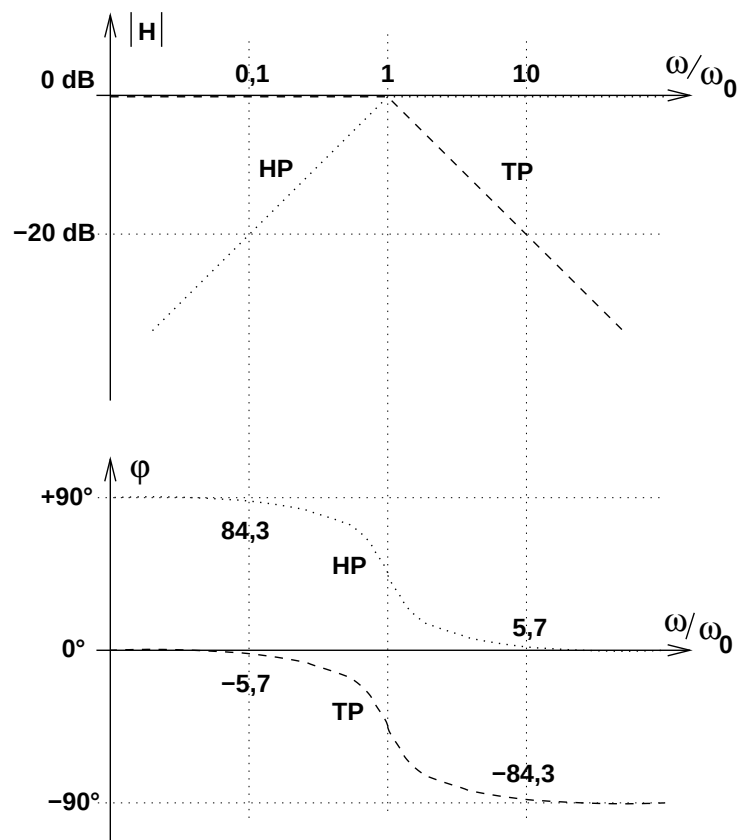


Abb. 5.42: Frequenzgang des einfachen RC-CR-Filters

Anhand der Darstellung erkennt man, daß eine Amplitudengleichheit zwischen dem Hoch- und dem Tiefpaßausgang nur an einer einzigen Frequenz gewährleistet ist, nämlich bei $\omega = \omega_0$. Die Forderung nach einer Amplitudendifferenz von unter einem Prozent erfordert daher eine Anpassung der Grenzfrequenz an den jeweiligen Übertragungskanal oder aber die Verwendung eines nachgeschalteten Begrenzers. Diese Justage ist insbesondere auch dazu nötig, um die Produktionstoleranzen der integrierten Widerstände und Kapazitäten auszugleichen [125]. Diese Toleranzen betragen typisch $\pm 20\%$. Da Widerstände und Kapazitäten in unterschiedlichen Prozeßschritten entstehen, sind die Toleranzen beider Bauelemente unkorreliert, d. h., man muß mit einem Fehler der Grenzfrequenz von $\pm 44\%$ oder einer geringen Ausbeute rechnen. Ein Begrenzer kann aufgrund der AM-PM-Konversion⁵² derartig große Schwankungen nicht mehr auffangen [118]. Eine Verstimmung der Grenzfrequenz kann durch die Verwendung von Sperr-

⁵²Umwandlung eines Amplitudenfehlers in einen Phasenfehler

schichtkapazitäten realisiert werden. Die Asymmetrie der Topologie bereitet hierbei jedoch Probleme, da kein gemeinsamer Bezugspunkt für die Kapazitäten existiert. Dies wird z. T. durch Verwendung von Spulen umgangen, die einen DC-Kurzschluß darstellen.

Die Phasendifferenz zwischen I- und Q-Signal ist bei dieser Schaltung über den vollen Frequenzgang gewährleistet, sofern die beteiligten Bauelementpaare exakt die gleichen Werte aufweisen und die Belastung des Ausgangs niedrig ist. Im Falle der Streuung von Bauelementparametern ergeben sich für den Hoch- und Tiefpaß unterschiedliche Grenzfrequenzen, was sich insbesondere in einer Abweichung von der idealen Phase von 90° auswirkt. Der Phasenfehler aufgrund von Parameterstreuungen kann anhand

$$\Delta\phi = \arctan\left(\frac{1 + \alpha - \frac{1}{1+\alpha}}{2}\right) \quad (5.51)$$

ermittelt werden [68], wobei $\omega_{0,HP} = (1 + \alpha)\omega_0$ und $\omega_{0,TP} = \frac{1}{1+\alpha}\omega_0$ gilt. Ein Wert von $\alpha = 1\%$ verursacht bereits einen Phasenfehler von $0,57^\circ$; mit typischen Werten für die Parameterstreuung von $\pm 3\%$ entsprechend $\alpha = 6\%$ ist ein Phasenfehler von bis zu $3,3^\circ$ zu erwarten. Durch separate Abstimmspannungen an Hoch- und Tiefpaß-Sperrschichtkapazitäten ließen sich prinzipiell beide Effekte kompensieren. Es stellt sich allerdings die Frage, wie eine derartige Kompensation mit vertretbarem Aufwand geschehen soll. [126] hat eine Schaltung vorgestellt, wo auf die Hilfe von Sperrschichtkapazitäten verzichtet wird und die Korrektur auf $\Delta\phi < 0,5^\circ$ mit Hilfe von Multiplizierern durchgeführt wird. Auch hier werden zwei Korrekturspannungen benötigt, deren Bereitstellung vermutlich nur unter Laborbedingungen gelingt.

5.8.2.5 Polyphasen-Filter

Ein anderer Filtertyp, das Polyphasenfilter (PPF) [127, 128, 129, 52, 130], besteht zwar ebenfalls nur aus RC-Elementen, verhält sich jedoch gänzlich anders. Die Grundstruktur eines einstufigen vierpoligen Polyphasenfilters zeigt Abb. 5.43. Diese Ringstruktur hat die besondere Eigenschaft, sich für links- und rechtsdrehende mehrphasige Signale unterschiedlich zu verhalten, wie in [118] anschaulich erklärt wird. Diese Abhängigkeit von der Drehrichtung⁵³ ermöglicht es, aus einem differentiellen Signal ein Quadratursignal zu erzeugen. Dieser Vorgang wird in Abb. 5.44 illustriert. Dort wird das differentielle Signal an E_0 und E_{180} aus der Überlagerung zweier fiktiver vierphasiger Signale mit unterschiedlicher Drehrichtung konstruiert, die hier positive und negative Sequenz genannt werden.

⁵³Man kann alternativ auch von einer Vorzeichenabhängigkeit hinsichtlich der Frequenz sprechen

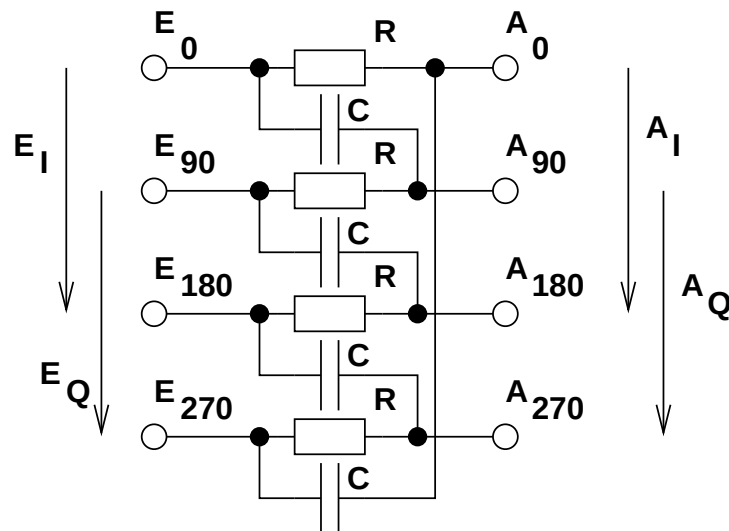


Abb. 5.43: Einstufiges Polyphasenfilter (PPF)

Die Übertragungsfunktion H ist in Abb. 5.45 dargestellt. Man erkennt, daß die positive Sequenz über einen breiten Frequenzbereich gut passieren kann, während sich für die negative Sequenz das Verhalten einer Bandsperre ergibt. Bei Anregung mit einem differentiellen Signal ergibt sich ein abweichender Frequenzgang für das I- und das Q-Signal, da ein Paar bei Gleichspannung über Widerstände und das andere bei $\omega \rightarrow \infty$ über Kapazitäten verkoppelt ist. Dieses Verhalten geht aus Abb. 5.46 hervor.

Im Falle von Parameterstreuungen ist das einstufige Polyphasenfilter nicht wesentlich besser als ein einfaches RC-CR-Netzwerk. In Abb. 5.45 ist zudem zu sehen, daß eine gute Unterdrückung der negativen Sequenz nur in einem schmalen Frequenzband erzielt wird. Diese Unterdrückung ist jedoch Voraussetzung für die Quadratursignalerzeugung. Die Sperrfrequenz unterliegt zudem ebenso wie ein einfaches RC-Filter den Prozeßschwankungen.

Durch Kaskadierung mehrerer gegeneinander verstimmter PPF-Stufen (Abb. 5.47) werden beide Probleme deutlich entschärft, allerdings auf Kosten einer relativ hohen Signaldämpfung. Die Simulationen zeigen dabei, daß die Reihenfolge der Stufen nicht beliebig vertauscht werden darf, da sich z. B. für die Welligkeit im Übertragungsband unterschiedlich gute Werte ergeben [118]. Leider ist es nicht möglich, die Signaldämpfung hinter jeder Stufe zu kompensieren, da die durch Verstärker entstehende Entkopplung der Stufen die Korrekturfähigkeit der Schaltung gegenüber Parameterstreuung zerstört. Prinzipiell wird das Filter immer robuster, je mehr Stufen es enthält. Im Fall des dreistufigen Filters ergibt sich ein Kompromiß aus Robustheit und tolerierbarer Dämpfung. Die besten Resultate, d. h. die beste Amplitudenbalance, wurden erzielt,

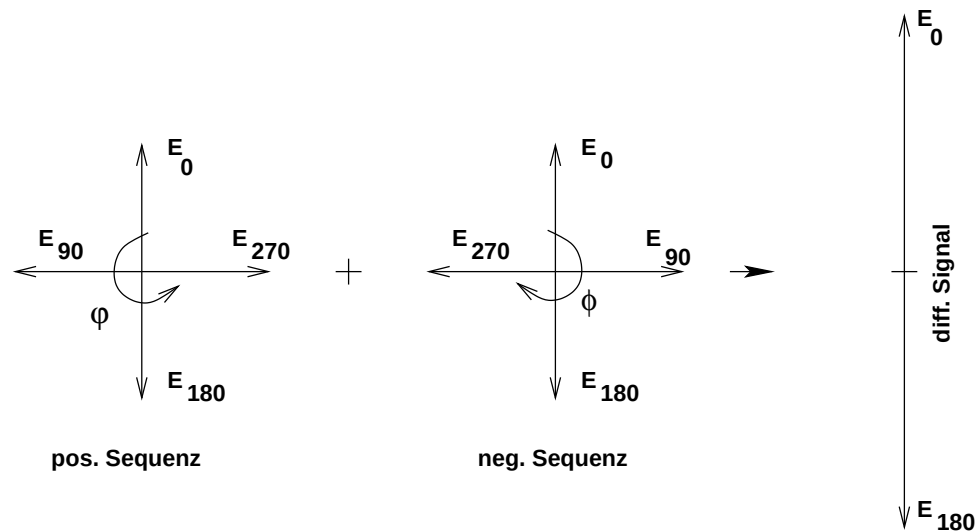


Abb. 5.44: Zeigerdiagramme für verschiedene Eingangssignale

wenn die erste Stufe die niedrigste Grenzfrequenz erhält und die letzte die höchste. Gleichzeitig reduziert sich so die Dämpfung der Gesamtschaltung im Vergleich zu anderen Anordnungen. Die Dämpfung pro Stufe liegt dabei in der Größenordnung von 2,4 dB. Ein guter Kompromiß zwischen Breitbandigkeit und Amplitudenbalance liegt bei einer Konfiguration $1/1,5 \cdot \omega_0$, ω_0 und $1,5 \cdot \omega_0$. Die Übertragungsfunktion dieser Anordnung ist in Abb. 5.48 gezeigt. Der Amplitudenfehler zwischen 3,6 GHz und 9,2 GHz beträgt nur etwa 0,63%, die Schaltung umfaßt also etwas mehr als eine Oktave im Frequenzband. Das erste realisierte PPF (Abb. 5.47) wurde für die Erzeugung des 5,8 GHz-LO-Signals entworfen. Bei der Optimierung wurde der Widerstandswert konstant gelassen und die Grenzfrequenz nur über die Kapazitäten eingestellt.

Das Polyphasenfilter benötigt ein möglichst ideales, sinusförmiges und differentielles Eingangssignal. Im Falle eines Amplitudenfehlers funktioniert die Auslöschung der negativen Sequenz nicht mehr. Ein Differenzsignal mit Phasenfehler führt zu einem Ausgangssignal, in dem der Fehler kompensiert ist, sowie einem, wo er sich verdoppelt. Daher ist es angebracht, die Ausgangssignale in begrenzenden Differenzverstärkern aufzubereiten, um den Phasenfehler auszulöschen. Problematisch ist die Forderung nach einem sinusförmigen Eingangssignal. Da der Amplituden- und Phasengang von einem Eingang zu einem I- bzw. Q-Ausgang unterschiedlich ist, ergibt sich bei oberwellenhaltigen Signalen eine unterschiedliche Phasenlage der Fourierkomponenten zueinander, d. h., die Signalform ändert sich. Dadurch verschieben sich u. a. die Zeitpunkte der Nulldurchgänge des I- und des Q-Signals gegeneinander, was sich wie ein Phasenfehler auswirkt. Üblicherweise liefert der Lokaloszillator ein oberwellenarmes Si-

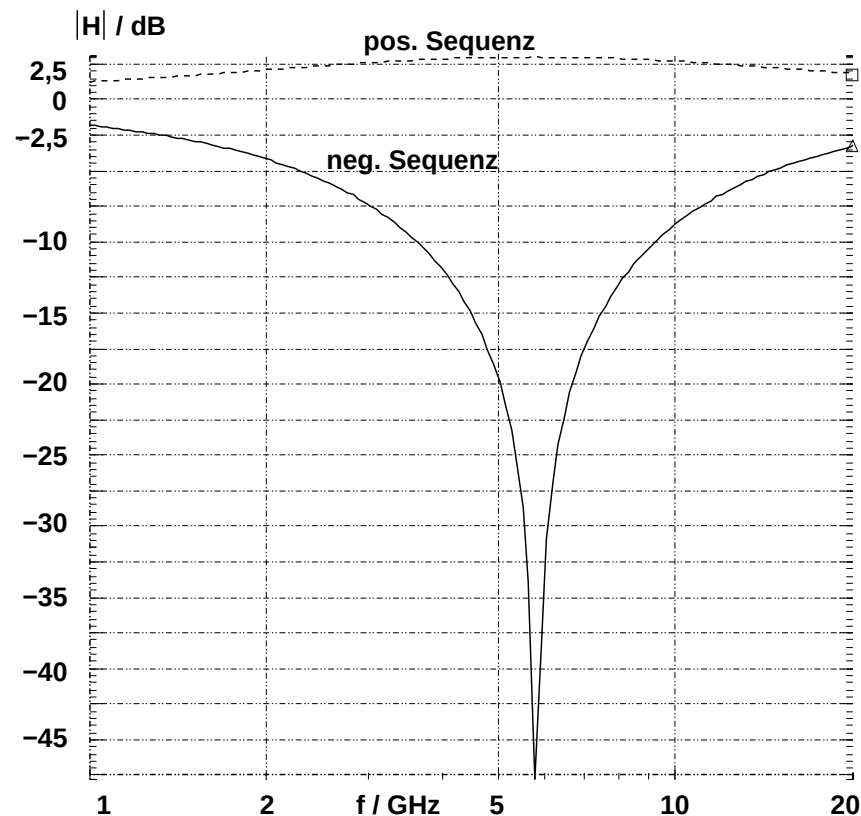


Abb. 5.45: Übertragungsfunktion des einstufigen PPF bei positiver und negativer Sequenz (4-Phasen-Signale)

gnal. Die Struktur des Polyphasenfilters erzeugt jedoch eine starke kapazitive Belastung der treibenden Emitterfolger, so daß bei ungeeigneter Dimensionierung eine slew-rate-Begrenzung eintritt. Dies ist gleichbedeutend mit der Erzeugung von Oberwellen.

Der Schaltplan offenbart bereits ein Layoutproblem, da die Struktur sich leicht in zylindrischer Form symmetrieren läßt, nicht jedoch in einer Ebene. Das Layout muß daher mit Ausgleichsstücken auf geeignete Weise symmetriert werden. Zum Ausgleich der Signaldämpfung sind Buffer nachgeschaltet. Da die Buffer jeweils die I- und Q-Differenzsignale verstärken, wird damit der u. U. am Ausgang entstehende Phasenfehler (durch nichtideale Eingangssignale) ausgelöscht. Abb. 5.49 zeigt das realisierte Layout bei dreilagiger Metallisierung⁵⁴.

Beim Aufwärtsmischer sind IQ-Signale nicht nur für den Lokaloszillator erforderlich, sondern auch für das Basisbandsignal. Letzteres wird normalerweise durch die digitale Signalverarbeitung erzeugt, muß aber für die Meßaufbauten analog bereitgestellt werden. Die zur Verfügung stehenden Signalgeneratoren liefern nur ein einphasiges Sinussignal. Um einen Zweiton-Test durchführen zu können, wird daher die in Abb. 5.50 gezeigte Methode angewandt. Mit

⁵⁴Die Kondensatoren sind zwischen der zweiten und dritten Lage realisiert

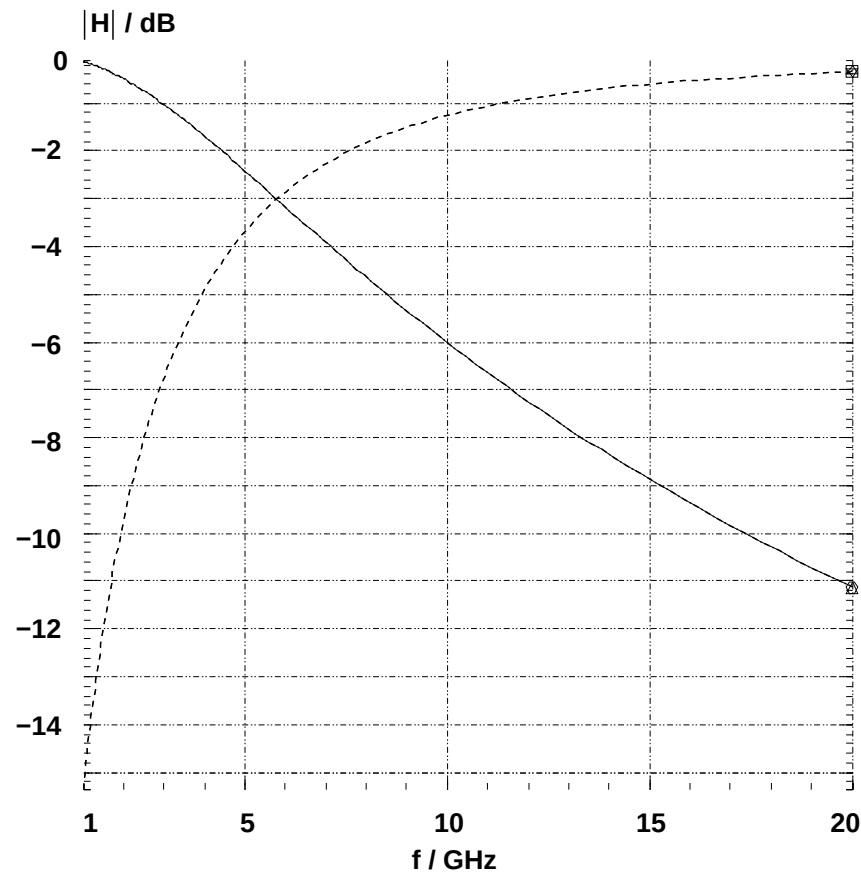


Abb. 5.46: Übertragungsfunktion des einstufigen PPF zum I- und Q-Signal bei differentieller Ansteuerung

Hilfe des ersten 180° -Hybrids können zwei Generatorsignale überlagert werden, ohne daß nennenswerte Signalpegel an den jeweils anderen Generatorausgang gelangen. Aufgrund des Übertragungsverhaltens der Hybride kann das Ausgangssignal nicht direkt zur Speisung des Mischers benutzt werden, da nur einer der Testtöne als Gegentaktsignal zur Verfügung steht. Dieses Problem löst das zweite 180° -Hybrid. An dessen Ausgang ist ein Gegentaktsignal mit zwei Frequenzkomponenten zu finden.

Dieses Signal kann mit Hilfe eines (diskret aufgebauten) Polyphasenfilters in ein Quadratursignal mit zwei Tönen umgewandelt werden. Von der Struktur her ist dieses Filter weitgehend identisch mit dem integrierten. Die Ausgänge sind jedoch mit Koppelkondensatoren entkoppelt und werden von hochohmigen Widerständen gegen Masse terminiert. Die Grenzfrequenz, die durch diese beiden Bauelemente gebildet wird, muß dabei deutlich unter der Mittenfrequenz des Filters liegen, um den Frequenzgang nicht zu beeinflussen. Diese Auskopplung ermöglicht es, die Ausgänge direkt an die Basisband-Eingänge des IQ-Mischers zu schalten, die ein massebezogenes Signal erwarten, welches den Basisstrom bereitstellen kann.

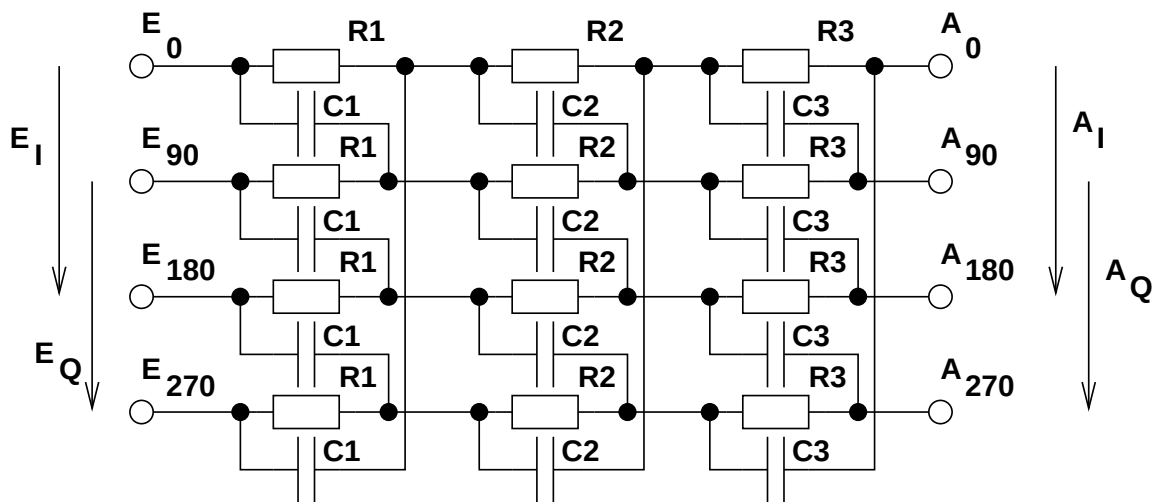


Abb. 5.47: Dreistufiges Polyphasenfilter für robuste LO-IQ-Signalerzeugung

Die Signaldämpfung des Polyphasenfilters bewirkt, daß die Signalpegel der Signalgeneratoren um ca. 9 dB angehoben werden müssen. Dies ist jedoch problematisch, weil dadurch die Oberwellen und nichtlinearen Verzerrungen im Ausgangssignal der Signalgeneratoren verstärkt werden. Abgesehen davon, daß diese Oberwellen die Funktion des Polyphasenfilters stören, sind diese Komponenten nach der Mischung nicht von Verzerrungsprodukten des Mixers zu unterscheiden. Ein dem PPF nachgeschalteter Verstärker benötigt dagegen einerseits eine eigene Stromversorgung, andererseits ist auch er eine mögliche Quelle von Verzerrungen und Offsetspannungen. Es wurde daher nach einem Weg gesucht, die Dämpfung auf anderem Wege zu reduzieren.

Die Verwendung von Peaking-Induktivitäten (Abb. 5.51) bietet eine Lösung für dieses Problem. Nachteilig ist allein die durch die Induktivitäten verursachte Schmalbandigkeit des Amplitudengangs. Da jedoch jeder Ton für sich genommen symmetrisch übertragen wird, ist ein Amplitudenfehler zwischen den beiden Testtönen leicht an den Generatoren zu korrigieren. Die Dimensionierung der übrigen Bauelemente wird durch die Induktivitäten nicht beeinflusst, so daß je nach Bestückung auch eine breitbandige Version des Filters hergestellt werden kann. Die Größe der Induktivitäten L_1 und L_2 wird separat auf eine maximale Ausgangsamplitude bei der Mittenfrequenz optimiert.

Abb. 5.52 und 5.53 zeigen die SMD-bestückte Platine des für 40 MHz optimierten Filters. Durch die Robustheit der Struktur können handelsübliche Komponenten mit 5% Toleranz verwendet werden. Die aufwendige Masseführung gewährleistet, daß die gleich langen Leitungen trotz unterschiedlicher Form ein weitgehend identisches Verhalten aufweisen und gegen-

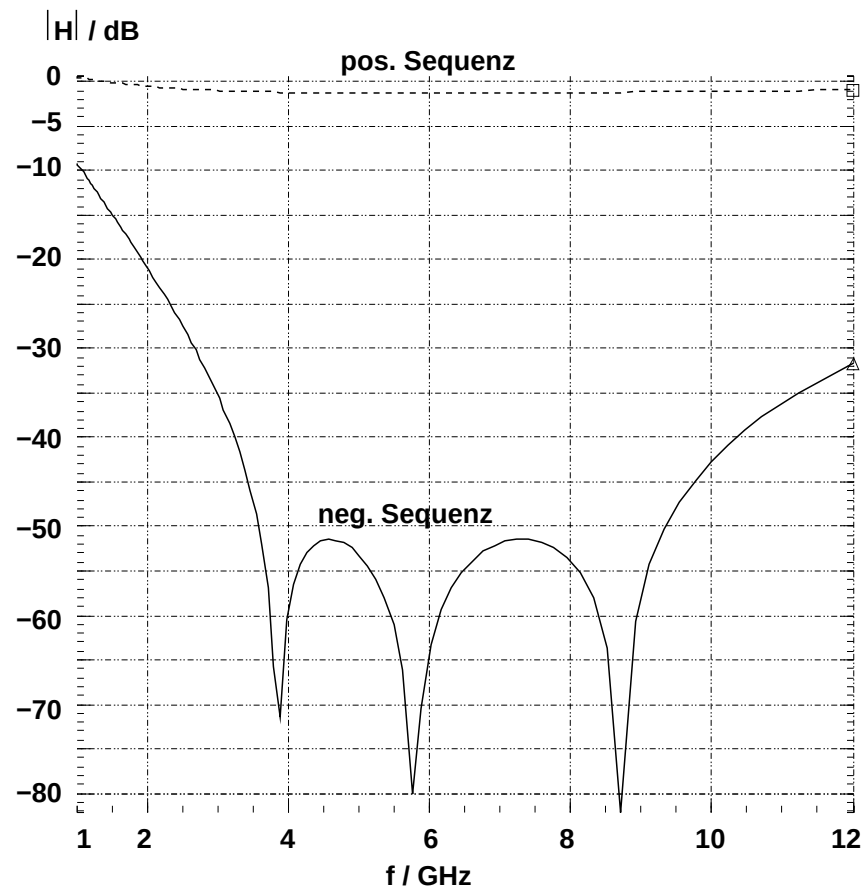


Abb. 5.48: Übertragungsfunktion des dreistufigen PPF

einander abgeschirmt sind. Das Layout sollte daher unverändert auch für höhere Frequenzen verwendbar sein. Nach Einbau in ein Blechgehäuse steht eine passive Komponente zur IQ-Signalerzeugung zur Verfügung, die mit Peaking etwa eine Oktave mit weniger als 3 dB Amplitudenfehler überstreicht.

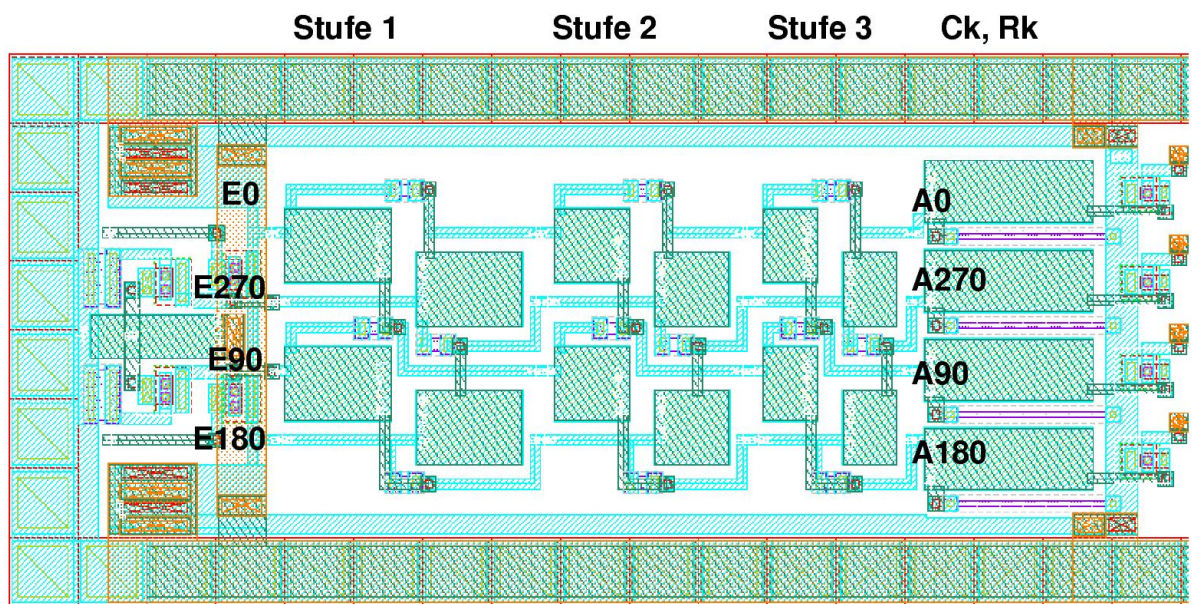


Abb. 5.49: Layout des dreistufigen Polyphasenfilters

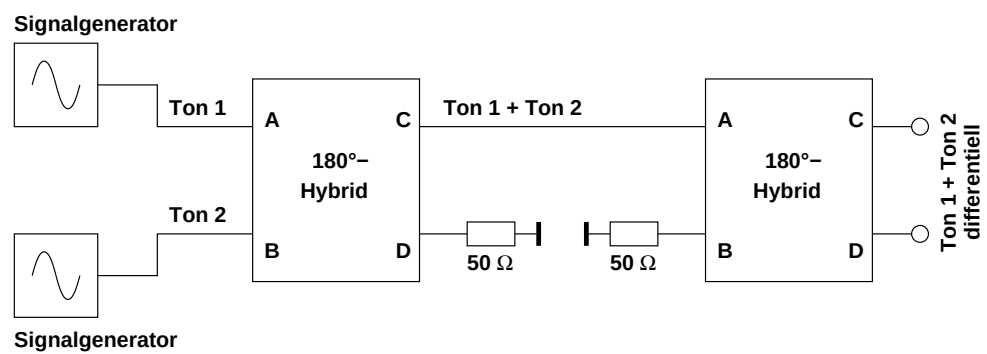


Abb. 5.50: Anordnung zur Erzeugung eines 2-Ton-IQ-Signals

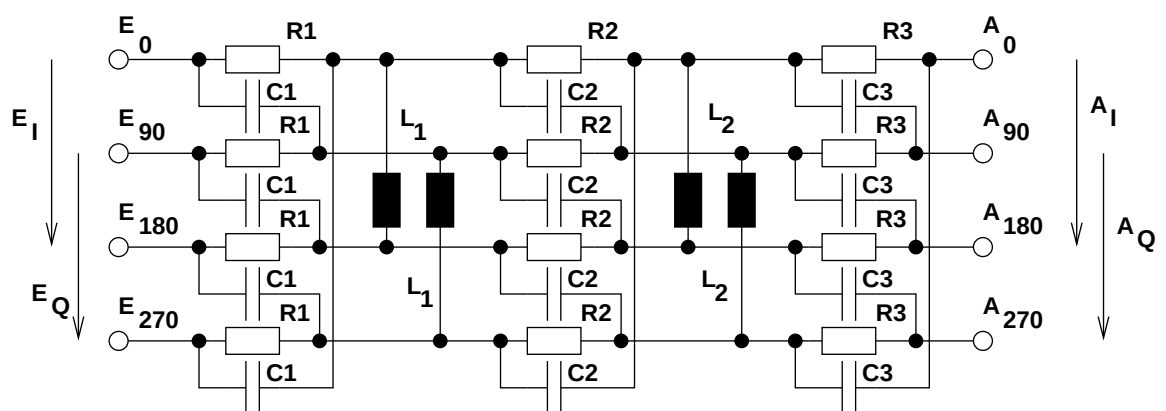


Abb. 5.51: Diskretes 40 MHz-PPF mit Peaking-Induktivitäten

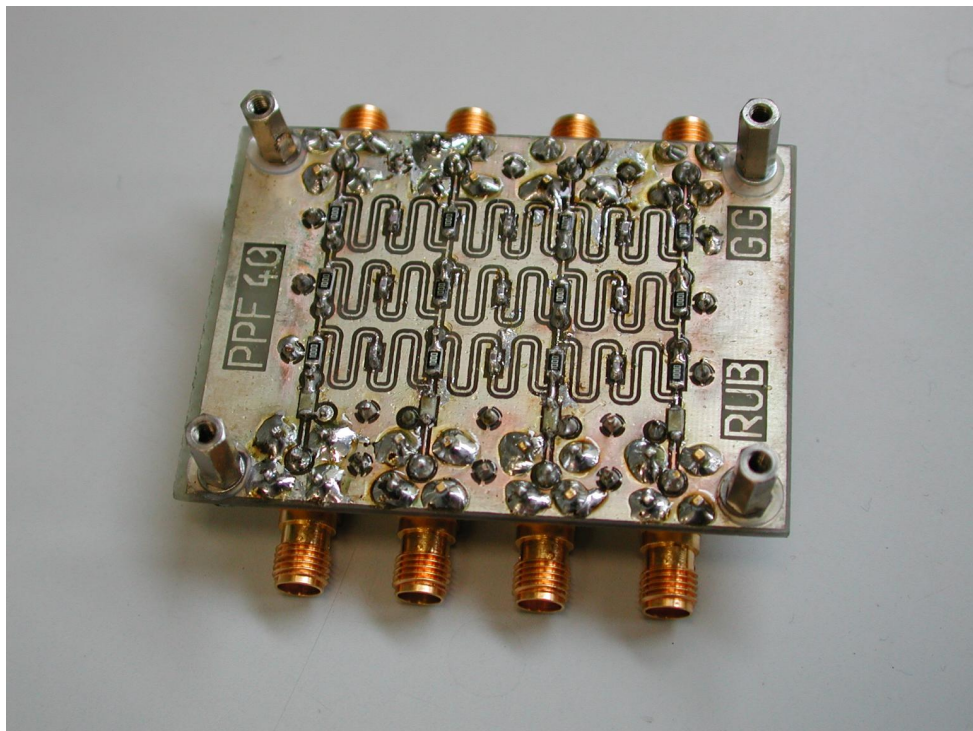


Abb. 5.52: Photo des diskreten 40 MHz-Polyphasenfilters, Unterseite

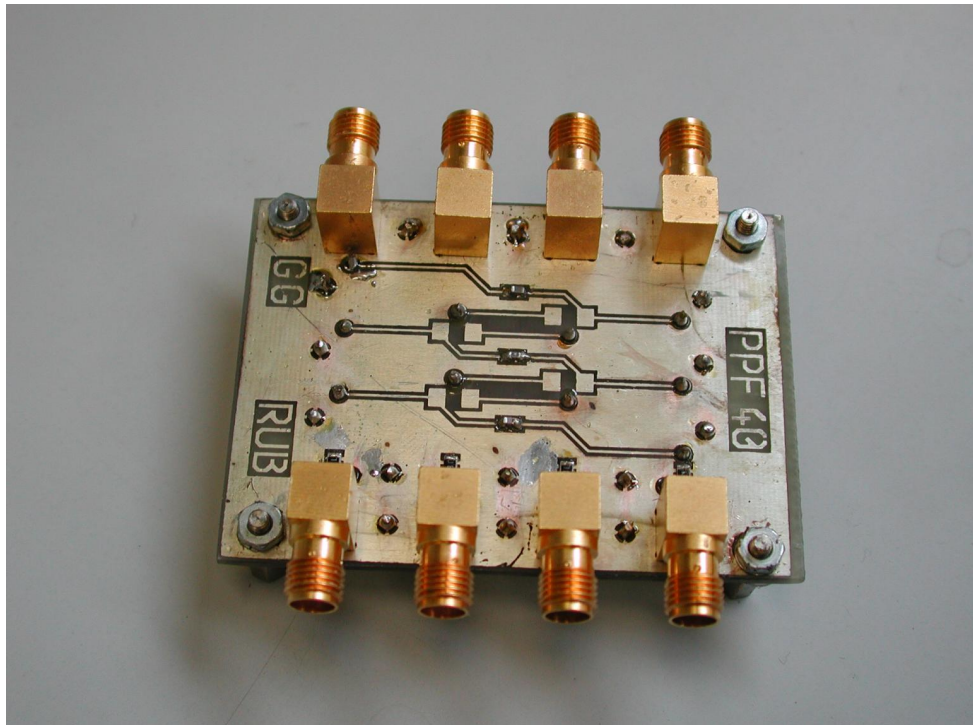


Abb. 5.53: Photo des diskreten 40 MHz-Polyphasenfilters, Oberseite, Spulen nicht bestückt

5.8.3 Referenzspannungsquellen

Aufgrund der hohen Anforderungen an das Rauschen und die Stabilität der Spannung kommt auch den Referenzspannungsquellen eine besondere Bedeutung zu. Je nach Technologie und Anwendungsgebiet ergeben sich dabei verschiedene Lösungsansätze [131, 132, 133, 134]. Dies betrifft nicht nur Mischer, sondern auch Oszillatoren [135, 136].

Aufgrund der hohen Anforderung an die Symmetrie der beiden Mischer ist es sinnvoll, beide mit gemeinsamen Referenzspannungsquellen zu versorgen. Weiterhin dürfen dabei keine Stromquellen für Signale mit stark unterschiedlichen Pegeln gemeinsam gespeist werden, die beiden Basisbandverstärker und die beiden LO-Buffer für den I- und Q-Pfad können jedoch ohne große Gefahr kombiniert werden. Dennoch ist eine simple Spannungsquelle, wie sie im ersten stromgefalteten Mischer verwendet wurde (Kapitel 5.6.1), ungeeignet. Der Grund hierfür liegt darin, daß das Kleinsignalverhalten über den gesamten interessierenden Frequenzbereich zu wünschen übrig läßt. Insbesondere der Ausgangswiderstand steigt zu hohen Frequenzen hin schnell an und zeigt i. d. R. sogar eine Resonanzüberhöhung, die nicht weit von 5 GHz entfernt liegt. Daneben ist die Betriebsspannungsunterdrückung dieser Quelle bei höheren Frequenzen nicht ausreichend. Hier muß mit zusätzlichen Maßnahmen geblockt werden. Schließlich kann die einfache Referenzquelle zwar große positive Ströme liefern, jedoch kaum negative aufnehmen. Bei starker kapazitiver Wechselfspannungsbelastung durch die Basis-Kollektor-Kapazitäten der angeschlossenen Stromquellen kann es so zu einer pegelabhängigen Verschiebung der Referenzspannung kommen.

Die beschriebenen Probleme können durch geringfügige Modifikationen behoben werden. Abb. 5.54 zeigt den Schaltplan der 1,0 V-Quelle, die für Emitterfolgerstromquellen und Differenzverstärker benutzt wird. R_2 stellt im wesentlichen den Ruhestrom durch T_0 ein. T_1 ermöglicht durch seine Stromverstärkung eine niedrigere Ausgangsimpedanz der Quelle. Üblicherweise wird sein Emitter auf die Basis von T_0 geschaltet. In diesem Fall wird die Basis zunächst durch R_0 belastet. Da an R_0 die BE-Spannung von T_0 abfällt, kann mit seiner Hilfe relativ einfach ein bestimmter Strom durch T_1 eingestellt werden. Dadurch sinkt einerseits die Ausgangsimpedanz der Quelle (die Steilheit von T_1 wird vergrößert), andererseits bietet R_0 einen Pfad für kapazitive Ströme, die in die Quelle hineinfließen. Um die Empfindlichkeit gegenüber Spannungsabfällen auf der VEE-Leitung und Bauelement-Toleranzen zu reduzieren, wird in der Regel mit Emitterdegeneration gearbeitet, d. h., es würde ein zusätzlicher Spannungsabfall mit einem Widerstand am Emitter von T_0 gearbeitet. In der Kleinsignalanalyse zeigt sich, daß dies

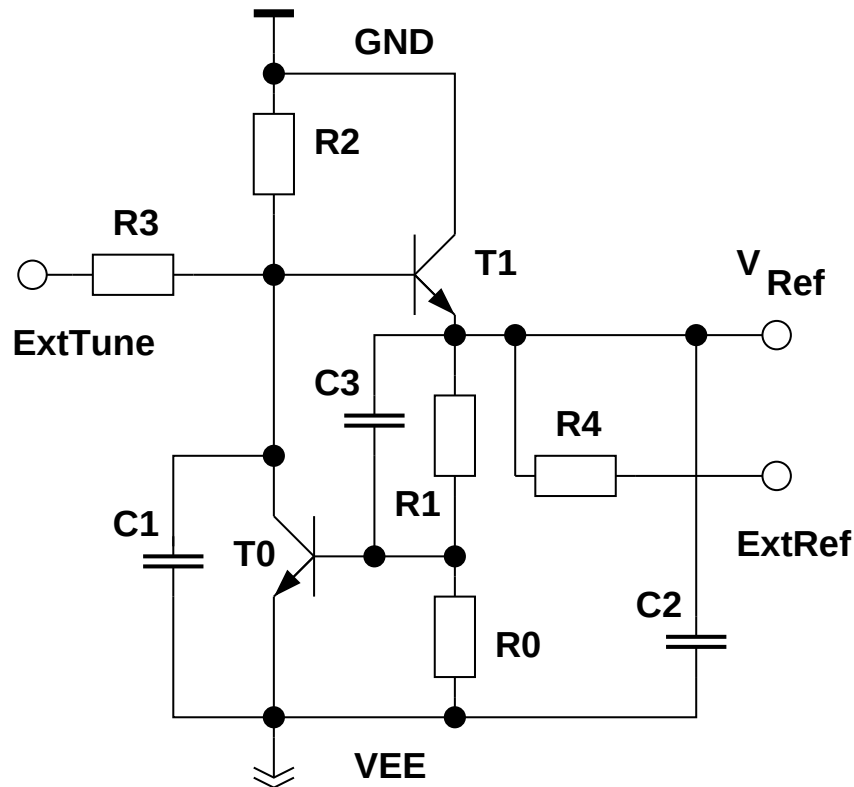


Abb. 5.54: Schaltplan der 1,0 V-Referenzspannungsquelle

den Frequenzgang des Ausgangswiderstandes negativ beeinflusst. Stattdessen wird hier ein zusätzlicher Spannungsabfall durch R_1 hervorgerufen, der von dem von R_0 vorgegebenen Strom durchflossen wird. Zu hohen Frequenzen hin wird er durch die Kapazität C_3 überbrückt, die der Feineinstellung des Frequenzgangs dient. C_2 schließlich blockt das Ausgangssignal gegen VEE ab, so daß hochfrequente Störungen kurzgeschlossen werden. Die Simulationen zeigen, daß die Quelle auch bei sehr großen kapazitiven Belastungen stabil bleibt. Dies ist ein großer Unterschied zu rückgekoppelten Strukturen, etwa Bandgap-Schaltungen, die z. T. deutliche lastabhängige Schwingneigungen aufweisen können. Die Widerstände R_3 und R_4 werden ggf. an Bondpads angeschlossen, um die Referenzspannung messen bzw. beeinflussen zu können. Sie dienen einerseits dem Schutz der Schaltung, verhindern andererseits jedoch auch parasitäre Resonanzen, die im Zusammenhang mit Bonddrähten und externen Kapazitäten auftreten können.

Die Simulation des Kleinsignalverhaltens wird zweigeteilt durchgeführt. Zur Bestimmung des Ausgangswiderstandes wird eine AC-Stromquelle an den Ausgang angeschlossen. Die entstehende Wechselspannung zeigt gemäß $R_{out} = U_{out}/I_{in}$ direkt den Widerstandswert. Zur Ermittlung der Betriebsspannungssensitivität wird der Versorgungsspannung eine Wechselspan-

Tab. 5.5: Daten der 1,0 V-Referenz

Versorgung	-2,7 V, 1,15 mA
Ausgangsspannung gegen VEE	1,0 V bei 300 K
Temperaturgang dU_{Ref}/dT	-1,45 mV/K
DC-Betriebsspannungsabhängigkeit dU_{Ref}/dV_{EE}	45mV/V
AC-Betriebsspannungsabhängigkeit dU_{Ref}/dV_{EE}	<1/20 (<1/33 bei ext. 10-nF-Blocker)
DC-Ausgangswiderstand R_{out}	3,3 Ω
AC-Ausgangswiderstand (>100 MHz) R_{out}	< 48 Ω (< 21 Ω bei ext. 10 nF-Blocker)
ausgangsseitige Rauschspannungsdichte $e/nV/\sqrt{Hz}$	2,7 für $f < 100$ MHz, 0,3 bei 5,8 GHz

Tab. 5.6: Daten der 1,7 V-Referenz

Versorgung	-2,7 V, 0,86 mA
Ausgangsspannung gegen VEE	1,755 V bei 300 K
Temperaturgang dU_{Ref}/dT	-2,4 mV/K
DC-Betriebsspannungsabhängigkeit dU_{Ref}/dV_{EE}	183mV/V
AC-Betriebsspannungsabhängigkeit dU_{Ref}/dV_{EE}	<1/25 (<1/23 bei ext. 10-nF-Blocker)
DC-Ausgangswiderstand R_{out}	36 Ω
AC-Ausgangswiderstand (>100 MHz) R_{out}	< 125 Ω (< 13 Ω bei ext. 10 nF-Blocker)

nung überlagert und die Referenzspannung gemessen. Das Verhältnis gibt den Unterdrückungskoeffizienten an. Hierbei ist natürlich darauf zu achten, daß die Referenzspannung gegen die On-Chip-VEE-Leitung gemessen wird. Die erzielten Werte sind in Tabelle 5.5 zusammengefaßt.

Vom Konzept her ähnlich ist die 1,7 V-Referenzspannungsquelle in Abb. 5.55. Bei dieser ist jedoch ein größerer Temperaturgang erforderlich, der durch eine zweite BE-Strecke zwischen Ausgang und VEE realisiert wird. Da diese Referenz schwächer belastet wird, kann ein höherer Ausgangswiderstand toleriert werden, wodurch sich die Stromaufnahme reduziert. Tabelle 5.6 faßt die Daten zusammen.

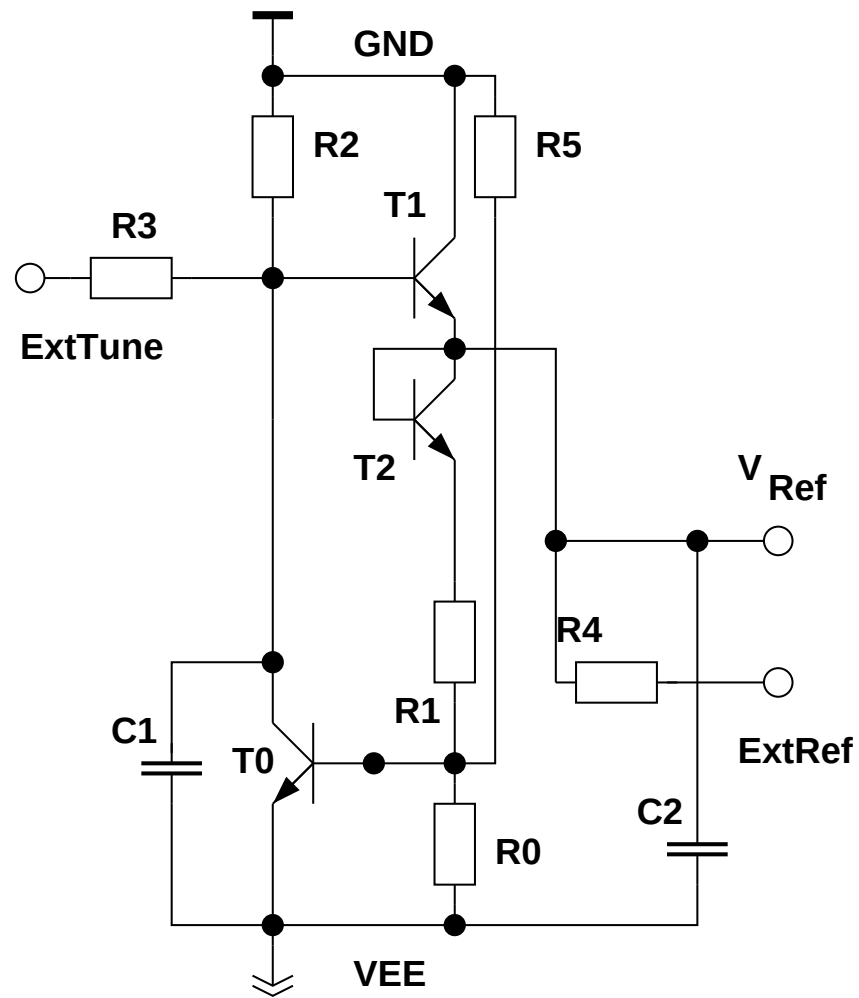


Abb. 5.55: Schaltplan der 1,7 V-Referenzspannungsquelle

5.8.4 IQ-Aufwärtsmischer mit Polyphasenfilter

Der hier realisierte IQ-Aufwärtsmischer verbindet zwei stromgefaltete Mischer nach Kapitel 5.6.1 auf Seite 128 mit einem dreistufigen Polyphasenfilter nach Kapitel 5.8.2.5 zur Erzeugung der Quadratur-LO-Signale. Um die Funktion des Polyphasenfilters testen zu können, wurde keine weitergehende Korrektur der IQ-Signale vorgenommen, wie sie im nächsten Abschnitt vorgestellt wird. Da das externe Lokalszillatorsignal dem Chip kaum amplituden- und phasenfehlerfrei zugeführt werden kann, ist allerdings ein begrenzender Verstärker am Ausgang des On-Chip-Polyphasenfilters vorgesehen. Zu Testzwecken ist zudem ein Abgleich der Ausgangsamplituden von I- und Q-LO-Signal durch ein optionales externes Potentiometer möglich. Die Schaltung des „UpMixIQ“ ist in Abb. 5.56 gezeigt.

Aus Platzgründen wurden keine separaten Referenzspannungsquellen für den Basisband- und LO-Teil der Mischer vorgesehen. Um dennoch eine Selbstmischung über die Referenzleitung zu verhindern, sind jeweils differentielle Stromquellenpaare lokal mit einem Kondensator gegen VEE geblockt und nur über einen Serienwiderstand mit der Referenzquelle verbunden. Dies verschlechtert die Rauschzahl des Mixers um einige dB, was jedoch aufgrund der Schwerpunktlegung auf die Quadraturmischung im Hintergrund stand. Prinzipiell ist die erzielbare Rauschzahl mit der des einzelnen Mixers identisch. Die gemeinsame Nutzung der Referenzquelle zwischen I- und Q-Pfad ist dabei dennoch sinnvoll, weil sie Asymmetrien zwischen beiden Mixern vermeidet, die zu Einbußen in der Seitenband- und Lokalszillatorunterdrückung führen würden.

Das Layout der Schaltung zeigt Abb. 5.57. Mit Bondpads mißt die sehr symmetrische Schaltung $800 \cdot 800 \mu\text{m}^2$. In der unteren Hälfte des Chips befindet sich mittig das langgezogene Polyphasenfilter für das Lokalszillatorsignal. Links und rechts davon liegen die beiden Referenzspannungsquellen, eine für die Bereitstellung der LO-Signale und eine für die Mischer. In der oberen Hälfte erkennt man mittig die beiden LO-Buffer für I- und Q-Signal. Je am linken und rechten Rand ist die ebenfalls langgestreckte Struktur der stromgefalteten Aufwärtsmischer zu sehen, wobei am unteren Ende der Basisbandverstärker liegt, am oberen die Umtaster. Unmittelbar an den Ausgangspads werden die Ausgangsströme der Mischer zusammengeführt. Der IQ-Mischer arbeitet ebenso wie der Zweiseitenband-Aufwärtsmischer mit Stromausgängen, um eine unmittelbare Messung der Mischereigenschaften zu ermöglichen.

Das Ergebnis einer 2-Ton-Messung zeigt Abb. 5.58. Eingangssignal sind zwei gleich star-

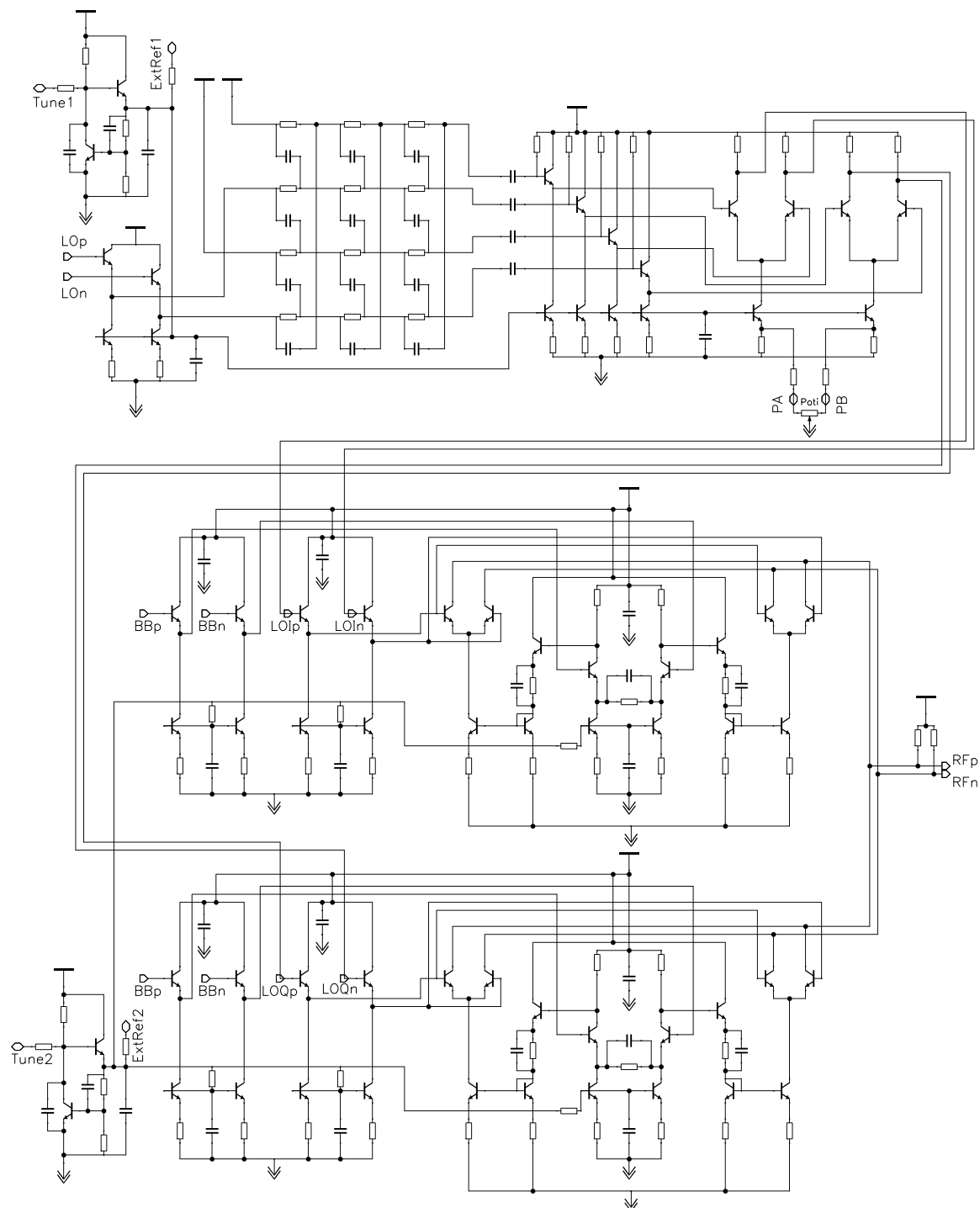


Abb. 5.56: Schaltplan des IQ-Aufwärtsmischers „UpMixIQ“

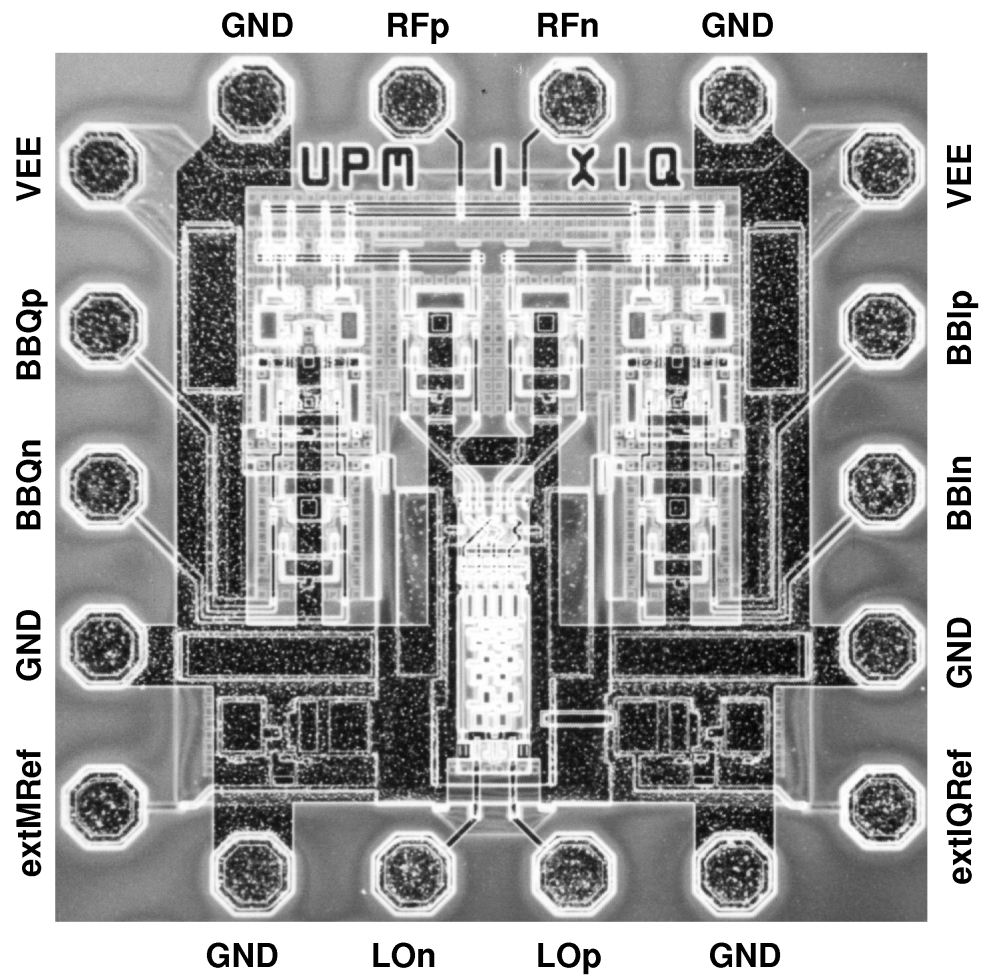


Abb. 5.57: Chippfoto des IQ-Aufwärtsmischers „UpMixIQ“

ke Töne bei 40 MHz und 44 MHz⁵⁵, das Lokalszillatorsignal liegt bei 5,8 GHz. Bei Marker 1 (5,84 GHz und 5,844 GHz) sind die beiden hochgemischten Testtöne zu sehen. Marker 2 zeigt ein Verzerrungsprodukt dritter Ordnung, daneben (nur knapp über dem Rauschpegel) ist noch ein Verzerrungsprodukt fünfter Ordnung zu sehen. Marker 3 zeigt das an den Ausgang durchsprechende Lokalszillatorsignal (single-ended-Messung) sowie daneben einige Verzerrungsprodukte. Marker 4 zeigt das unterdrückte untere Seitenband, die Verzerrungsprodukte gehen dort im Rauschen unter. Ganz rechts im Bild sind Produkte zu sehen, die auf Oberwellen der Eingangssignale zurückzuführen sind⁵⁶. Dem Bild kann man eine LO-Unterdrückung von 32 dB sowie eine Seitenbandunterdrückung von 37 dB entnehmen. Tabelle 5.7 faßt die Daten des IQ-Mischers zusammen.

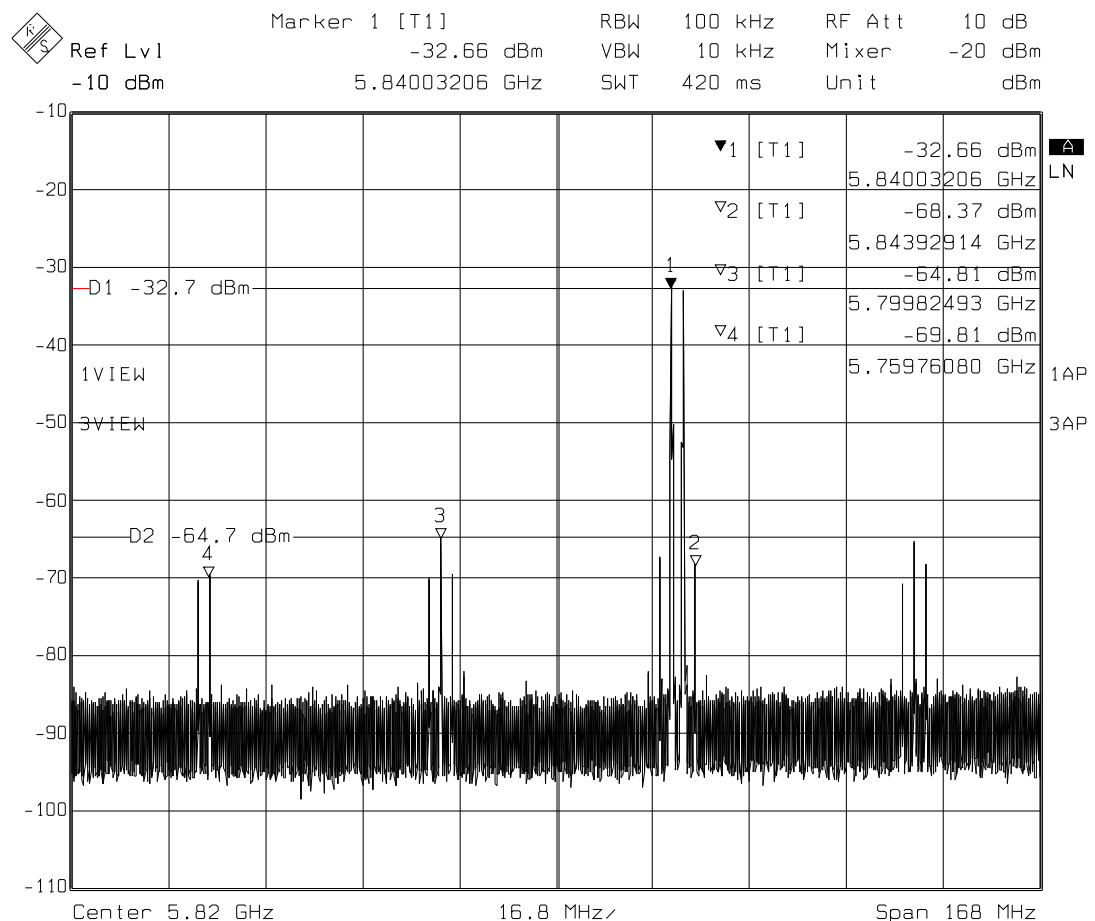


Abb. 5.58: 2-Ton-Messung des Quadraturaufwärtsmischers „UpMixIQ“

In der Literatur ist zuerst ein Chip von IBM hervorgetreten [82], der mit einer SiGe-Bipolartechnologie mit Drifttransistoren arbeitet. Als Mischer wurde dort eine Gilbertzelle

⁵⁵Für die sich die gleiche Ausgangsamplitude am 40-MHz-PPF ergibt

⁵⁶Die verwendeten Synthesegeneratoren liefern kein extrem reines Sinussignal

Tab. 5.7: Ergebnisse des „UpMixIQ“ bei 5,8 GHz an 50 Ω und Extrapolation auf 250 Ω -On-Chip-Betrieb

	50 Ω , Messung	250 Ω , Extrapolation
Versorgung	-2,7 V, 25,9 mA, 70 mW	-2,7 V, 25,9 mA, 70 mW
LO-Eingangsleistung/dBm	-5	-5
LO-Unterdrückung/dB	32	
Seitenband-Unterdrückung/dB	37	
Konversionsverstärkung G/dB	-10,2	+3,8
Kompressionspunkt P_{-1dB} /dBm	-20,7	-6,7
$IP_{3,2-Ton}$ /dBm	-7,5	+4,5 bis +6,5

verwendet, die ab 3,3 V mit 34,5 mA funktioniert. Die Schaltung erreicht zwar eine höhere Konversionsverstärkung von $G = 14,7$ dB, schneidet jedoch bei anderen Parametern schlechter ab. So beträgt der ausgangsseitige Kompressionspunkt nur $IP_3 = -23$ dB. Trotz externem Phasenschieber und On-Wafer-Messung beträgt die erzielte Seitenbandunterdrückung nur $S = 21,3$ dB. Die LO-Isolation zum Ausgang ist vergleichbar, sie beträgt 32 dB.

Eine weitere Veröffentlichung [108, 109] zeigt einen 5 GHz Transceiver in BiCMOS-Technologie, der ebenfalls mit Gilbertzellen arbeitet (ab 2,6 V). Dort wird jedoch nur eine Umsetzung von einer Zwischenfrequenz zur Radiofrequenz vorgenommen, die Seitenbandunterdrückung geschieht in externen Filtern. Einzelne Daten sind nicht zu ermitteln, der Kompressionspunkt dürfte jedoch ebenfalls bei knapp über -6 dBm liegen.

Eine Weiterentwicklung der Schaltung in [82] dürfte der in [84] vorgestellte Sendeempfänger-Chip für 3,5 V sein, der 40 dB Seitenbandunterdrückung mit abstimmbaren integrierten 1 GHz-Filtern erzielt. Die Abstimmung erfolgt hier über die VCO-Steuerspannung, so daß keine zusätzlichen Abgleichspannungen notwendig sind. Die Konversionsverstärkung und der ausgangsseitige Kompressionspunkt des Aufwärtsmischers sind mit 20 dB bzw. 7 dBm sehr hoch. Dies wird durch den starken Gebrauch integrierter Spulen ermöglicht (insgesamt 33 Spulen auf $4,2 \cdot 2,6$ mm²). Da die Spulen durch die in der IBM-Technologie zur Verfügung stehenden „deep trenches“ eine hohe Güte aufweisen (bis $Q=12$), ist zudem die Rauschzahl des Empfängers mit 5,9 dB (SSB) sehr niedrig, obwohl der LNA eine Rauschzahl von über 4 dB aufweist.

In [137] wurde ein 5 GHz-Empfänger in 0,24 μ m-CMOS-Technologie vorgestellt. Auch die-

se Schaltung verwendet zahlreiche Spulen (8 auf 1 mm²), um gute Werte zu bekommen. Der eingangsseitige Kompressionspunkt ist mit -14 dB sehr gut, der eingangsbezogene $IP_{3,2-Tone}$ beträgt -2 dBm bei 18 dB Verstärkung⁵⁷. Die Seitenbandunterdrückung soll in dieser Architektur durch einen speziellen LNA und „image-reject-PLL“ um 12 dB verbessert werden, allerdings ist die erzielte Seitenbandunterdrückung des Gesamtempfängers nicht angegeben, da dies einen zweiten Chip mit zusätzlichen IQ-Mischern erfordert.

Um die größeren Parameterstreuungen bei MOS-Mischern zu kompensieren, werden teilweise spezielle Kompensationsschaltungen eingesetzt, die entweder das Offsetproblem oder aber nichtlineare Verzerrungen reduzieren sollen [138, 139, 140].

5.8.5 Phasenkorrektur durch Vektoraddition

In der Praxis gibt es entweder Fehler in der Erzeugung der IQ-Signale, die z. B. durch Streuung einzelner Bauelemente entstehen, oder es stehen schon die für korrekte Erzeugung notwendigen Eingangssignale nicht bereit. Dies ist besonders dann der Fall, wenn ein externes differentielles Taktsignal auf den Chip geführt werden muß. Unsymmetrische Leitungen oder Bonddrähte können hier leicht einige Prozent Amplituden- oder Phasenfehler verursachen. Muß das differentielle Signal mit Hilfsmitteln wie 180°-Phasensplittern (Hybriden) oder Baluns erzeugt werden, ist eine exakte Lösung bestenfalls nur an (i. d. R. drei) diskreten Frequenzen exakt, im gesamten Frequenzbereich der Bauelemente sind Abweichungen bis zu 3 dB und 10° möglich. Mit derartigen Signalen gespeist liefert jeder IQ-Generator ein spezifisches Fehlerbild. So löscht sich ein Phasenfehler im Eingangssignal an einem Ausgangspaar des Polyphasenfilters aus, während er sich am anderen Paar verdoppelt. Bei differentieller Betrachtung verschwindet dieser Phasenfehler zwar, es bleibt aber ein Amplitudenfehler zurück.

Eine vielversprechende Möglichkeit zur Reduktion dieser Fehler liegt in der weiteren Bearbeitung der IQ-Signale durch die in Abb. 5.59 gezeigte Schaltung. Ein vorgeschalteter Begrenzer bringt beide differentiellen Signale auf einheitliche Amplitude, erzeugt aber durch seine AM/PM-Konversion einen Phasenfehler. Dieser wird in der nachfolgenden Vektoraddition ausgelöscht, die im Idealfall wieder exakt 90° verschobene Signale erzeugt [126]. Da der eingangsseitige Phasenfehler wiederum in einen Amplitudenfehler umgewandelt wird, muß dieser ggf. durch einen nachfolgenden Begrenzer entfernt werden. Die in der Abbildung gezeigten

⁵⁷Das Layout des Chips läßt allerdings befürchten, daß die Schaltung bei modulierten Signalen nicht ordnungsgemäß funktioniert (siehe Kapitel 7.5)

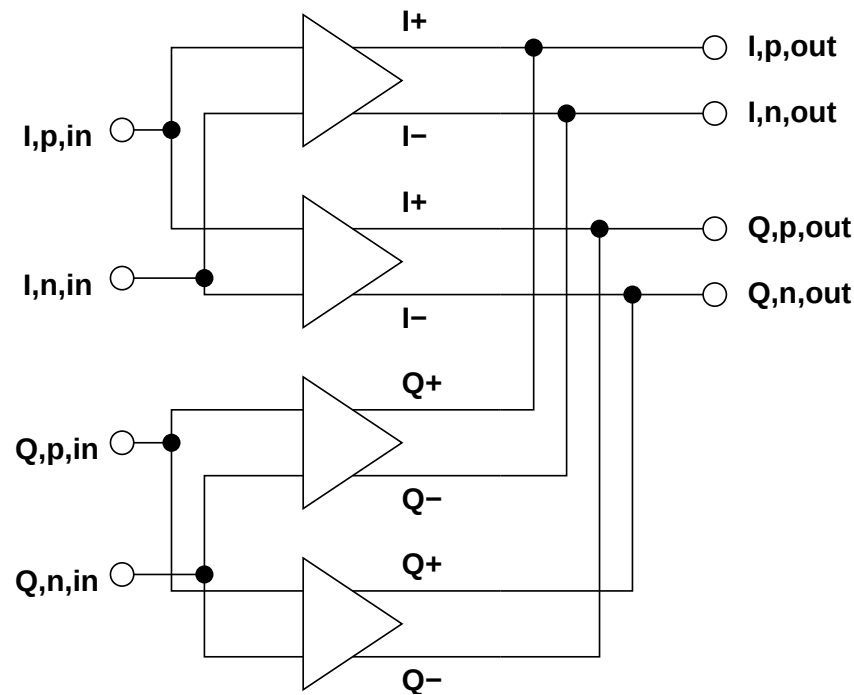


Abb. 5.59: Blockschaltung des Vektoraddierers

Verstärker sind ausschließlich begrenzende Differenzverstärker mit Transistorstromquellen und Eingangs-Emitterfolgern. Simulationen eines Quadraturmischers mit diesem Phasenkorrigierer zeigen, daß bei idealen Bauelementen selbst ein differentielles Signal mit 60° -Phasenfehler und 33% Amplitudenfehler in ein symmetrisches Ausgangssignal mit unter einem Grad Phasenfehler und 0,5% Amplitudenfehler konvertiert werden kann [141]. Bei einer Monte-Carlo-Analyse mit 1%-iger Streuung der Transistoren, Widerstände und Kapazitäten wurde eine Verschlechterung der Seitenbandunterdrückung um 20 dB sowie eine Verschlechterung der LO-Unterdrückung um 59 dB ermittelt, bei 2%-iger Streuung eine Verschlechterung der Seitenbandunterdrückung um 27,5 dB sowie eine Verschlechterung der LO-Unterdrückung um 65 dB. Diese Simulationen sind trotz der niedrigen Werte für die Parameterstreuung unrealistisch schlecht, da der Simulator keine Korrelation zwischen Transistorpärchen bzw. Widerstandspärchen berücksichtigt. Bei einer realistischen Parameterstreuung von 3-5% sollten sich zusammen mit der Korrelation keine schlechteren Werte ergeben. Eine interessante Beobachtung bei den Messungen spiegelt sich auch in der Monte-Carlo-Analyse wieder: Die Unterdrückung des LO-Signals am Ausgang ist erheblich schwieriger zu bewerkstelligen als die des unerwünschten Seitenbandes. Nachteilig an der Korrekturschaltung ist allein der nicht unerhebliche Strombedarf von ca. 20 mA für die Signalaufbereitung.

Das Funktionsprinzip illustriert Abb. 5.60. Durch Vorschalten eines Begrenzers muß zu-

nächst ein amplitudenkorrektes IQ-Eingangssignal mit 180° -Phasenverschiebung zwischen den Gegentaktsignalen erzeugt werden, wobei die Phasenverschiebung zwischen I- und Q-Pfad jedoch fehlerhaft sein darf (in Abb. 5.60 beträgt der Winkel 80° statt 90°). Die vektorielle Addition erzeugt ein neues IQ-Signalpaar, bei dem offensichtlich der Phasenfehler ausgelöscht ist. Der ursprüngliche Phasenfehler wird jedoch in einen Amplitudenfehler umgewandelt, so daß nach der Korrekturschaltung ein weiterer Begrenzer mit niedriger AM-PM-Konversion folgen sollte⁵⁸.

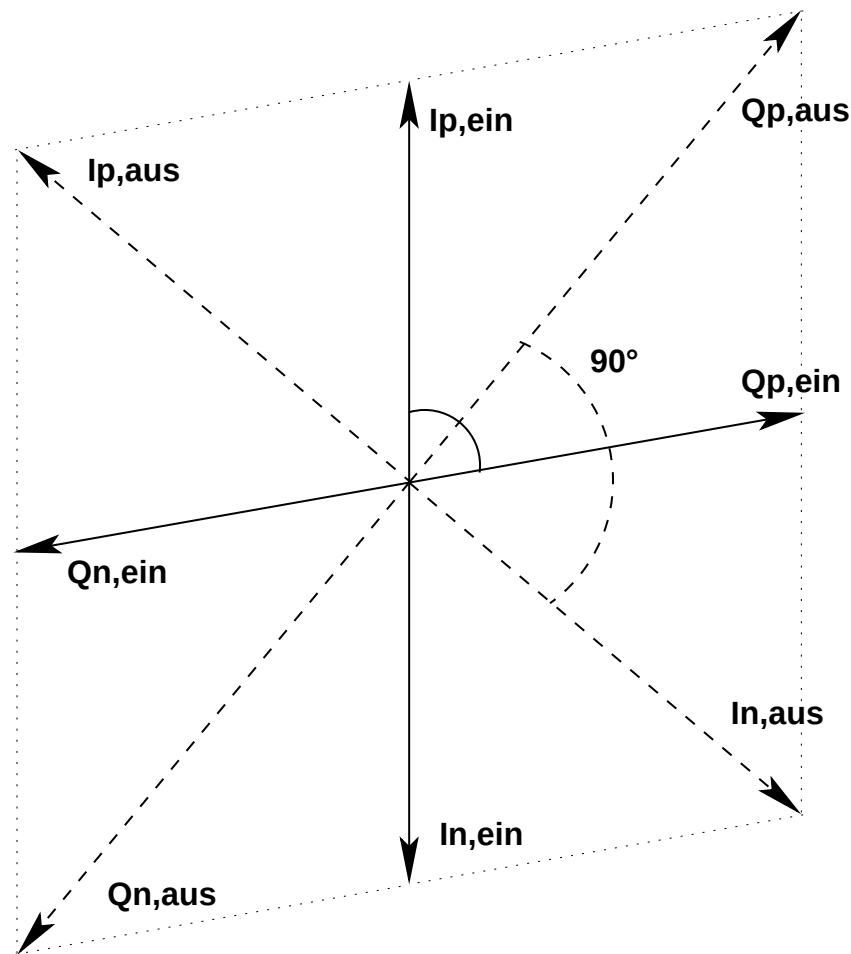


Abb. 5.60: Prinzip der Vektoraddition

5.9 Fazit zu Kapitel 5

Im Verlauf dieses Kapitels wurde deutlich, daß die Wahl einer bestimmten Architektur Einfluß auf die Wahl der Mischertopologie hat. So sind mit transformatorisch gekoppelten Mischern

⁵⁸Ob er notwendig ist, hängt vom Maß des Eingangsfehlers ab

eindrucksvolle Konversionsverstärkungen und Rauschzahlen bei sehr niedrigen Betriebsspannungen erzielbar, es hapert jedoch aufgrund der zu erwartenden Verkopplungen mit dem Lokaloszillator bzw. des Leistungsverstärkers an der Integrierbarkeit. Dies betrifft insbesondere die Architekturen der Direktkonversion und der Niedrig-IF. Die übrigen Schaltungen haben jeweils ihre Stärken und Schwächen z. B. hinsichtlich der Grenzfrequenz und Breitbandigkeit bei niedrigen Betriebsspannungen. So kristallisiert sich die stromgefaltete Architektur als sehr gut geeignet für die Aufwärtsmischung heraus, während vereinfachte Varianten der Gilbertzelle oder auch der Micromixer gut für die Abwärtsmischung geeignet sind.

Die vom HIPERLAN-Standard geforderten Werte für die Konversionsverstärkung, Linearität, Seitenbandunterdrückung und Rauschzahl sind in SiGe-Technologie realisierbar, wie die vorgestellten Schaltungen beweisen. Im Sinne eines hohen Integrationsgrades kann zudem auf den Einsatz von Induktivitäten im Mischer verzichtet werden.

Die Untersuchungen in [66] haben zudem gezeigt, daß weder eine reine Bipolartechnologie noch eine reine CMOS-Technologie Leistungsdaten erreichen kann, wie sie durch geschickte Kombination beider Technologien (BiCMOS-Technologie) möglich sind.

Kapitel 6

Rauscharmer Vorverstärker

Um eine Aussage darüber treffen zu können, ob ein rauscharmer Vorverstärker (LNA) in dieser Technologie realisierbar ist, wurde die Schaltung in Abb. 6.1 entwickelt [142]. In der linken Hälfte ist ein Referenznetzwerk zu sehen, das den Arbeitspunkt des Verstärkers auf der rechten Seite einstellt. Der Verstärker besteht im wesentlichen aus T_3 , L_2 und L_3 . Aufgrund der Frequenzabhängigkeit der Transistorstromverstärkung von T_3 erzeugt die Spule L_2 eine reelle Eingangsimpedanz von $50\ \Omega$ ¹. Die Verwendung eines ohmschen Abschlußwiderstandes verbietet sich aufgrund des damit verbundenen Rauschens. Der Einfluß der Bondinduktivität L_0 wird dabei durch den Koppelkondensator C_0 kompensiert. Dieser Kondensator verhindert gleichzeitig eine Beeinflussung des Arbeitspunktes durch das Eingangssignal. Bei großen Verstärkungen wirkt sich die Basis-Kollektor-Kapazität des Transistors T_3 durch den Millereffekt negativ aus. Einerseits wird dadurch die eingangsseitige Anpassung zerstört, andererseits ergeben sich Probleme mit der Grenzfrequenz bzw. Einbußen in der maximalen Verstärkung. Um dies zu vermeiden, wird der Verstärker mit Hilfe von T_4 als Kaskode-Stufe betrieben.

Da der LNA ein Schmalbandverstärker ist, bietet sich die Verwendung einer induktiven Last an. Die Spule L_3 hat eine relativ hohe Induktivität und eine niedrige Eigenresonanzfrequenz. Zusammen mit den Schaltungskapazitäten bildet sie einen Parallelschwingkreis mäßiger Güte, bei dem der effektive Parallelwiderstand R_p des Schwingkreises als Lastwiderstand des Verstärkers fungiert. Dadurch wird nicht nur das Rauschen klein gehalten, es lassen sich insbesondere sehr hohe Verstärkungen mit nur einer Stufe realisieren, ohne daß Probleme durch den DC-Spannungsabfall über dem Lastwiderstand auftreten.

Bei einer direkten Ankopplung des Referenznetzwerks an den Verstärker fließt ein nicht un-

¹Die Eigenresonanz von L_2 muß weit über 5,8 GHz liegen

erheblicher Teil des Signalstroms in das Referenznetzwerk und reduziert somit die Verstärkung. Um das zu verhindern, wird mit einer Spule L_1 eine Entkopplung bei hohen Frequenzen bewerkstelligt. Um den Eingang von der Spulenkapazität zum Substrat² zu entkoppeln, ist zudem ein (relativ kleiner) Serienwiderstand R_0 vorgesehen.

Die Spule L_2 sollte relativ klein sein, um Rauscheinkopplung aus dem Substrat zu verringern und um die Eigenresonanz hoch zu halten. Da zur Arbeitspunktstabilisierung nur der Spulenwiderstand degenerierend wirkt, ist zur Sicherheit eine baugleiche Spule L_4 im Referenznetzwerk vorgesehen. Dies vereinfacht die Optimierung der Schaltung. In einer realen Implementierung kann auf L_4 ggf. verzichtet werden, da sie auf das übrige Schaltungsverhalten keinen Einfluß ausübt.

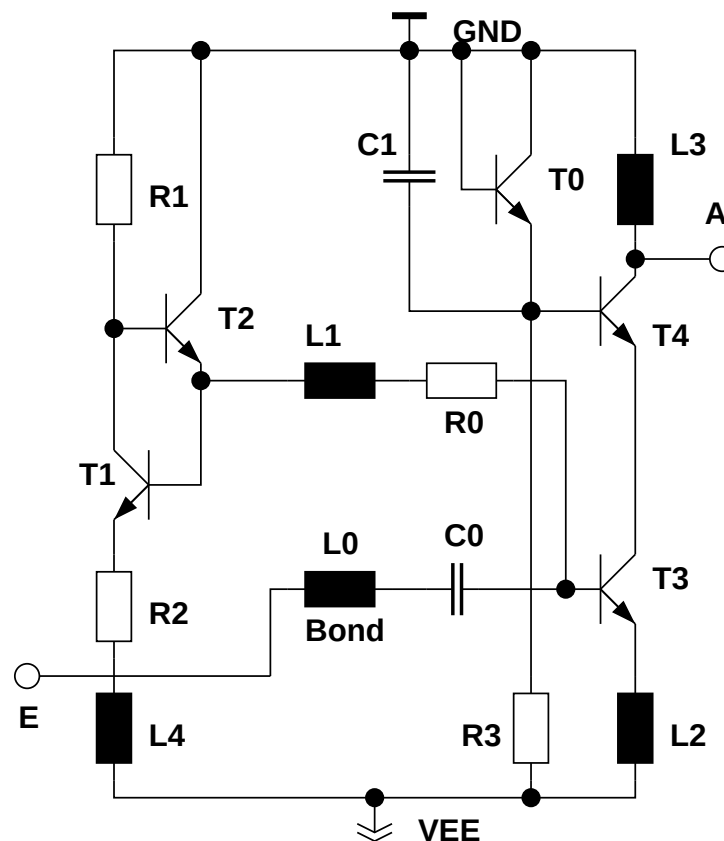


Abb. 6.1: Schaltbild des rauscharmen Verstärkers

Die Transistoren T_0 - T_3 sollten so groß wie möglich dimensioniert werden, da dort in erster Linie das Rauschen der inneren Widerstände eine Rolle spielt.

Der Verstärkertransistor T_3 kann hinsichtlich seiner Emitter-Fläche und seines Betriebsstroms optimiert werden, um eine niedrige Rauschzahl zu erhalten. Einerseits sinkt mit zu-

²Die aufgrund ihrer Größe eine Rauschquelle darstellt

nehmender Größe der Basisbahnwiderstand, so daß das dort herrührende thermische Rauschen reduziert werden kann. Andererseits führt der Transistorstrom zu Schrotrauschen, das bei zu kleinem oder zu großem Strom zunimmt. [143] beschreibt anhand eines einfachen Transistormodells die Rauschzahl F eines Bipolartransistors mit

$$F = 1 + \frac{G_N}{G_G} + \frac{R_N}{G_G} (G_G + G_{cor})^2 + \frac{R_N}{G_G} (B_G + B_{cor})^2, \quad (6.1)$$

wobei $G_G + jB_G$ die Generatoradmittanz und R_N ein effektiver Rauschwiderstand ist. Die Größen mit Index *cor* zeigen korrelierte Rauschgrößen an. Man kann obigem Ausdruck entnehmen, daß es zum einen einen optimalen Blindanteil gibt³, $B_G = -B_{cor}$. Die Eingangsrauschspannungsquelle im Transistor-Ersatzschaltbild verursacht einen Rauschanteil proportional zu G_G , während die Eingangsrauschstromquelle einen Anteil proportional zu $1/G_G$ liefert. Daher muß auch ein optimaler Wert für G_G existieren. Nach Umrechnung der Rauschzahl F in eine Rauschtemperatur T_r gemäß

$$F = \frac{T_r}{T_0} + 1 \quad (6.2)$$

gibt [143] einen einfachen Zusammenhang zur Ermittlung des Optimums an⁴. Das Verhältnis der Rauschtemperatur zur Systemtemperatur ist demnach näherungsweise durch

$$\frac{T_r}{T_0} = \frac{r_{BB'}}{R_G} + \frac{R_G \cdot g_m}{2B} + \frac{1}{2g_m R_G} + \frac{1}{\beta_0} \quad (6.3)$$

gegeben. $g_m = I_C/U_T$ ist die Steilheit des Transistors, B und β_0 bezeichnen die Stromverstärkung, $R_{BB'}$ ist der ohmsche Basisbahnwiderstand. Der erste Term wird durch thermisches Rauschen im Basisbahnwiderstand verursacht. Der zweite Term rührt vom Basisstrom her, während die letzten beiden Terme vom Kollektorstrom kommen. Der optimale Generatorwiderstand $R_{G,opt}$ kann daraus zu

$$R_{G,opt} = \frac{\sqrt{B}}{g_m} \sqrt{1 + 2r_{BB'} g_m} \approx \frac{\sqrt{B}}{g_m} \quad (6.4)$$

bestimmt werden. Da der Generatorwiderstand in unserem Fall mit $50 \, \Omega$ vorgegeben ist, ist die Umkehrung interessanter. Mit $B \approx 150$ erhält man $I_{C,opt} = 6,4 \, \text{mA}$ für einen minimalen Schrotrauschanteil. Der Anteil des thermischen Rauschens kann durch Vergrößerung der Emitterfläche über den Mindestwert, der sich aus der kritischen Stromdichte ergibt, reduziert werden. Die Eingangskapazität, insbesondere die Basis-Kollektor-Kapazität, setzt jedoch eine Obergrenze für die Größe von T_3 . Da bei optimierter Rauschanpassung nicht zwangsläufig auch

³Der LNA sollte folglich eine reelle $50 \, \Omega$ -Eingangsimpedanz aufweisen

⁴ $F_z = F - 1 = T_r/T_0$ wird auch als zusätzliche Rauschzahl bezeichnet, T_0 ist die Systemtemperatur in Kelvin

Tab. 6.1: Simulationsergebnisse des rauscharmen Verstärkers

Versorgung	-2,7 V, 5,25 mA
Verstärkung G/dB	30,8
Kompressionspunkt P_{-1dB} /dBm	25,8
$IP_{3,1-Ton}$ /dBm	+35
$IP_{3,2-Ton}$ /dBm	+21
Rauschzahl F/dB	3
Eingangsimpedanz R_{ein}/Ω	48
3 dB-Grenzfrequenz/GHz	13,25
eingangsbezogene Rauschspannungsdichte	1 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

die Signalanpassung optimal ist, letztere jedoch vorrangig ist, müssen z. T. Kompromisse eingegangen werden. Der in Simulationen gefundene beste Wert für den Strom durch T_3 liegt mit ca. 5 mA jedoch in der Nähe des theoretischen Optimums.

Für T_4 ergeben sich weniger kritische Anforderungen an die Größe, da die Stromverstärkung bereits in T_3 erfolgt ist. Hier ist ein Kompromiß zwischen niedrigem Basisbahnwiderstand und niedriger Kollektor-Basis- und Kollektor-Substrat-Kapazität zu suchen, da damit eine größere Lastinduktivität und eine größere Verstärkung erzielt werden kann.

Tabelle 6.1 faßt einige simulierte Daten des LNA zusammen (ausgangsseitig bezogen). Alle in Kapitel 3.5 geforderten Kenndaten konnten mit dieser Schaltung eingehalten werden.

Um die vom Substrat ausgehenden Störungen zu reduzieren, ist im Layout auf eine gute Abschirmung des Eingangs gegenüber dem Substrat zu achten. Dies betrifft insbesondere auch die Bondpads, deren Substratkapazität zu einer Verschlechterung der Rauschzahl um mehrere dB führen kann [81, 144]. Gleichzeitig ist der Eingang extrem durch Signalkopplungen von anderen Signalen auf dem Chip gefährdet, so daß ein differentieller Aufbau dieses LNA zu verwenden ist (siehe Kapitel 5.5). Die Umwandlung des Antennensignals in ein differentielles sollte dabei außerhalb der Abschirmung der Sendeempfängerschaltung geschehen, wie in Abb. 4.5 (Kapitel 4.4, Seite 74) zu sehen ist. Die Bedeutung einer guten Anpassung für die Rauschzahl geht u. a. aus [145, 146] hervor.

Würde man den hier vorgestellten LNA und den Micromixer aus Kapitel 5.7.3 kaskadieren, so ergäbe sich rechnerisch eine Gesamtrauschzahl von nur 3,4 dB.

Ein direkter Vergleich mit veröffentlichten Schaltungen ist bei diesem LNA nicht möglich,

da kein Chip hergestellt werden konnte⁵, und das Layout einen Einfluß unbekannter Größe auf die Rauschzahl ausübt. Dennoch sollen hier die Daten bisher veröffentlichter LNAs den Simulationen gegenübergestellt werden. Da in Veröffentlichungen z. T. nur die Rauschzahl einer LNA-Mischer-Kaskade angegeben ist, sind einige Werte nur bedingt vergleichbar.

Ainspan [147] zeigte einen SiGe-LNA mit 3,5 dB Rauschzahl und 18,3 dB Verstärkung an 50 Ω für 6,25 GHz. Der eingangsseitige Kompressionspunkt von -29 dBm genügt allerdings dem HIPERLAN-Standard nicht, ebenso wenig der eingangsseitige IP_3 von -21 dBm. Der in [148] gezeigte 5,5 GHz-BiCMOS-LNA⁶ erzielte 14,1 dB Verstärkung und 2,4 dB Rauschzahl. Die sehr niedrige Rauschzahl entschärft dabei die Anforderungen an die nachfolgenden Stufen erheblich. In diesem Design sind auch der eingangsseitige Kompressionspunkt mit -13 dBm und der eingangsseitige IP_3 mit 1.1 dB ausreichend.

Der in [149] vorgestellte 5,2 GHz-LNA in GaAs-MESFET-Technologie erzielte mit 2 dB Rauschzahl und 12 dB Verstärkung kaum bessere Werte⁷, so daß Schaltungen in SiGe-HBT-Technologie aufgrund des deutlich niedrigeren Preises und der Integrierbarkeit mit anderen Komponenten des Sendeempfängers den GaAs-Schaltungen vorzuziehen sind.

In [105] ist eine Empfängerschaltung gezeigt, die LNA und Abwärtsmischer durch transformatorische Kopplung kombiniert (vgl. Kapitel 5.7.2). Die mit einer 25 GHz-Si-Bipolar-Technologie bei 2,2 V und 20,5 mA erzielten Daten sind eine (SSB-)Rauschzahl von 5,1 dB, 15 dB Konversionsverstärkung sowie -9,5 dBm eingangsseitiger IP_3 . Der IP_3 entspricht dem hier erzielten, die Konversionsverstärkung der Anordnung ist allerdings niedriger als die des hier vorgestellten LNA. Der eingangsseitige Kompressionspunkt von -21 dBm genügt nicht einmal einem einzelnen HIPERLAN/2-Eingangssignal in Abwesenheit von Störern (max. -20 dBm). Der in dieser Arbeit vorgestellte LNA weist mit -5 dBm ein um 16 dB besseres Ergebnis auf, auch die Rauschzahl des LNA ist um über 2 dB besser als die der zitierten Schaltung.

Der in [137] vorgestellte CMOS-LNA erzielt mit -14 dBm eingangsseitigem Kompressionspunkt knapp den hier ermittelten Minimalwert von -13 dBm, Rauschzahl (4,8 dB) und Verstärkung (18 dB) sind jedoch schlechter.

Auch der in [84] vorgestellte LNA des Sendeempfängers verfehlt mit -22 dB die Anforderung an den eingangsseitigen Kompressionspunkt. Die (DSB-) Rauschzahl bewegt sich im

⁵Aufgrund des Technologiewechsels beim IHP

⁶MOS zur Realisierung eines Bypass

⁷Die geringe Verstärkung hebt den Vorteil der niedrigen Rauschzahl wieder auf, wie aus Formel 3.9 hervorgeht

Bereich von 5 bis 6 GHz zwischen 4,2 und 4,8 dB und ist daher ebenfalls nicht unbedingt ausreichend⁸.

Niedrige Rauschzahlen sind dabei durchaus auch ohne Spulen erzielbar. So beträgt die Rauschzahl des bipolaren DECT-LNA (1,9 GHz) in [150] 2,2 dB, bei einer schaltbaren Verstärkung von 0, 12 und 24 dB. Ob allerdings der eingangsseitige Kompressionspunkt für HIPERLAN/2 ausreichend wäre, geht aus dem Artikel nicht hervor.

⁸Entsprechend rauschärmere Mischer können die Anforderungen an den LNA entschärfen, jedoch nicht in starkem Maße (vgl. Kapitel 3.5)

Kapitel 7

Oszillatoren

Der Lokaloszillator ist eine der kritischsten Komponenten eines Sendeempfängers. Insbesondere sein Rauschverhalten entscheidet darüber, ob ein Sendeempfänger einen Standard erfüllen kann oder nicht. Dabei ist es nicht einmal das Oszillatorrauschen nahe am Träger, das Probleme bereitet, da dieses von der PLL des Synthesizers stark reduziert wird [151]. Größere Schwierigkeiten sind mit dem Rauschboden weit ab von der Trägerfrequenz, d. h. jenseits der PLL-Bandbreite, verbunden. Eine Unterdrückung ist hier nicht oder nur mit Filtern möglich. Folglich werden z. B. im Empfänger auch Signale weit außerhalb des Übertragungsbandes in das Basisband heruntorgemischt und verschlechtern das SNR. Im folgenden soll eine Übersicht über die mit dem Oszillator verbundenen Probleme gegeben werden. Danach werden unterschiedliche Oszillatorkategorien auf ihre Eignung für Kommunikationsschaltungen untersucht. Im Anschluß daran werden einige der realisierten Schaltungen vorgestellt und deren Probleme und Vorzüge diskutiert.

7.1 Allgemeine Problemstellung

Der Entwurf eines Oszillators ist von vielen gegensätzlichen Forderungen geprägt, wie Abb. 7.1 veranschaulicht. Für batteriebetriebene Geräte ist eine niedrige Stromaufnahme wünschenswert. Dies spricht für die Verwendung von Oszillatoren, die Resonatoren hoher Güte verwenden. Im Fall eines LC-Oszillators erfordert dies meist die Verwendung einer externen Spule. Externe Bauelemente verursachen jedoch zusätzliches Gewicht, zusätzliche Produktions- bzw. Montagekosten und sind aufgrund der notwendigen Verbindungen eine zusätzliche Fehlerquelle. Daher ist man bestrebt, den Oszillator monolithisch zu integrieren, wodurch die Verwendung von integrierten Spulen mit erheblich niedrigerer Güte unvermeidlich wird. Um Störun-

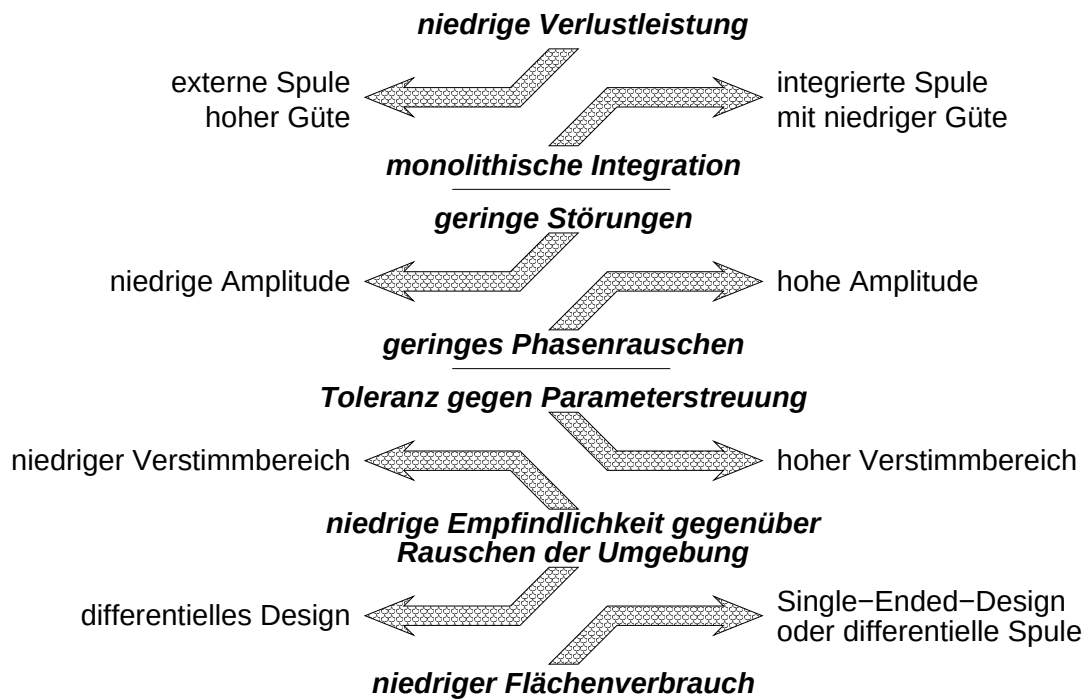


Abb. 7.1: Widersprüchliche Forderungen an den Oszillator

gen der umgebenden Schaltung zu vermeiden, ist eine niedrige Signalenergie wünschenswert, d. h., die Signalamplituden im Oszillator sollten klein gehalten werden. Dadurch sinkt jedoch das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR). Hohe Eingangsempfindlichkeit des Empfängers und hohe Übertragungsqualität verursachen scharfe Anforderungen an das Phasenrauschen, die eine hohe Signalamplitude erzwingen. Neben der Erfordernis, daß der Oszillator über das gesamte Übertragungsband hinweg verstimmbar ist, müssen Produktionstoleranzen aufgefangen werden können, damit der Ausschuß und die Stückkosten klein gehalten werden können. Daher sollte der Verstimmbereich möglichst groß sein. Eine große Verstimmbarkeit bedeutet jedoch gleichzeitig eine große Empfindlichkeit gegenüber Störsignalen, z. B. Störspannungen am Steuereingang. Dies erschwert den Entwurf einer robusten Gesamtschaltung. Um die Robustheit gegenüber derartigen Störungen zu reduzieren, ist ein differentielles Design angebracht. Im Fall des LC-Oszillators bedeutet dies jedoch in der Regel, daß mehrere großflächige Spulen benötigt werden. Dies widerspricht der Forderung nach kleinem Flächenverbrauch, um Kosten und Bauelementgröße klein zu halten.

Die beiden entgegenschätzlichsten Forderungen an den Lokaloszillator sind dabei die möglichst weite Verstimmbarkeit und die möglichst hohe Frequenzkonstanz, da letztere (in Form des Phasenrauschens) nur schwer erfüllbar ist.

Ausgehend von einem rauschfrei gedachten Oszillator soll ermittelt werden, welche Anfor-

derungen an die Verstimmbarkeit und Frequenzstabilität gestellt werden. Im Regelfall haben Funkübertragungssysteme mehrere Übertragungskanäle auf benachbarten Frequenzen. Um den gewünschten Kanal einzustellen, könnte man für jeden Kanal einen separaten hochpräzisen Oszillator fertigen und den Kanal durch Umschalten auf den richtigen Oszillator einstellen. Diese Vorgehensweise scheitert an mehreren Problemen: Einerseits ist es praktisch unmöglich, integrierte Oszillatoren hinreichend präzise zu fertigen. Man wird immer auf externe justierte Frequenznormale wie Quarze zurückgreifen müssen und den integrierten Oszillator darauf abgleichen. Andererseits ist es von der Verlustleistung her gesehen ungünstig, mehrere Oszillatoren zeitgleich zu betreiben. Zudem besteht die Gefahr, daß benachbarte Oszillatoren sich gegenseitig beeinflussen, z.B. aufgrund magnetischer Kopplung. Dieses Problem wird in Kapitel 7.5 näher beschrieben. Unerwünschte Kopplungen lassen sich prinzipiell durch Abschalten unbenutzter Oszillatoren umgehen. In der Praxis macht dies jedoch Probleme, da die benötigte Frequenz u. U. schnell wechselt, etwa aufgrund der Verwendung eines Frequenzsprungverfahrens. Es ist jedoch schwer, die Anschwingzeit eines Oszillators zu ermitteln. Generell würde ein idealer rauschfreier Oszillator gar nicht anschwingen. In der Praxis gibt es natürlich immer Störungen, welche die Oszillation anstoßen. Die Zeit, die der Oszillator bis zum Erreichen der endgültigen Amplitude und Frequenz benötigt, kann jedoch bis hin zu Mikrosekunden dauern¹.

Es erscheint daher sinnvoller, einen abstimmbaren Oszillator einzusetzen. Einerseits lassen sich durch die Abstimmbarkeit Herstellungstoleranzen ausgleichen, andererseits kann man mittels einer PLL die Oszillatorfrequenz mit einem Frequenznormal, einem Referenzoszillator also, synchronisieren (Abb. 7.2). Hierfür kommen z.B. Quarzoszillatoren in Betracht. Mittels eines programmierbaren Teilers [152] rastet der Oszillator auf dem gewünschten Vielfachen der Referenzfrequenz ein. Neben der erzielbaren Flächenersparnis und Stromersparnis hat diese Vorgehensweise den Vorteil, daß auch das Phasenrauschen des Oszillators reduziert wird. Diese Reduktion tritt allerdings nur innerhalb der Bandbreite der PLL auf, die durch die Grenzfrequenz des Schleifenfilters bestimmt wird. Speziell bei hochbitratigen Datenübertragungen ist daher kein Effekt außerhalb des Übertragungskanals zu erwarten.

Das Maß der Rauschunterdrückung innerhalb der PLL-Bandbreite hängt von der Ringverstärkung des Regelkreises ab. Sie kann nicht beliebig groß gemacht werden, weil sie sonst instabil werden kann. Wenn die Ringverstärkung der PLL G beträgt, so ergibt sich im Idealfall eine Rauschunterdrückung um den Faktor $1/(1 + G)$ zwischen dem VCO-Signal innerhalb der PLL und dem des freilaufenden Oszillators [153].

¹Z. B. bei abgeschalteter Referenzspannungsquelle oder der Verwendung von Amplitudenregelkreisen

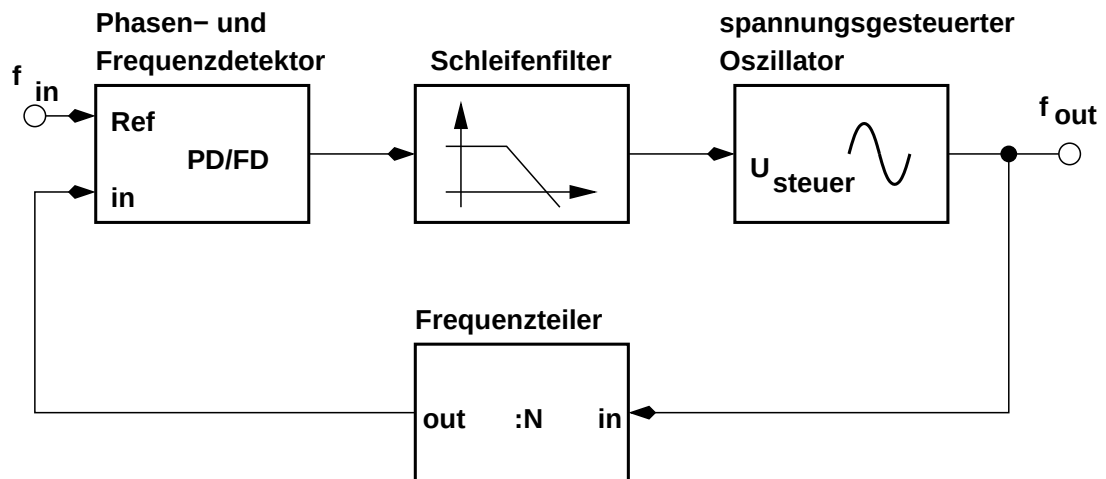


Abb. 7.2: Struktur einer einfachen PLL

Die Vorteile des abstimmbaren Oszillators müssen mit gewissen Nachteilen erkaufte werden. Um mehrere Kanäle abdecken zu können, ist ein hinreichend großer Bereich zu überstreichen. Im Fall von HIPERLAN/2 gibt es beispielsweise ein unteres Frequenzband von 5,15 GHz-5,35 GHz und ein oberes von 5,47 GHz-5,725 GHz. Soll der Oszillator nur das obere Band abdecken, so muß er um mindestens 255 MHz verstimmbar sein. Für beide Bänder steigt der Verstimmbereich auf 575 MHz. Will man die Ähnlichkeit zwischen der HIPERLAN-Familie, IEEE 802.11a und U-NII ausnutzen, so muß der Bereich von 5,15 GHz bis 5,825 GHz abgedeckt werden, was einem Verstimmbereich von 675 MHz entspricht. Diese Zahlen setzen voraus, daß einerseits der Oszillator die gewünschte Frequenz genau trifft, also keinerlei Abweichungen zwischen Simulation und Messung existieren, andererseits aber auch, daß keine signifikanten Exemplarstreuungen auftreten. Zudem besitzen Oszillatoren eine bestimmte Temperaturdrift und Betriebsspannungsabhängigkeit, die ebenfalls durch die PLL ausgeregelt werden müssen. Daher ist der anzustrebende Verstimmbereich um 20 % größer anzusetzen², hier also mit 306 MHz für ein Band bzw. 810 MHz für beide Bänder (siehe auch Kapitel 3.5).

Das Steuersignal wird in der Regel aus einem Filter, dem PLL-Schleifenfilter, gewonnen. Dieses verhält sich wie ein Integrator und beinhaltet eine große Kapazität. Das Ausgangssignal dieses Filters ist demnach eine Spannung, weshalb der Oszillator normalerweise spannungsgesteuert ist. Man spricht daher von einem VCO oder Voltage-Controlled Oscillator. Um die Güte des Filters nicht negativ zu beeinflussen bzw. um den Verstimmbereich zu maximieren, ist oft ein Pufferverstärker zwischen Schleifenfilter und VCO-Eingang erforderlich. Selbst

²Etwa hälftig für Toleranzen der Kapazitäten und der Drifteffekte

wenn das Filtersignal rauschfrei wäre, addiert dieser Verstärker ein Rauschsignal zum VCO-Eingangssignal. Je größer nun aber der Verstimmungsbereich des VCO ist, desto stärker ist die hierdurch verursachte Frequenzinstabilität, also auch das Phasenrauschen. Offensichtlich ist hier ein Kompromiß zu suchen.

7.2 Phasenrauschen und Güte

Der Grund für die hohen Anforderungen an das Phasenrauschen wurde bereits in Kapitel 3 erwähnt und in Kapitel 3.5 quantifiziert. Daher wird er an dieser Stelle nur noch einmal kurz erläutert. Betrachten wir einen Sender, dessen Ausgangsspektrum (zur Vereinfachung im unmodulierten Zustand) in Abb. 7.3 gezeigt ist. Der Sender schwingt auf der Frequenz f_0 . Die Kanalbandbreite betrage B . Im Abstand Δf zu f_0 liege der Nachbarkanal, $f_1 = f_0 + \Delta f$. Die Sendeleistung betrage dem HIPERLAN-Standard nach P_0 , das Phasenrauschen im Abstand Δf vom Träger $\mathcal{L}$. Es interessiert nun die Auswirkung des Senderrauschens auf den Empfang des Nachbarkanals.

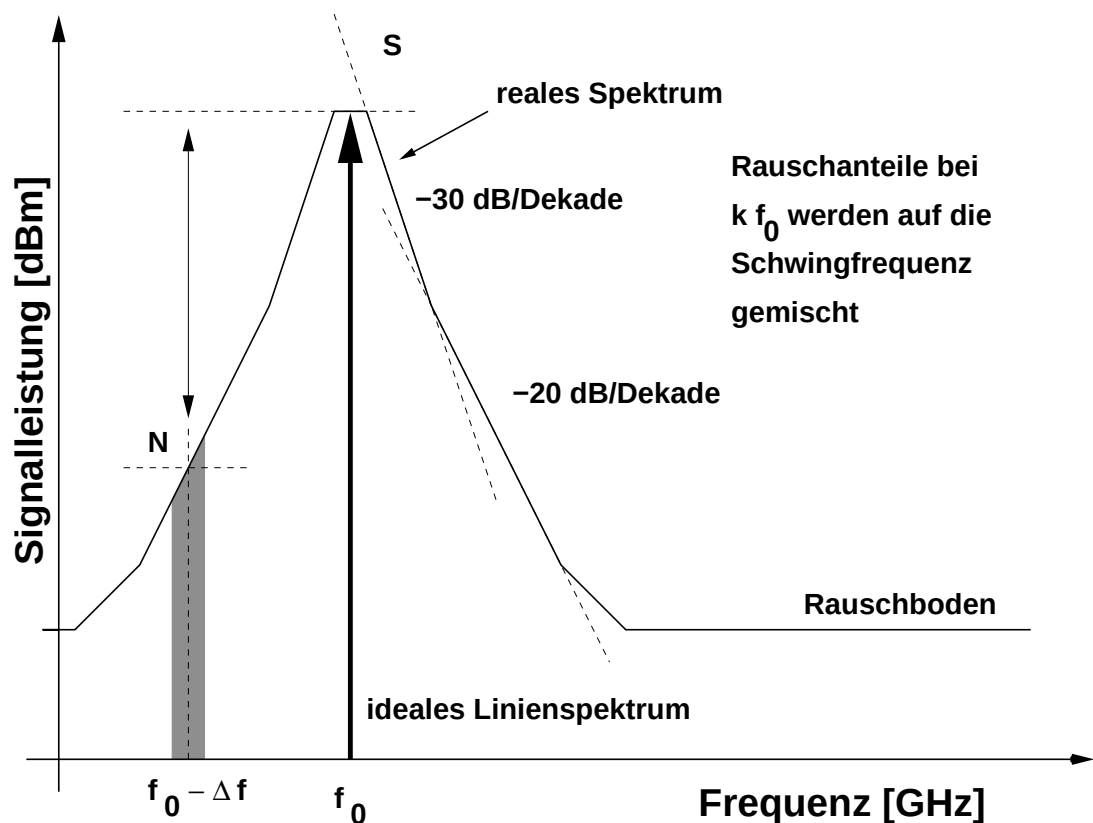


Abb. 7.3: Spektrum eines Oszillators mit Phasenrauschen

Das Phasenrauschen $\mathcal{L}$ wird auf eine Bandbreite von 1 Hz bezogen, wobei nur die Rausch-

leistung eines Seitenbandes herangezogen wird³. Da der Wert offensichtlich vom Abstand zum Träger abhängt, ist immer auch die Meßfrequenz in Form eines Offsets Δf zur Trägerfrequenz f_0 anzugeben. Bei der Messung mit einem Spektrumanalysator wird eine bestimmte Auflösebandbreite (resolution bandwidth, **RBW**) eingestellt. Über diese Bandbreite werden beim Durchstimmen der Meßfrequenz alle Signale, auch das Rauschen, aufintegriert. Die Auflösebandbreite kann allerdings kaum auf 1 Hz eingestellt werden, wie es obige Definition erfordert, da die Meßzeit untragbar wäre⁴. Um trotz größerer Auflösebandbreite den Wert des Phasenrauschens pro Hz angeben zu können, ist das angezeigte Signal-Rausch-Verhältnis im Abstand Δf über folgenden Zusammenhang zu korrigieren:⁵

$$\mathcal{L}(\Delta f) = P(f_0) - P(\Delta f) - 10 \cdot \log_{10}(RBW) \quad (7.1)$$

Der Verlauf des Phasenrauschens weist drei interessante Bereiche auf. Weit abseits der Oszillationsfrequenz ist die Rauschleistungsdichte konstant, sie wird dort im wesentlichen durch thermisches (weißes) Rauschen bestimmt, wie es z. B. von ohmschen Widerständen erzeugt wird. Näher zum Träger hin beginnt das Rauschen irgendwann mit 20 dB/Dekade zu steigen. Die Ursache hierfür liegt darin, daß Rauschsignale den Momentanzustand des Oszillators verändern. Die Störung kann dabei entweder die momentane Amplitude oder die momentane Phase beeinflussen. Da der Oszillator keinen zeitlichen Bezugspunkt hat, kann er eine Störung der Phasenlage nicht rückgängig machen, er schwingt zeitlich versetzt auf der ursprünglichen Frequenz weiter. Kleinere Störungen sind dabei häufiger als große. Weil eine Phasenmodulation gleichzeitig auch die Momentanfrequenz variiert, ergibt sich ein Kegel, da der Resonator ein Filter darstellt, welches Rauschsignale mit Resonanzfrequenz gegenüber anderen bevorzugt [154]. Sehr nahe am Träger geht die Steigung von 20 dB/Dekade in 30 dB/Dekade über. Der Grund hierfür liegt im nichtlinearen Verhalten des Oszillators, das zu unerwünschten Mischvorgängen führt. In diesem Fall wird das niederfrequente $1/f$ -Rauschen (das eine Steigung von 10 dB/Dekade aufweist) mit der Oszillatorfrequenz gemischt und überlagert sich dem übrigen Rauschen. Das Trägersignal selbst präsentiert sich schließlich bei feiner Auflösung als Plateau⁶. Dies hängt u. a. mit der Meßzeit des Spektrumanalysators zusammen, die bei feinerer Frequenzauflösung immer größer wird⁷. Durch unvermeidbare Fluktuationen der Mittenfrequenz (etwa

³Der Trägersignal-Rausch-Abstand pro 1 Hz im Abstand von Δf vom Träger (**CNR**) berücksichtigt beide Seitenbänder und ist daher 3 dB größer

⁴Die Einschwingzeit eines Tiefpasses der Grenzfrequenz $\omega_g = 1/\tau$ auf 95% des Endwertes beträgt $3 \cdot \tau$

⁵Ergibt sich durch Integration eines Spektrums konstanter Dichte

⁶Die sog. Linienbreite des Oszillators

⁷Einschwingzeit von Filtern mit niedriger Grenzfrequenz

aufgrund von Netzbrumm) ergibt sich ein Bereich mit gleicher Signalleistung, wenn der Kehrwert der Meßzeit größer ist als die Frequenz des Störers.

Leeson [155] (siehe auch [115, 156]) gibt einen Zusammenhang zwischen dem Phasenrauschen, der Signalleistung, der Resonatorgüte und dem Offset zum Träger an:

$$\mathcal{L}(\Delta\omega) = 10 \cdot \log_{10} \left[\frac{2Fk_B T}{P_{Sig}} \left(1 + \left(\frac{\omega_o}{2Q\Delta\omega} \right)^2 \right) \left(1 + \frac{\Delta\omega_{1/f}}{|\Delta\omega|} \right) \right] \quad (7.2)$$

In dieser Formel bedeutet ω_o die Mittenfrequenz, $\Delta\omega$ den Abstand zum Träger, $\omega_{1/f}$ die Offsetfrequenz, bei der $1/f$ -Rauschen im Ausgangsspektrum auftritt, k_B die Boltzmannkonstante, T die absolute Temperatur, Q die Resonatorgüte und P_{Sig} die Signalleistung. F ist eine Rauschzahl des Oszillators.

Man erkennt, daß es verschiedene Angriffspunkte zur Reduktion des Phasenrauschens gibt. Gegenüber der Minimierung der Oszillatorrauschzahl und der Maximierung der Signalenergie ist die Maximierung der Resonatorgüte der wichtigste Aspekt, weil die Güte quadratisch in das Phasenrauschen eingeht. Da die Signalenergie quadratisch mit der Resonatorspannung bzw. dem Oszillatorstrom zusammenhängt, ist auch dieser Parameter sehr wichtig. Eine Verbesserung der Güte kostet allerdings nur Entwurfszeit, während die Vergrößerung des Oszillatorstroms auf Kosten der Batterielebensdauer geht.

Die Vorhersagekraft von Formel 7.2 ist allerdings begrenzt. Dies liegt am empirischen Charakter der Rauschzahl F in obiger Formel, die nicht mit der klassischen Rauschzahl übereinstimmt, sowie an der unbekannten Frequenz $\omega_{1/f}$, die nicht mit der $1/f$ -Eckfrequenz des Rauschens übereinstimmt. Die Abweichung rührt daher, daß das $1/f$ -Rauschen nur aufgrund von Nichtlinearitäten auf den Träger hochgemischt wird. Je besser die Linearität des Oszillators, desto niedriger wird $\omega_{1/f}$ [157, 158, 159, 160].

Die Anforderungen an den Oszillator hinsichtlich seines Phasenrauschens lassen sich in zwei Bereiche einteilen. Der erste Bereich betrifft das Phasenrauschen nahe am Träger, also dort, wo üblicherweise noch eine Steigung von 20 oder 30 dB/Dekade zu beobachten ist. Dieser Bereich ist wichtig zur Einhaltung der Störemissionen innerhalb des Übertragungsbandes bzw. für die Eingangsempfindlichkeit in Gegenwart starker Signale auf Nachbarkanälen. In Kapitel 3.5 wurde für HIPERLAN/2 ein maximaler Wert von $\mathcal{L}(1 \text{ MHz}) = -98,5 \text{ dBc/Hz}$ ermittelt. Der zweite Bereich betrifft das Rauschen weit abseits des Trägers. Hier ist $\mathcal{L}$ u. U. nicht mehr vom Frequenzoffset abhängig, wenn der Wert durch weißes Rauschen begrenzt wird. Für HIPERLAN/2 ergab sich die Forderung von $\mathcal{L}(30 \text{ MHz}) = -122 \text{ dBc/Hz}$.

Zur Ermittlung der Güte gibt es mehrere Vorgehensweisen. Für ein einzelnes Blindelement

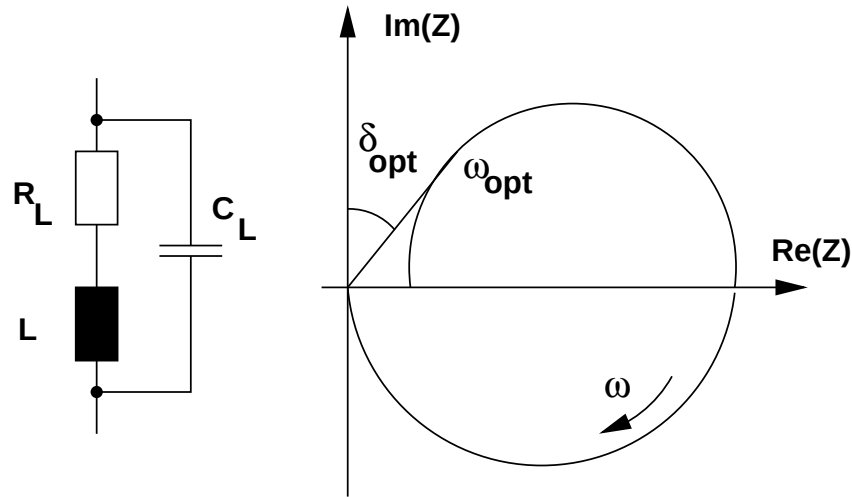


Abb. 7.4: Gütebestimmung an einer Spule

wird die Güte Q aus dem Kehrwert des Verlustfaktors $\tan(\delta)$ ermittelt (Abb. 7.4), der im Zeigerdiagramm bzw. der Ortskurve des Bauelements abgelesen werden kann. Wenn die Eigenresonanz hinreichend weit über der Frequenz ω liegt, erhält man rechnerisch:

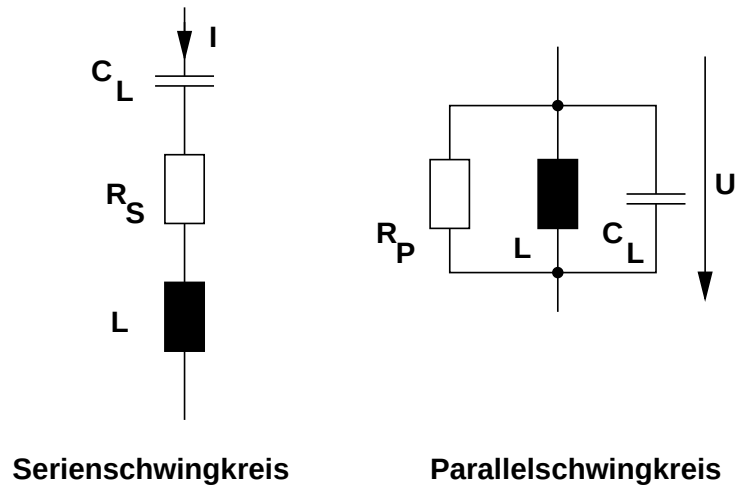
$$\begin{aligned} Q_L(\omega) &= \frac{\operatorname{Im}(Z)}{\operatorname{Re}(Z)} = \frac{\omega L}{R_L} = \omega \tau \\ Q_C(\omega) &= \frac{\operatorname{Im}(Z)}{\operatorname{Re}(Z)} = \frac{1}{\omega C R_C} = \frac{1}{\omega \tau}, \end{aligned} \quad (7.3)$$

mit $\tau = L/R_L$ bzw. $\tau = RC$. Dies macht anschaulich sofort klar, daß die Güte eine Funktion der Frequenz ist, bzw. daß ein spezielles Bauelement genau eine Frequenz aufweist, bei der die Güte maximal wird.

Die obige Definition läßt sich auf Resonatoren zweiter Ordnung, wie sie ein LC-Schwingkreis darstellt, nicht anwenden. Der Grund liegt darin, daß der Imaginärteil bei Resonanz gerade verschwindet, so daß die Güte Null wäre. Generell wird die Güte des Resonators maximal, wenn die Güte der Spule und des Kondensators jeweils maximal wird.

Der obigen Definition nahe kommt der Ansatz, die Resonatorgüte über das Verhältnis zwischen maximal gespeicherter Energie und dem Energieverlust pro Periode zu definieren. Je nach Schwingkreistyp (Abb. 7.5) muß zur Anwendung der Definition eine Spannungsanregung (Serienschwingkreis) bzw. Stromanregung (Parallelschwingkreis) erfolgen, damit eine Resonanzüberhöhung auftreten kann. Man erhält daher aus

$$Q = 2\pi \frac{\text{max. gespeicherte Energie}}{\text{Energieverlust pro Periode}} \quad (7.4)$$

**Abb. 7.5:** Ersatzschaltbild von Serien- und Parallelschwingkreis

für den Serienschwingkreis

$$\begin{aligned}
 Q_{\text{seriell}} &= 2\pi \frac{\frac{1}{2} L \hat{I}^2}{R_S I_{\text{eff}}^2 T} = 2\pi \frac{\frac{1}{2} L \hat{I}^2}{R_S \frac{1}{2} \hat{I}^2 \cdot 2\pi \sqrt{LC}} \\
 &= \frac{1}{R_S} \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_0 \frac{L}{R_S}
 \end{aligned} \tag{7.5}$$

und analog für den Parallelschwingkreis

$$\begin{aligned}
 Q_{\text{parallel}} &= 2\pi \frac{\frac{1}{2} C \hat{U}^2}{\frac{U_{\text{eff}}^2}{R_P} T} \\
 &= R_P \sqrt{\frac{C}{L}} = \omega_0 R_P C .
 \end{aligned} \tag{7.6}$$

Alternative Definitionen können aus dem Frequenzgang des Schwingkreises gewonnen werden. Der Betragsverlauf der Übertragungsfunktion eines Schwingkreises entspricht je nach Schaltung einem Bandpaß oder einer Bandsperr. Mißt man die 3 dB-Bandbreite dieses Filters, so gilt

$$Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} , \tag{7.7}$$

wobei $\Delta\omega$ von der unteren zur oberen 3 dB-Frequenz gemessen wird. Der bei Resonanz auftretende Phasensprung kann ebenfalls zur Bestimmung der Güte herangezogen werden. Man erhält [161]

$$Q = \frac{\omega_0}{2} \frac{d\Phi}{d\omega} \tag{7.8}$$

für Winkel im Bogenmaß bzw.

$$Q = \frac{\pi}{180} \frac{f_0}{2} \frac{d\phi}{df} \tag{7.9}$$

für Winkel im Gradmaß (relevant für Simulationen).

In der Literatur findet man gelegentlich Ansätze, die Güte einer Spule durch Parallelschaltung einer verstimmbaren Kapazität zu ermitteln [162]. Auf diese Weise kann man die Gütedefinitionen des Schwingkreises auf die Spule anwenden. Das Ergebnis spiegelt jedoch nicht die Bauelementgüte wieder, sondern die maximal erreichbare Schwingkreisgüte über der Frequenz, die mit dieser Spule erzielbar ist. Weder der Maximalwert noch der Betragsverlauf über der Frequenz sind direkt mit der Bauelementgüte vergleichbar. Der Ansatz ist durchaus interessant, da der Rückgang der Spulengüte bei Annäherung an die Eigenresonanzfrequenz für den Resonator unsinnig ist (die in der parasitären Kapazität gespeicherte Energie wird von der magnetisch gespeicherten abgezogen). Wenn jedoch die Induktivität groß gewählt wird, liegt die Eigenresonanz der Spule nahe an der Resonanzfrequenz des Resonators. In diesem Fall hat die Güte der Induktivität allein kaum eine Aussagekraft, jedoch ist auch der erzielbare Verstimmungsbereich klein, der Nutzen dieser Definition für den HIPERLAN-Oszillator also begrenzt.

Interessant ist, daß die Optimierung der Schwingkreisgüte des Parallelschwingkreises nach Formel 7.6 eine **gegensätzliche Forderung** enthält wie bei der Optimierung der Spulengüte (siehe Kapitel 8.1.3, Seite 243). Die Spulengüte allein kann mit einem größeren Induktivitätswert optimiert werden, wobei L/R_L das zu optimierende Kriterium ist. Beim Parallelschwingkreis tritt bei Resonanz eine Q -fache Stromüberhöhung auf, wobei der Strom auch anschaulich leichter bei großem C und kleinem L fließen kann. Eine isolierte Optimierung der Spule führt hier also nicht unbedingt zum Ziel.

Eine Übereinstimmung der Optimierungsziele würde sich beim Serienschwingkreis ergeben, wo ein kleines L und ein großes C zu einer maximalen Spannungsüberhöhung bei Resonanz führt. Schaltungstechnisch ist die Realisierung von Oszillatoren mit Serienschwingkreisen jedoch problematisch. Die Notwendigkeit zur Abfuhr von (DC-)Versorgungsströmen resultiert meist in der Verwendung von Widerständen. Diese reduzieren einerseits die Güte, andererseits erzeugen sie weißes Rauschen. Hinreichend große Widerstände könnten aktiv realisiert werden, jedoch erfordert dies i. d. R. pnp-Transistoren⁸ oder p-Kanal-MOSFETs.

Ein noch größeres Problem ergibt sich aus der Notwendigkeit, den Oszillator verstimmen zu können. Da in Bipolar-Technologie nur Sperrschichtkapazitäten als Varaktor zur Verfügung stehen, ist der maximal zulässige Hub auf eine Diffusionsspannung (ca. 0,85 V) begrenzt. Bei einer Güte von nur 10 würde dies eine Klemmenspannung von unter 85 mV erfordern. Da das

⁸Integrierte pnp-Transistoren sollten in rauscharmen Schaltungen generell vermieden werden, da ihre Eigenschaften fast immer erheblich schlechter sind als die der npn-Transistoren

Phasenrauschen nach Formel 7.2 auch von der Signalenergie und somit quadratisch von der Resonatorspannung abhängt, ist der erzielbare Gewinn folglich klein.

7.3 Oszillatortypen

Zu Beginn der Arbeiten wurden verschiedene Oszillatortypen untersucht, um das erzielbare Phasenrauschen, den Verstimmungsbereich sowie den Stromverbrauch zu ermitteln [114]. Einige der untersuchten Oszillatortypen sowie die erzielten Werte sollen kurz vorgestellt werden.

7.3.1 RC-Relaxationsoszillatoren

Der Relaxationsoszillator ist anschaulich am leichtesten nachvollziehbar. Seine Struktur ist in Abb. 7.6 gezeigt. Zeitbestimmend sind die Kapazität C , der Auf- und Entladestrom I sowie die Triggerhysterese ΔU . Für die Spannungsänderung über der Kapazität C gilt

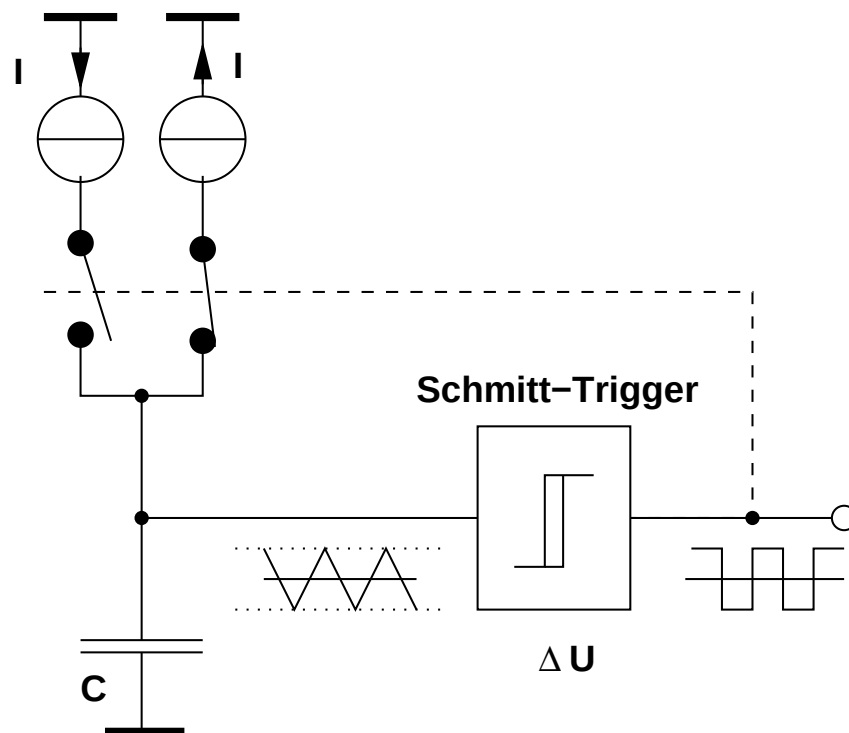


Abb. 7.6: Prinzip des RC-Relaxationsoszillators

$$\frac{dU_C}{dt} = \frac{I}{C} . \quad (7.10)$$

Wenn der Kondensator zum Zeitpunkt t_0 auf der unteren Schaltschwelle war, so erreicht er nach $\Delta t = \Delta U \cdot C/I$ die obere. Zu diesem Zeitpunkt wird die Stromrichtung umgeschaltet, so daß

er nach Δt wieder die untere Schwelle erreicht. Die Schwingfrequenz f_0 beträgt daher

$$f_0 = \frac{I}{2C\Delta U} \quad (7.11)$$

und hängt offenbar von drei unabhängigen Größen ab.

Um den Stromverbrauch klein zu halten, ist für C ein kleiner Wert anzustreben. In diesem Fall verursachen jedoch z. B. Substratstörungen durch parasitäre Kapazitäten ein größeres Störsignal am Speicherkondensator. Diese Spannungsänderungen bewirken eine Unsicherheit des Umschaltzeitpunktes und somit Phasenrauschen.

Eine Änderung der Hysterese bewirkt eine Frequenzänderung bzw. Rauschen. Sie kann z. B. durch thermisches Rauschen eines Widerstandsteilers verursacht werden. Die Herleitung der Schwingfrequenz zeigt, daß streng genommen nicht die Hysterese selbst, sondern die Absolutwerte der beiden Schaltschwellen relevant sind. Ein unterschiedliches Referenzpotential zwischen Speicherkondensator und Referenznetzwerk verursacht daher weiteres Rauschen.

Sofern C temperaturstabil ist, wird die Stabilität der Schwingfrequenz von der Betriebsspannungsabhängigkeit und der Temperaturdrift von I und ΔU bestimmt. Sofern beide Größen die gleiche Charakteristik aufweisen, ist das Gesamtergebn wieder stabil. Daher ist eine gemeinsame Referenz zur Erzeugung des Umladestroms und der Hysterese wünschenswert. Damit sich die Hysterese stromproportional verhält, ist eine Realisierung als Widerstandsnetzwerk sinnvoll. Dadurch erzeugt man jedoch starkes Rauschen. Bei Verwendung von Dioden ist das Rauschen kleiner, jedoch geht die Temperaturkompensation verloren [163, 164, 165, 166, 167].

Da der Umladestrom in weiten Grenzen verstellt werden kann, sind große Verstimmungsbereiche realisierbar (z. B. 1:30). Dies mag die Anforderungen an die Temperatur- und Betriebsspannungssensitivität entschärfen. Die mit dieser Struktur erzielten Phasenrauschwerte lassen jedoch einen Einsatz in Funksystemen nicht zu [168, 169, 170]. In [114] wurde ein 5,8 GHz-VCO mit 12,6 mA Stromaufnahme realisiert, dessen Phasenrauschen im Abstand von 1 MHz vom Träger $\mathcal{L}(1 \text{ MHz}) = -63,5 \text{ dBc/Hz}$ beträgt. Der HIPERLAN/2-Zielwert von -96,5 dB bei dieser Frequenz wird also um 35 dB verfehlt.

7.3.2 Ring-Oszillatoren

Ein Ringoszillator besteht aus einer rückgekoppelten Kette von Verstärkern, wie in Abb. 7.7 gezeigt [159, 171, 115, 156, 112, 170, 172]. Wenn der Oszillator als lineare Schaltung aufgefaßt

werden kann, müssen für die aufgetrennte Kette die beiden Schwingbedingungen erfüllt sein^{9,10}:

$$\begin{aligned} v_r &= 1 \\ \phi_r &= 0. \end{aligned} \quad (7.12)$$

Dabei bedeutet v_r die Ringverstärkung und ϕ_r die Phasendrehung des Signals durch den Ring. Im Beispiel verhält sich jede Verstärkerzelle wie eine Transkonduktanz, d. h., eine Eingangsspannung wird in einen Ausgangsstrom gemäß $I_{aus} = G_m \cdot U_{ein}$ transformiert. Dies entspricht der Übertragungsfunktion eines einfachen Transistorverstärkers. In Abb. 7.7 sind die Verstärkerzellen differentiell aufgebaut. Dies ist nicht nur wichtig für die Signalintegrität, sondern ermöglicht auch durch einfaches Vertauschen der Eingänge einen Vorzeichenwechsel, also eine Phasendrehung um 180° . Jede Stufe hat in unserem Modell Tiefpaßcharakter, denn es gilt für die Übertragungsfunktion vom Eingang einer Stufe zum Eingang der nächsten:

$$H(\omega) = \frac{U_{aus}}{U_{ein}} = \frac{G_m R}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}} \quad (7.13)$$

mit $\omega_0 = 1/\tau = 1/(RC)$. Aufgeschlüsselt nach Betrag und Phase erhalten wir daraus

$$\begin{aligned} |H(\omega)| &= \frac{G_m R}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} \\ \phi(\omega) &= \arctan\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) \end{aligned} \quad (7.14)$$

Obige Konfiguration erfüllt die Schwingbedingung folglich für $G_m R = \sqrt{2}$ bei der Frequenz $\omega = \omega_0$.

Hinsichtlich der Frequenzstabilität und des Phasenrauschens verhält sich der Ringoszillator ähnlich schlecht wie der Relaxationsoszillator. Der Verstimmungsbereich ist ebenfalls sehr groß, es sind problemlos $\pm 50\%$ realisierbar. Im Vergleich zum Relaxationsoszillator liefert der Ringoszillator je nach Auslegung passend phasenverschobene Signale, so daß dieser Typ bei Anwendungen ohne extrem hohe Rauschanforderungen sehr beliebt ist.

In jüngster Zeit wurden Veröffentlichungen von CMOS-Ringoszillatoren gemacht, die mit einer modifizierten Struktur deutlich verbessertes Phasenrauschen erzielen. Gemeinsam ist diesen Schaltungen, daß sie einen zweiten Pfad bereitstellen, um Laufzeit und Umschalten separat handhaben zu können. Hwang [117] erzielte mit einem derartigen zweistufigen CMOS-Ringoszillator $\mathcal{L}(1 \text{ MHz}) = -91,4 \text{ dBc/Hz}$ bei 3 GHz Mittenfrequenz. Park [116] erreichte in

⁹Bei sehr langen Ketten gilt dies nicht, da einige Verstärker in Begrenzung gehen werden. Dort kann besser mit Laufzeiten gerechnet werden

¹⁰Zum Anschwingen muß die Ringverstärkung größer als eins sein

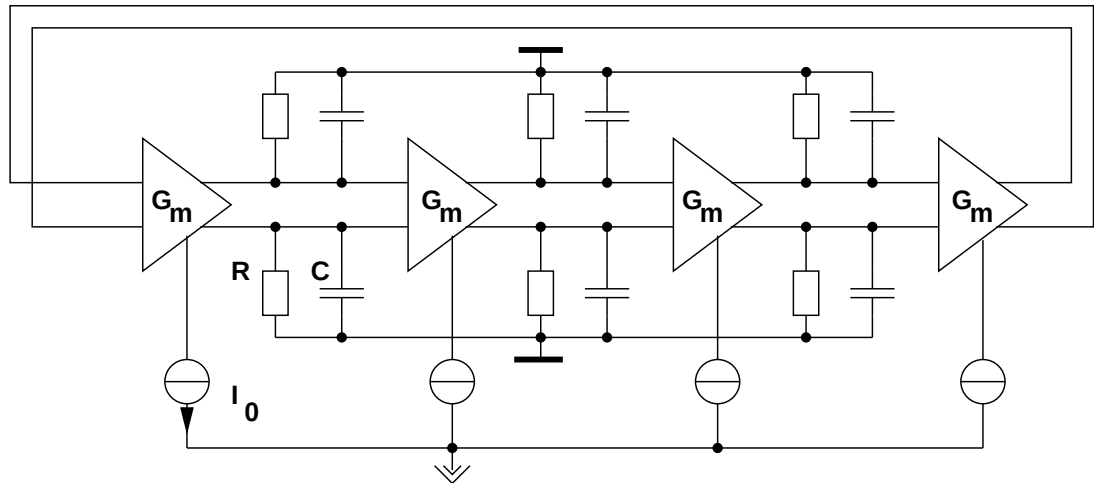


Abb. 7.7: Ringoszillator

0,6 μm -CMOS-Technologie bei 900 MHz ein Phasenrauschen von $\mathcal{L}(1 \text{ MHz}) = -114 \text{ dBc/Hz}$ bei 50% Verstimmbereich¹¹. Vorausgesetzt, daß dieser Oszillator keine anderen gravierenden Mängel aufweist, könnte er die Anforderungen von HIPERLAN/2 bei 1 MHz Offsetfrequenz erfüllen. Gleichzeitig könnte dieser Oszillator das gesamte 5 GHz-Band abdecken. Da ein Ringoszillator jedoch keine ausgeprägte Filterwirkung aufweist, ist zu vermuten, daß er die Anforderungen an das Phasenrauschen bei großen Offsetfrequenzen nicht erfüllt. Diese Vermutung liegt nahe, weil diese Anforderung zuweilen selbst bei LC-Oszillatoren nicht einfach zu erfüllen ist¹².

7.3.3 LC-Oszillatoren

Zu einer anderen Klasse als die bis dahin vorgestellten Oszillatoren gehören die LC-Oszillatoren. Da sie zwei gekoppelte unabhängige Energiespeicher besitzen, werden sie auch als Oszillator zweiter Ordnung bezeichnet¹³. Die Operation kann am einfachsten mit dem Modell des negativen Widerstandes erklärt werden, wie Abb. 7.8 illustriert. Die Verluste von Spule und Kondensator seien rechnerisch im (frequenzabhängigen) Widerstand R_P zusammengefaßt. Eine in L oder C gespeicherte Energie führt zu einer abklingenden Schwingung, weil ein Teil dieser Energie durch R_P in Wärme umgewandelt wird. Um dies zu kompensieren, muß die Oszillatorschaltung einen negativen Widerstand R_{NIC} erzeugen, der den positiven R_P kom-

¹¹Hier ist nicht ganz klar, ob die Messung innerhalb einer PLL erfolgt ist

¹²Der Parallelschwingkreis stellt im Idealfall für $\omega \rightarrow 0$ oder $\omega \rightarrow \infty$ einen Kurzschluß dar

¹³Dasselbe gilt auch für Oszillatoren mit Quarzen, SAW-Filtern oder Leitungsresonatoren

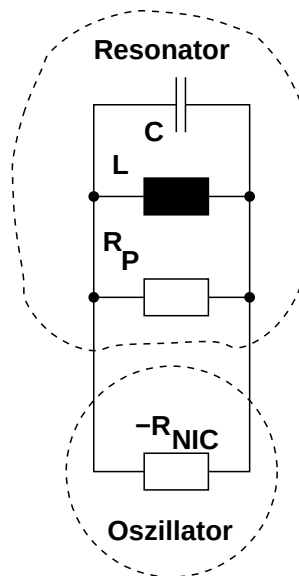


Abb. 7.8: LC-Oszillator nach dem negativ-Widerstands-Prinzip

pensiert bzw. überkompensiert. Eine derartige Schaltung wird auch als **NIC**¹⁴ bezeichnet.

Im Fall $R_{NIC} = -R_P$ verhält sich die Schaltung wie ein idealer Schwingkreis, d. h., einmal angestoßen bleibt die Schwingung auf $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ erhalten. Da sowohl der Widerstand R_P als auch der negative Widerstand R_{NIC} rauschen, wird die Schwingung jedoch gestört, so daß Phasenrauschen entsteht.

Damit nach dem Einschalten eine Schwingung entsteht, muß der negative Widerstand zunächst betragsmäßig größer sein als R_P . Dadurch führen schon kleinste Rauschsignale zum Aufschaukeln der Schwingung. Bei Erreichen der Sollamplitude reduziert sich der negative Widerstand in der Regel durch nichtlineares Verhalten von selbst. Um trotz Bauelement-Toleranzen, Betriebsspannungs- und Temperaturschwankungen ein Anschwingen sicherzustellen, darf R_{NIC} nicht zu knapp bemessen werden.

Allerdings führt ein zu großer Betrag von R_{NIC} nicht nur zu unnötig hohem Stromverbrauch des Oszillators, er verschlechtert auch das Rauschverhalten. Dies wird verständlich, wenn man die Schaltung als klassisches rückgekoppeltes System auffaßt¹⁵. Da R_{NIC} zunächst keine Frequenzabhängigkeit aufweist, wird das Rauschen nur durch den Frequenzgang des Parallelschwingkreises gedämpft. Beträgt die Ringverstärkung jedoch z. B. zwei statt eins, so werden auch Rauschsignale innerhalb der 3 dB-Bandbreite des Schwingkreises effektiv verstärkt. An diesem Umstand ändert auch die einsetzende Begrenzung nichts, da sie nur zeitabhängig arbei-

¹⁴Negativ-Impedanz-Konverter, realisierbar z. B. durch einen kreuzgekoppelten Differenzverstärker

¹⁵Der **NIC** ist eine rückgekoppelte Schaltung

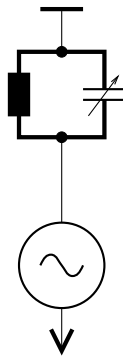


Abb. 7.9: Single-Ended-LC-Oszillator, bestehend aus Parallelschwingkreis und anregender Schaltung. Die fetten Linien kennzeichnen den Pfad, der vom Resonanzstrom durchflossen wird.

tet, d. h., daß die Spitzenwerte der Oszillation durch nichtlineares Verhalten begrenzt werden. Im Nulldurchgang jeder einzelnen Schwingung erreicht eine solche Schaltung jedoch wieder die maximale Ringverstärkung. Da sie dort linear arbeitet, ist der Effekt auf das Phasenrauschen vorhersagbar. Die aktive Regelung des Betrages von R_{NIC} dagegen vermag sowohl das Anschwingen sicherzustellen als auch das Phasenrauschen zu minimieren. Wie in Kapitel 7.4.2 beschrieben wird, wirkt sich eine solche Regelung auch positiv auf die Betriebsspannungssensitivität und Temperaturdrift aus.

Auf die prinzipielle Möglichkeit der Verwendung von Parallel- und Serienschwingkreisen ist schon in Kapitel 7.2 eingegangen worden. Im folgenden werden aus den dort aufgeführten Gründen nur LC-Oszillatoren mit Parallelschwingkreisen betrachtet.

Die in Abb. 7.8 gezeigte Anordnung funktioniert zwar prinzipiell, jedoch ist die Umsetzung in eine konkrete Schaltung so nicht möglich, da kein Pfad für die Versorgung der aktiven Schaltung existiert. Daher ist eine geeignete Modifikation vorzunehmen. Die einfachste Realisierung sieht konzeptionell aus wie in Abb. 7.9. Dort kann ein DC-Strom über die Spule durch die Oszillatorschaltung fließen und den Stromkreis mit der Versorgungsspannungsquelle schließen. In dieser und in den folgenden Abbildungen ist jeweils der Resonatorpfad hervorgehoben, also der Maschenumlauf, durch den im Resonanzfall der Q -fach überhöhte Kreisstrom fließt. Dieser ist zur Optimierung des Oszillators wichtig. Positiv ist an der Struktur nach Abb. 7.9 zunächst, daß das Ausgangssignal als massebezogene Spannung abgreifbar ist. Dennoch ist dieses Konzept für unsere Zwecke ungeeignet. Die Mischer und auch die Schaltungen zur Quadratsignalerzeugung erfordern ein differentielles LO-Signal. Prinzipiell könnte dieses durch einen nachgeschalteten Differenzverstärker erzeugt werden, bei dem ein Eingang auf Masse

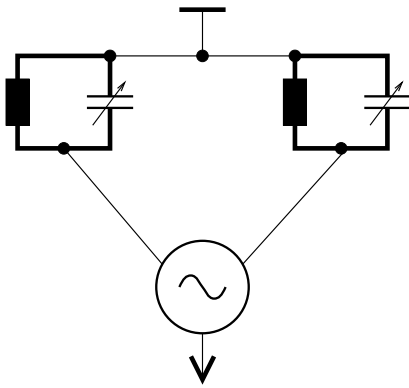


Abb. 7.10: Differentieller Oszillator Typ a

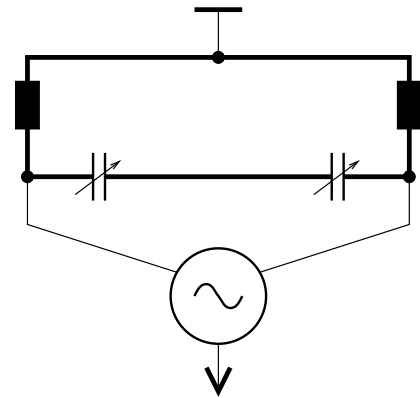


Abb. 7.11: Differentieller Oszillator Typ b

gelegt wird. Bei hohen Frequenzen ist das so erzeugte Signal jedoch weder hinsichtlich der Amplitudengleichheit noch des Phasenfehlers tragbar, da Dämpfungen, kapazitive Kopplungen und Signallaufzeiten Einfluß ausüben [68]. Ein weiteres Problem ergibt sich daraus, daß diese Schaltungsstruktur anfällig gegenüber Gleichtaktstörungen ist. Schaltungen nach der Topologie von Abb. 7.9 gibt es zahlreiche, unter ihnen sind die Meißner-, Hartley-, Colpitts-, Clapp- und Huth-Kühn-Schaltung [173, 174, 175, 176, 177].

Darüberhinaus ist die Spule in Abb. 7.9 einseitig geerdet. Wie in Kapitel 8 gezeigt wird, führt dies nicht nur zu einer reduzierten Eigenresonanzfrequenz, sondern auch zu einer schlechteren Güte gegenüber dem symmetrischen Betrieb.

Eine differentielle Schaltung ist demgegenüber vorteilhafter. Hier gibt es verschiedene Realisierungsmöglichkeiten, deren Eigenschaften kurz untersucht werden sollen. In Abb. 7.10 ist eine Realisierung mit separaten Resonatoren gezeigt. Diese Schaltung bietet zwar ein differentielles Ausgangssignal und eine gute Gleichtaktunterdrückung, hat jedoch das Risiko abweichender Resonanzfrequenzen der beiden Resonatoren, was zu Mehrfachoszillationen führen kann [178, 179, 180]. Schaltungstechnisch ist hier auch die Verstimmung der Kapazität schwierig, sofern mit Sperrschichtkapazitäten gearbeitet wird. Da beide Schwingkreise unabhängig sind, sind sie identisch zu dimensionieren wie in Abb. 7.9. Das bedeutet, daß der Flächenbedarf mehr als verdoppelt wird¹⁶. Durch eine kleine Modifikation dieser Struktur gelangt man zu Abb. 7.11. Hier existiert nur ein Schwingkreis, solange der gemeinsame Knoten zwischen beiden Kondensatoren hochohmig angesteuert wird. Dieser Knoten ist aufgrund der Symmetrie eine virtuelle Masse. Da die äußeren Anschlüsse der Kondensatoren durch die Spulen auf Masse liegen, kann

¹⁶Die Spulen müssen hinreichend voneinander entfernt sein, da sie sonst magnetisch verkoppelt sind, siehe dazu auch Kapitel 7.5

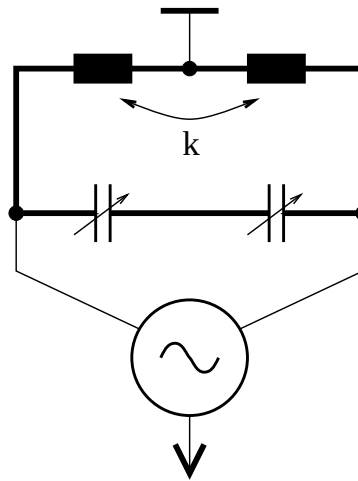


Abb. 7.12: Differentieller Oszillator mit mittenangezapfter Spule

dort sehr einfach eine Steuerspannung für die Varaktoren zugeführt werden. Maßgeblich für die Resonanz sind nun die Serienschaltung beider Induktivitäten und Kapazitäten. Dies hat den Effekt, daß die beiden Spulen jeweils nur die halbe Induktivität haben brauchen, so daß der Flächenbedarf gegenüber Abb. 7.11 kleiner ist. Die Kondensatoren müssen zwar doppelt so groß ausgelegt werden, aber deren Fläche spielt im Vergleich zu den Spulen fast keine Rolle.

Dennoch hat auch diese Struktur Nachteile. Wie in Kapitel 8.1.3 gezeigt wird, steigt tendenziell die Güte der Spule mit deren Induktivität. Obwohl die Gesamtinduktivität mit der in Abb. 7.9 übereinstimmt, ist die Güte in diesem Fall geringer, weil die der einzelnen Spulen geringer ist. Die großen Abmessungen der Spulen sowie der notwendige Abstand zwischen ihnen zur Vermeidung unerwünschter Kopplungen¹⁷ führen dazu, daß der Resonatorpfad unnötig lang wird. Dies hat zusätzliche Verdrahtungswiderstände zur Folge, welche die Güte weiter reduzieren. Die zusätzlichen Verdrahtungskapazitäten reduzieren ferner den erzielbaren Verstimmbereich. Wenn layouttechnisch die Masseschiene des Resonators auch von anderen Schaltungsteilen mitbenutzt wird, kommt es hier aufgrund des Leitungswiderstandes und der Leitungsinduktivität zu erheblichen Störungen.

Eine Kombination der meisten Vorteile der genannten Strukturen vereinigt das in Abb. 7.12 gezeigte Prinzip. Die Schaltung entspricht weitgehend der aus Abb. 7.11, jedoch sind die zuvor separaten Spulen hier zu einer einzigen mittenangezapften Spule verschmolzen. Diese Mittenanzapfung liegt auf einer virtuellen Masse, so daß die Spule scheinbar balanciert betrieben wird. Dies wirkt sich positiv auf die Eigenresonanzfrequenz und die Güte der Spule aus. Zwischen

¹⁷Die Kopplung nebeneinanderliegender Spulen wird u. a. von der Substratdicke und dem Gehäuse mitbestimmt und ist daher schwer kalkulierbar

den „heißen“ Enden der Spule ist die selbe Induktivität wie in Abb. 7.9 zu sehen, daher kann das L/R -Verhältnis ebensogut dimensioniert werden. Der Flächenbedarf dieser Anordnung entspricht, vom Kondensator abgesehen, dem des einfachen Oszillators aus Abb. 7.9. Durch geschicktes Layout kann man zudem erreichen, daß die Varaktoren unmittelbar unter den Spulenanschlüssen liegen, so daß keinerlei zusätzliche Parasiten entstehen. Die Mittenanzapfung der Spule wird nur vom DC-Betriebsstrom des Oszillators durchflossen, so daß auch keine Störungen über die Masseschiene zu erwarten sind. Ein weiterer Vorteil ist, daß die mittenangezapfte Spule innerhalb der Schaltung zwei verschiedene Werte der Induktivität annimmt. Während die magnetische Kopplung der beiden Spulenhälften für das gewünschte Gegentaktsignal eine vergrößerte Induktivität bietet, wird sie für Gleichtaktsignale, etwa Rauschen aus der Stromquelle des Oszillators, reduziert. Hinsichtlich Rauscheinkopplungen ist die mittenangezapfte Spule zwei getrennten Spulen ebenfalls überlegen. Einerseits sorgt die kleinere Gesamtfläche (ca. 63%) für absolut gesehen kleinere Störungen, andererseits teilen sich die beiden Spulenhälften dieselbe Substratfläche, d. h., daß Rauschsignale in diesem Fall korreliert sind. Bei separaten Spulen gilt dies nicht.

Um dieses Konzept nutzen zu können, ist jedoch ein besonderes Spulenlayout erforderlich. Eine konventionelle, von innen nach außen „gewickelte“ Flachspule verhält sich an den beiden Endpunkten stark asymmetrisch. Mißt man in den inneren Anschluß hinein, so macht sich dort überwiegend das Innere der Spule bemerkbar. Dort ist die umschlossene Fläche klein, das Magnetfeld jedoch stark. Folglich ist L tendenziell klein, C und R dagegen groß. Am äußeren Ende kehren sich die Verhältnisse um, hier ist L größer, R und C hingegen im Verhältnis kleiner. Diese Effekte werden detaillierter in Kapitel 8.1.5 und 8.1.6 behandelt.

Abb. 7.13 zeigt ein Photo eines derartigen Resonators. Man erkennt die verschachtelten Windungen der Spule, die zur Symmetrierung dienen. Die beiden heißen Anschlüsse liegen im unteren Bereich direkt nebeneinander. Unter den Anschlüssen sind die beiden Varaktoren angeordnet. Die Mittenanzapfung wird hier direkt auf ein Bondpad gegeben. Da der Anschluß fast nur Gleichstrom führt, ist die Bondinduktivität nicht von großer Bedeutung. Gleichtaktstörungen, die hierdurch verursacht werden können, müssen allerdings durch einen nachgeschalteten Differenzverstärker unterdrückt werden.

Ebenfalls in Abb. 7.13 zu sehen sind das Substratschild, das die Güteminderung aufgrund elektrischer Spulenfelder in das Substrat reduziert, sowie ein (offener) Ring aus Substratkontakten, der Substratstörungen aus der Schaltung von der Spule fernhalten soll und umgekehrt (vgl. Kapitel 8.1.6).

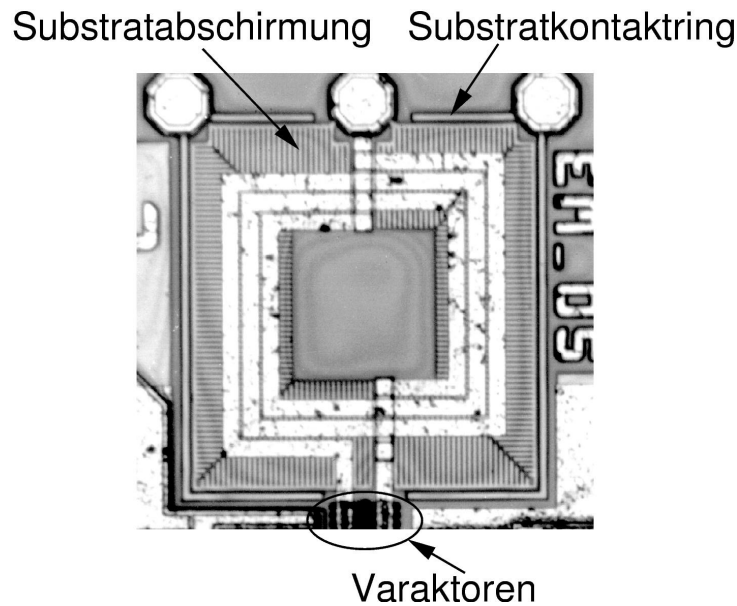


Abb. 7.13: Resonator mit symmetrierter mittengezapfter Spule (Ausschnitt aus dem Chip-photo von „EmOs2“)

Es ist teilweise schwierig, den gewünschten Verstimmungsbereich nur mit Varaktoren zu erzielen. Daher gibt es verschiedene Ansätze, um den Verstimmungsbereich zu erweitern. Einer besteht in der Zuschaltung von Festkondensatoren mit MOSFETs über digitale Steuersignale [181]. Im Vergleich zu einer sehr steilen Steuerkennlinie ergibt sich so ein Satz von weniger steilen, sich überlappenden Kennlinien. Gelingt es, das Rauschen der Schalter niedrig zu halten, so ist dadurch eine Verbesserung des VCO-Rauschens zu erzielen. Alternativ kann dies auch durch Hinzuschaltung von Spulen geschehen [182], wobei ebenfalls das Rauschen der Schalter stört. Eine interessante Methode wurde auch von Chen in [183, 184, 185] vorgestellt. Hier wird eine Kapazität variabler Größe mit Hilfe eines Multiplizierers realisiert. Obwohl auch hier der Multiplizierer eine Rauschspannung in Serie zum Kondensator verursacht, wurden Phasenrauschwerte zwischen -86 und -90 dBc/Hz in 100 kHz Abstand zum 2 GHz- bzw. 1,6 GHz-Träger erzielt.

Es gibt auch Ansätze, LC-Oszillatoren und Ringoszillatoren zu verknüpfen. Das Resultat ist, je nach Betrachtungsweise und Schaltungsauslegung, entweder ein Ringoszillator mit frequenzabhängigem Lastwiderstand, oder aber ein Quadratur-LC-Oszillator (vgl. Kapitel 7.4.3).

Ersetzt man in einem Ringoszillator die Lastwiderstände durch Parallelschwingkreise [180], so wird das Phasenrauschen gegenüber dem normalen Ringoszillator aufgrund der Filterwirkung und der kleinen ohmschen Widerstände immer besser sein, der Verstimmungsbereich ist jedoch ebenfalls deutlich kleiner; denn wenn die Zeitkonstante $\tau_{Ring} = RC$ einen Verstimmungsbereich von

z. B. 50% zuläßt, so ist bei $\tau_{LC} = \sqrt{LC}$ nur ein Wert von höchstens 22% zu erwarten¹⁸. Wird nicht vom Ringoszillator ausgegangen, sondern von gekoppelten LC-Oszillatoren, so ergibt sich die Gefahr separater Resonanzfrequenzen, die aufgrund der Kopplung zu einem Schwebungssignal führen würden. Ein solcher Oszillator wäre nutzlos.

Ein veröffentlichter Oszillator macht sich jedoch genau dieses Prinzip zunutze und erzeugt gewissermaßen durch Mischung von Signalen zweier Oszillatoren mit unterschiedlicher Frequenz ein Ausgangssignal, dessen Frequenz zwischen diesen beiden Extrema liegt [186]. Der Vorteil dieser Lösung liegt darin, daß keinerlei Varaktoren benötigt werden. Das erzielte Phasenrauschen dieses 6 GHz-Oszillators bei 1 MHz Offset beträgt -98,4 dBc/Hz, der Verstimmungsbereich beträgt 1 GHz.

7.3.4 Oszillatoren mit Gyrotoren

In den vorigen Abschnitten wurde deutlich, daß Oszillatoren zweiter Ordnung hinsichtlich des Phasenrauschens besser abschneiden als solche erster Ordnung. Die Realisierung monolithisch integrierter Oszillatoren nach diesem Prinzip wird jedoch durch die schlechte Güte integrierter Spulen erschwert. Zudem stört die große Spulenfläche und die nicht vorhandene magnetische Abschirmung. Daher wäre es wünschenswert, eine Spule mit elektronischen Mitteln nachahmen zu können. Eine Schaltung, die dies ermöglicht, ist der Gyrotor [187]. Die Kombination aus einem Oszillator zweiter Ordnung und einer aktiven Spule sollte aufgrund des durch den Gyrotor verursachten Rauschens ein Phasenrauschen liefern, das zwischen dem des LC-Oszillators und dem eines Oszillators erster Ordnung liegt.

Um den Gyrotor zu verstehen, soll zunächst das Verhalten eines NIC untersucht werden. Wir werden uns hier auf die Behandlung eines idealen NIC bzw. idealen Gyrotors beschränken, die Implementierung mit realen Transistoren ist in [114] beschrieben.

Um eine negative Impedanz zu erzeugen, kann prinzipiell entweder das Vorzeichen der Spannung oder des Stromes umgedreht werden. Man spricht entsprechend von einem U-NIC oder einem I-NIC. Da sich bei hohen Frequenzen und differentieller Schaltungstechnik der Stromschalter bewährt hat, ist die Realisierung eines U-NIC besonders einfach. Abb. 7.14 zeigt die Realisierung eines negativen Widerstandes mit Hilfe eines bipolaren U-NIC. Der NIC kann

¹⁸Aufgrund der Eigenkapazität der Spule reduziert sich der Wert weiter

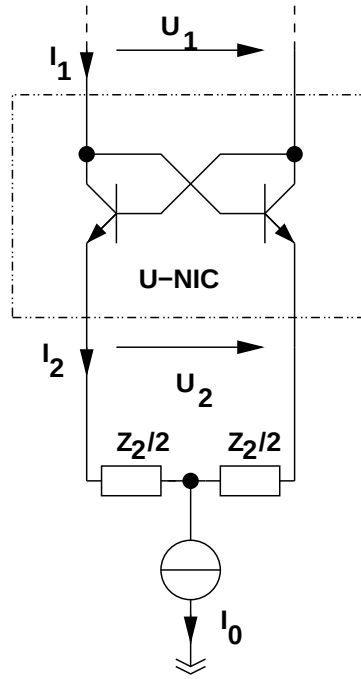


Abb. 7.14: Negativer Widerstand mit bipolarem U-NIC

durch die Kettengleichung

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (7.15)$$

beschrieben werden. Dies kann im Gleichgewichtszustand ($U_1 \approx 0$) leicht anhand eines Maschenumlaufs nachvollzogen werden.

Der Gyrator soll nun eine Transformation der Form

$$Z_1 = \frac{R_g^2}{Z_2} \quad (7.16)$$

durchführen, was sich in Kettenform durch

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & R_g \\ \frac{1}{R_g} & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (7.17)$$

darstellen lässt. Dieses Verhalten kann durch eine Anordnung wie in Abb. 7.15 realisiert werden. Der untere NIC transformiert dabei den Widerstand R_g (Gyratorwiderstand) nach Gleichung 7.15 in einen negativen Widerstand $-R_g$, welcher zu der an den Klemmen 2 und 2' angeschlossenen Impedanz Z_2 parallel liegt. Die beiden Widerstände $R_g/2$ lassen sich durch eine resultierende Kettenmatrix der Form

$$\begin{pmatrix} 1 & R_g \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (7.18)$$

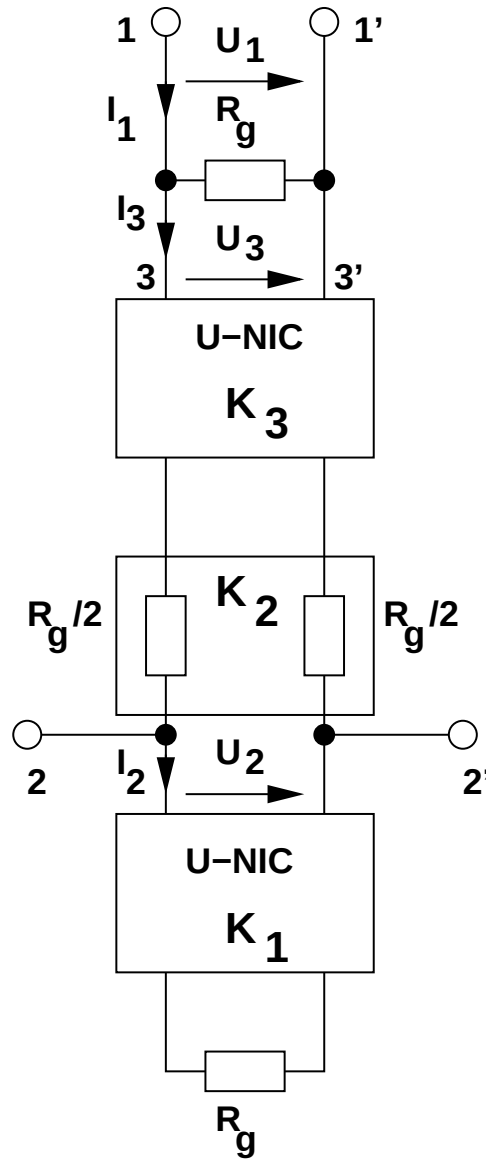


Abb. 7.15: Gyrator aus zwei U-NICs

beschreiben. Für die Transformation von Tor 2-2' nach 3-3' erhalten wir die resultierende Kettenmatrix

$$K_2 K_3 = \begin{pmatrix} 1 & R_g \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -1 & -R_g \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad (7.19)$$

wodurch die transformierte Impedanz von 2-2' an den Klemmen 3-3' als

$$\frac{U_3}{I_3} = -\frac{U_2}{I_2} - R_g = \frac{Z_2 R_g}{Z_2 - R_g} - R_g \quad (7.20)$$

erscheint. Das gewünschte Resultat erhalten wir durch Parallelschaltung des oberen Widerstandes R_g , durch den wir an den Klemmen 1-1'

$$Z_1 = \frac{U_1}{I_1} = \frac{R_g^2}{Z_2} \quad (7.21)$$

erhalten.

Wenn Z_2 nun durch eine Kapazität C dargestellt wird, erscheint diese an den Klemmen 1-1' wegen

$$Z_1 = j\omega C R_g^2 \quad (7.22)$$

wie eine Spule mit Induktivität $C R_g^2$.

Obige Rechnung enthält mehrere Differenzen. Dies zeigt, daß die Funktion des Gyrateurs durch Asymmetrien gestört wird. Dieses Verhalten bestätigte sich auch in Simulationen. Im Fall von Parameterstreuungen enthält die transformierte Spule einen Serienwiderstand, so daß die Schwingkreisgüte leidet¹⁹ [188]. Dies ist speziell bei rein bipolaren Technologien störend, da hier keine abgleichbaren Widerstände zur Verfügung stehen. Mit MOS-Transistoren wäre ein Abgleich der Schaltung möglich.

Selbst wenn der Gyrator perfekt symmetrisch wäre, so würde die transformierte Spule in einem Punkt nicht der realen entsprechen. Zwischen den Klemmen 1-1' und dem Speicherkondensator C an den Klemmen 2-2' liegen Transistoren und Widerstände, die im Ersatzschaltbild als in Reihe geschaltete Rauschspannungsquelle erscheinen. Um das Rauschen klein zu halten, muß R_g reduziert werden. Dadurch steigt der zur Realisierung einer bestimmten Induktivität erforderliche Kapazitätswert an. Um eine 4 nH-Spule zu erzeugen, ist bei Verwendung eines Gyratorwiderstandes von 50 Ω eine Kapazität von 1,6 pF erforderlich. Zum Umladen dieser Kapazität sind erhebliche Ströme erforderlich, zumal bei Parallelresonanz eine Q-fache Stromüberhöhung auftritt. Ein Oszillatorstrom von 0,5 mA erfordert bei einer Güte von 20 einen Resonatorstrom von 10 mA, der durch den Gyrator fließen muß. Dies erzeugt bei 5,8 GHz eine Spannung von nur 172 mV. Die Transistoren müssen für diesen hohen Resonanzstrom dimensioniert werden²⁰.

Solange nur npn-Transistoren zur Verfügung stehen, ist der Freiheitsgrad zur Realisierung einer Gyrateurschaltung klein. In Abb. 7.16 ist eine Schaltung gezeigt, die noch gerade mit 2,7 V Betriebsspannung auskommt. Hier wird der Gyrator durch Vergrößerung des unteren Widerstandes R'_g instabil gemacht, so daß er zusammen mit den Transistorkapazitäten als Oszillator arbeitet. Die Emitterfolger rechts dienen nur der Entkopplung der Last.

In den Simulationen wurden Werte für das Phasenrauschen von $\mathcal{L}(1 \text{ MHz}) = -92,5 \text{ dBc/Hz}$ bei einer Stromaufnahme von 11 mA erzielt. Dieser Wert könnte durch weitere Optimierung

¹⁹Die maximal erzielten Güten von über 1000 brechen dann auf Werte um 10-20 ein

²⁰Eine Serienresonanz ist leider auch hier schlecht zu realisieren, da der Gyrator nur bei kleinen Spannungspegeln funktioniert

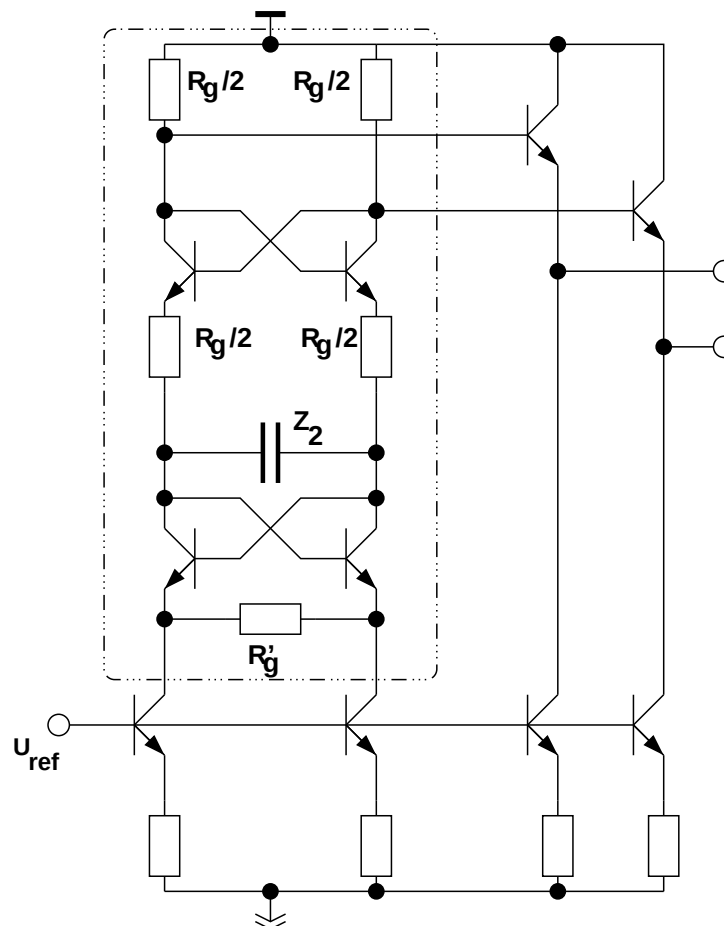


Abb. 7.16: Oszillator mit gyratorbasierter aktiver Spule

sicherlich soweit verbessert werden, daß die HIPERLAN/2-Anforderungen für diesen Wert erfüllt werden. Problematisch ist hingegen das Phasenrauschen weit abseits des Trägers. Hier macht sich das Rauschen der aktiven Bauelemente und der Widerstände negativ bemerkbar, denn Werte unter -110 dBc/Hz waren mit dieser Struktur nicht realisierbar. Dies ist u. a. auf die niedrige Betriebsspannung zurückzuführen, die nur kleine Ausgangsamplituden zuläßt. Mit MOS-Transistoren könnte u. U. eine Schaltungsstruktur gefunden werden, die bei $2,7$ V bessere Rauschwerte zeigt.

Interessant ist der Gyrator im übrigen nicht nur wegen des niedrigeren Flächenverbrauchs im Vergleich zur Spule, sondern auch deshalb, weil sich keine Probleme mit magnetischen Feldern ergeben, wie sie in Kapitel 7.5 untersucht werden. Neben dem Oszillator könnten auch aktive LC-Lasten mit Gyrotoren realisiert werden. Hier würde das Rauschverhalten nicht so stark ins Gewicht fallen, der Stromverbrauch allerdings schon.

7.4 Entwürfe emittergekoppelter Oszillatoren

Ausgehend von den Ergebnissen der Voruntersuchung wurden Schaltungen auf Basis des differentiellen LC-Oszillators mit mittengangezapfter Spule realisiert. Von den verschiedenen Oszillatorkonfigurationen erwies sich dabei der differentielle emittergekoppelte Oszillator als besonders „gutmütig“ und robust gegenüber Parameterschwankungen. In der einfachsten Form entspricht die Oszillatorschaltung dabei einem U-NIC.

7.4.1 Einfache Schaltung

In Abb. 7.17 ist der Schaltungskern eines der ersten entworfenen emittergekoppelten Oszillatoren gezeigt [114]. Man erkennt die kreuzgekoppelte Struktur des NIC sowie die mittengan-

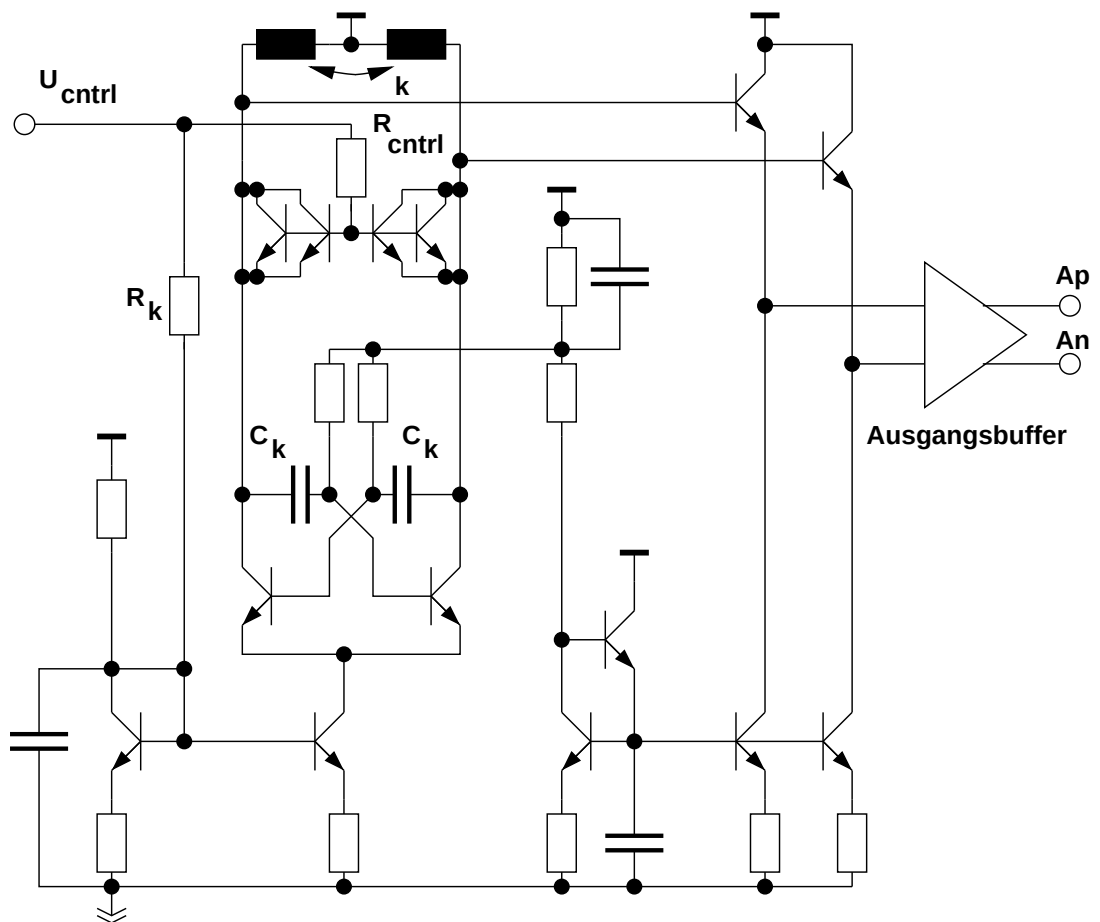


Abb. 7.17: Einfacher emittergekoppelter Oszillator mit Gütekorrektur

angezapfte Spule. Da die Technologie keine Varaktoren bot, wurden Sperrschichtkapazitäten von npn-Transistoren verwendet. In der Abbildung werden sowohl die BE- als auch die BC-Dioden der Transistoren verwendet. Da die Spule einen DC-Pfad gegen Masse bietet, kann der

Mittelpunkt der Ersatz-Varaktoren über den gesamten Betriebsspannungsbereich hinweg verstellt werden. Der Widerstand R_{ctrl} verhindert einerseits, daß geringfügige Asymmetrien in der Spule zu unabhängigen Schwingungen führen, andererseits verhindert er eine nennenswerte Flußpolung der Varaktoren, wie sie bei geringen Sperrspannungen und großen Schwingungsamplituden auftreten würde. Eine solche Flußpolung führt zu einer drastischen Verschlechterung der Resonatorgüte.

Damit die Basis-Kollektor-Kapazität der NIC-Transistoren kleiner wird, erfolgt die Rückkopplung kapazitiv. Der Basisstrom wird über separate Biaswiderstände von einem tieferliegenden Potential zugeführt. Die Stromquellenreferenz entspricht weitgehend der Eingangsseite eines degenerierten Stromspiegels. Der Oszillatorstrom wird jedoch nicht allein durch die Betriebsspannung festgelegt, sondern zusätzlich mit Hilfe des Widerstandes R_k durch die Steuerspannung U_{ctrl} . Diese Maßnahme stabilisiert die Ausgangsamplitude des Oszillators gegenüber der Steuerspannung, da die Schwingkreisgüte von der Höhe der Varaktorsperrspannung abhängt. Die Funktion von R_k wird hier aus diesem Grunde als Gütekorrektur bezeichnet.

Abb. 7.18 zeigt, wie sich die Ausgangsamplitude bei Verstimmung der Oszillatorfrequenz aufgrund der sich ändernden Güte verhält. Ohne die Hilfe von R_k ändert sich die Amplitude um $\pm 11\%$, mit seiner Hilfe nur um $\pm 4,5\%$. Diese Kompensation ist besonders deshalb hilfreich, weil sie wesentlich schneller wirkt als eine Amplitudenregelung dies könnte. Daher ist sie insbesondere bei Frequenzwechseln von Nutzen.

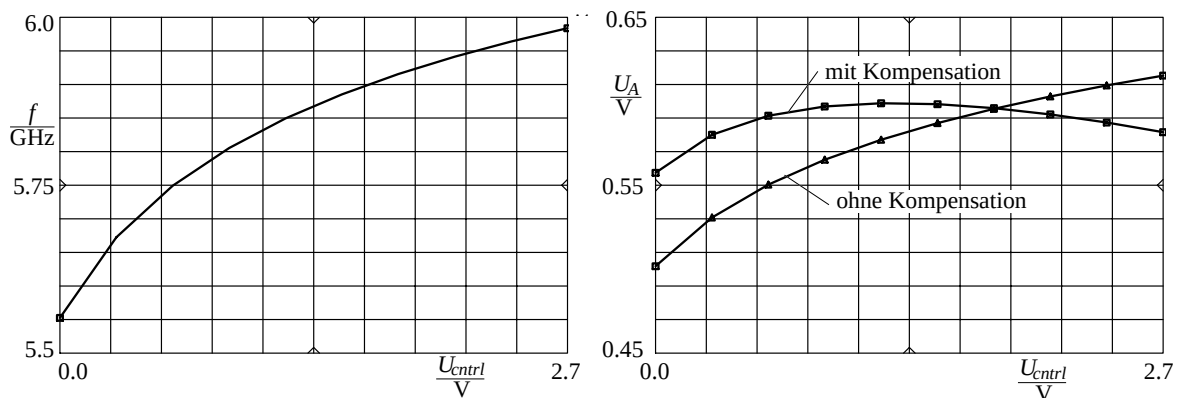


Abb. 7.18: Frequenzverstimmung und Amplitudenänderung über der Steuerspannung, Pre-Layout [114]

Da zu dieser Zeit die Spulenmodellierungssoftware „grover“ noch nicht existierte und an-

dere erhältliche Programme keine überzeugenden Modelle lieferten²¹, wurde die Spule geometrisch ähnlich ausgelegt wie eine, von der in der Literatur hinreichende Daten bekannt waren [193, 194]. Da jedoch die Wicklungsart der symmetrierten Spule anders ist als bei konventionellen Spulen, mußte dennoch ein neues Modell erzeugt werden. Einen Ansatz hierfür bietet das Konzept der partiellen Induktivitäten, das von Greenhouse [195] nach den Ergebnissen von Grover [196] speziell auf rechteckförmige Leiterquerschnitte zugeschnitten wurde. Bei diesem Konzept wird das Gesamtmodell Stück für Stück aus den einzelnen geraden Segmenten der Spule zusammengesetzt, für die jeweils auch der Serienwiderstand und die Substratkapazität etc. bestimmt werden [114]. Die Modellverifikation konnte so in Teilen durch Vergleich mit den Spulendaten aus der Literatur vorgenommen werden.

Für die Realisierung des in Abb. 7.19 Layouts wurde eine erste Fassung des von mir entwickelten Programms „grover“ benutzt, das ausgehend von einer geometrischen Beschreibung der Spule ein SPICE-Modell erzeugt (siehe Kapitel 8.2.2). Um später Rückschlüsse auf das Modell ziehen zu können, wurde die Spulengeometrie immer noch ähnlich zu der in der Literatur belassen, obwohl sich abzeichnete, daß die Spule ungeeignet für 5,8 GHz ist. Der gesamte Oszillator ist $0,8 \cdot 0,8 \text{ mm}^2$ groß, die Spulenabmessung beträgt ca. $0,3 \cdot 0,3 \text{ mm}^2$. Gegenüber der ursprünglichen Schaltung aus [114] haben sich die Daten des tatsächlich gefertigten Oszillators trotz gleichbleibender Geometrie deutlich geändert, da sich zwischenzeitlich die Technologieparameter geändert haben. Die damit einhergegangene Vergrößerung der Kollektor-Substrat-Kapazität machten eine Änderung der Varaktorbeschaltung erforderlich. Im Gegensatz zur Schaltung in Abb. 7.17 wurden die Basis-Kollektor-Dioden nicht zur Verstimmung benutzt, sondern die zusammengeschalteten Kollektoren mit den Basen kurzgeschlossen [72]. Damit liegen sie auf einer virtuellen Masse und stören nicht weiter. Das sehr viel kleinere MJE der BE-Diode (0,145) gegenüber dem MJC der BC-Diode (0,33) führt leider auch zu einer Verkleinerung des Verstimmungsbereichs.

An dieser Stelle wird deutlich, daß auch die Varaktoren einen erheblichen Einfluß auf die Qualität des Oszillators haben. Ihre eigene Güte kann durchaus 20 betragen und ist somit im Vergleich zur Spule vernachlässigbar. Eine kleine Variierbarkeit ΔC führt jedoch dazu, daß die Größe der Varaktoren erhöht werden muß. Um dies auszugleichen, muß die Induktivität der Spule reduziert werden. Dies kann zu einer Reduktion der Güte der Spule führen, fast immer steigt jedoch der Stromverbrauch des Oszillators an. Dies liegt daran, daß der Q-fach überhöhte Oszillatorstrom an einer kleineren Induktivität eine kleinere Ausgangsspannung erzeugt. Die

²¹Das Programm ASITIC [189, 190, 191, 192] etwa ermittelte einen negativen Spulenwiderstand

Optimierung von Varaktoren ist daher ein Thema für sich [197, 198, 199, 200, 201, 202, 203, 204].

Man erkennt in Abb. 7.19 auf der rechten Seite im oberen und unteren Bereich je zwei große Kapazitäten. Diese gehören zu den Referenzspannungsquellen des Oszillators und des Ausgangstreibers. Der Ausgangstreiber benötigt eine separate Referenz, da es sonst zu Rückwirkungen kommt, die sich negativ auf den Betrieb auswirken.

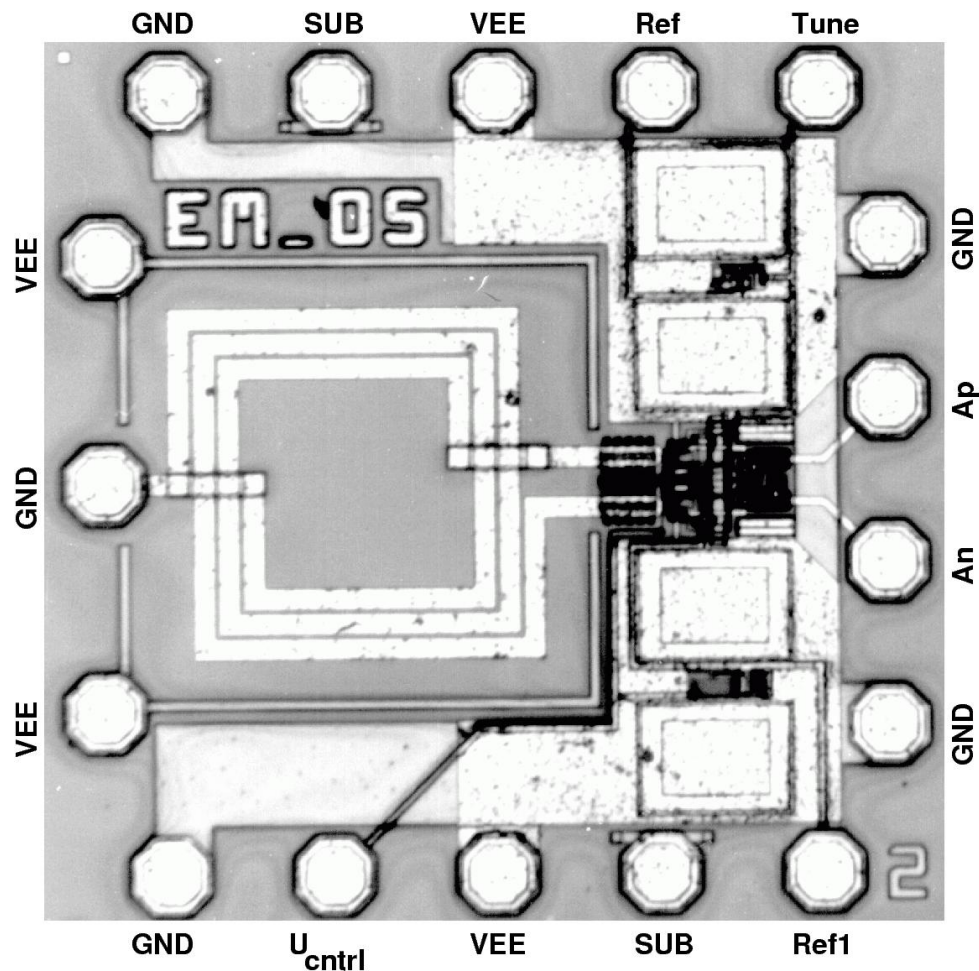


Abb. 7.19: Chippfoto des LC-Oszillators „EmOs“

Das verteilte Modell ist unhandlich, wenn man über charakteristische Werte der Spule sprechen will. Aus diesem Grund ermöglicht „grover“ die Erzeugung eines konzentrierten Modells, dessen Parameter an das Verhalten des verteilten Modells angepaßt werden. Der direkte Vergleich offenbart jedoch einige Schwächen des üblichen konzentrierten Modells, so daß das von mir benutzte Modell um die in Abb. 7.20 grau gezeichneten Elemente erweitert wurde. Diese zusätzlichen Elemente verbessern den Frequenzgang im Bereich der Eigenresonanzfrequenz der Spule. Tabelle 7.1 faßt die simulierten Daten der Spule von „EmOs“ zusammen.

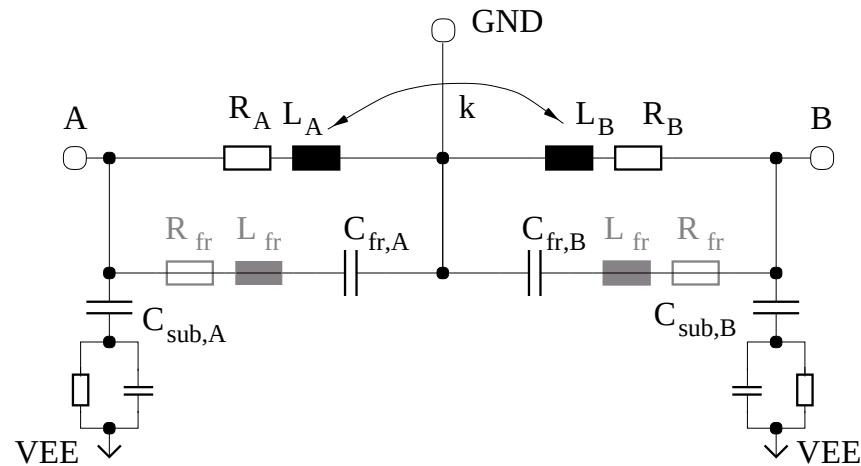


Abb. 7.20: Erweitertes konzentriertes Modell

Tab. 7.1: Kennwerte der Spule von „EmOs1“

Abmessungen	304 μm · 304 μm
Eigeninduktivitäten L_A, L_B	1,3 nH
Koppelfaktor	48%
Gegentaktinduktivität $L_{\text{odd},A}, L_{\text{odd},B}$	2,07 nH
Gleichtaktinduktivität $L_{\text{even},A}, L_{\text{even},B}$	0,68 nH
DC-Widerstand R_A, R_B	1,4 Ω
Koppelkapazität $C_{f,A}, C_{f,B}$	85 fF
Substratkapazität $C_{\text{sub},A}, C_{\text{sub},B}$	450 fF
maximale Güte Q_{max}	3,6 bei 3,3 GHz

Insbesondere die zu niedrige Frequenz der maximalen Güte beeinträchtigt das Phasenrauschen des Oszillators negativ. Die Änderung der Technologieparameter und der Transistorlayouts kurz vor dem Tapeout führten zu einer Abweichung der ursprünglich simulierten Eigenschaften und den gemessenen insbesondere bei der Mittenfrequenz und der Verstimmbarkeit. Die Nachsimulation mit neuen Transistormodellen und Layoutparasiten (Verdrahtungskapazitäten) zeigt jedoch eine gute Übereinstimmung. Der Oszillator wurde in zwei Varianten gefertigt, die sich nur in einem Detail unterscheiden. Dieses Detail ist die elektrische Substratabschirmung unter der Spule, wie sie in Abb. 7.13 auf Seite 200 zu sehen ist. Diese Abschirmung ist durch schmale Metallstreifen auf der untersten Metallisierungsebene realisiert worden und vermindert den resistiven Anteil der Koppelkapazität C_f , da die elektrischen Felder nicht mehr in

das 12 Ωcm -Substrat eindringen können. Der Gewinn im Phasenrauschen beträgt etwa 3-4 dB. Insgesamt gesehen ist das Phasenrauschen schlechter als simuliert. Fast durchgehend beträgt die Abweichung zwischen mit Spectre/RF simuliertem und gemessenem Phasenrauschen 8 dB²².

Wie in [157, 158, 159, 160] beschrieben, stimmt die im Ausgangsspektrum beobachtete $1/f$ -Frequenz nicht mit der Eckfrequenz des $1/f$ -Rauschens überein, sondern reduziert sich mit zunehmender Linearität. Um diesen Effekt zu beobachten, wurde die Rauschfrequenz der Transistoren auf 10 kHz eingestellt und das Phasenrauschen simuliert. Abb. 7.21 zeigt, daß die Eckfrequenz im Ausgangsspektrum auf 140 Hz gesunken ist, was einer Unterdrückung um den Faktor 70 entspricht. Diese gute Symmetrie ist u. a. auf die starke Kopplung zwischen den beiden Spulenhälften zurückzuführen.

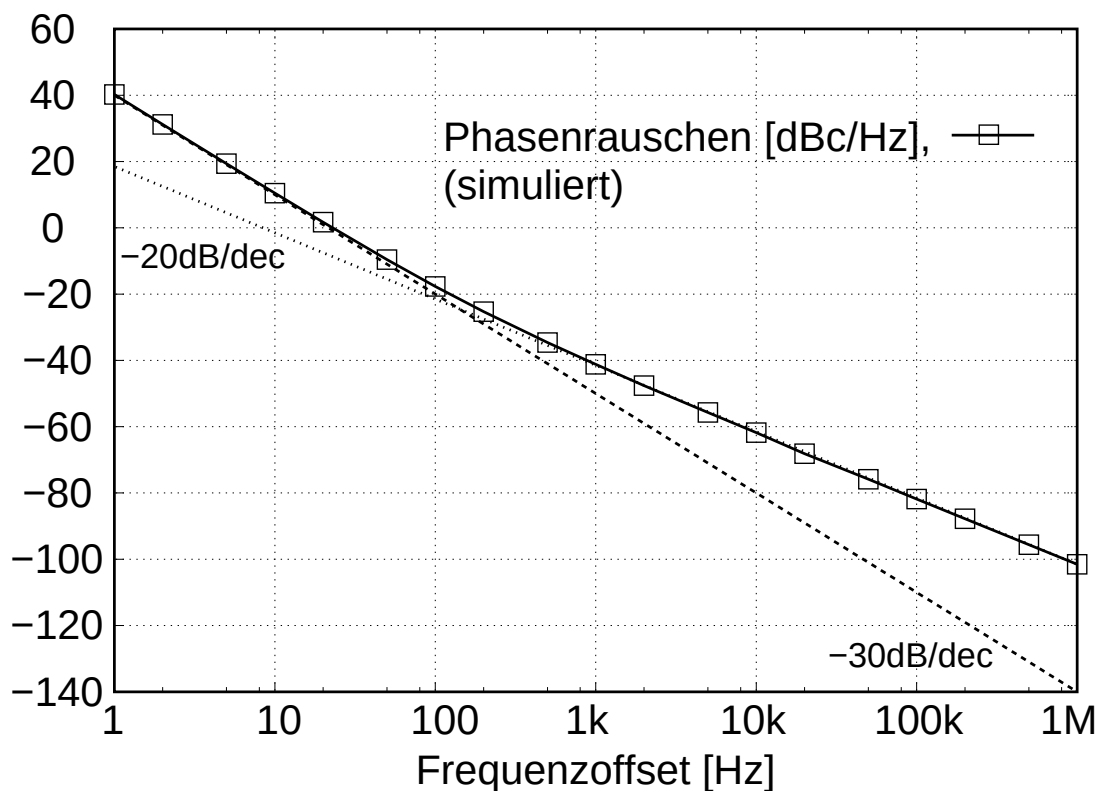


Abb. 7.21: Simuliertes Phasenrauschen: Verschiebung der $1/f$ -Eckfrequenz

Das gemessene Ausgangsspektrum des freilaufenden Oszillators zeigt Abb. 7.22. Man erkennt, daß praktisch keine störenden Seitenbänder vorhanden sind, wie sie normalerweise durch Störungen auf der Versorgungsspannung hervorgerufen werden. Dies ist auf die starke Gleichtaktunterdrückung zurückzuführen, die eine Konsequenz der mittenangezapften Spule ist. Im Vergleich zu einem Oszillator mit konventionellen Spulen ist die Gleichtaktunterdrückung um

²²Ein Teil davon wird Spectre zugeschoben, ein Teil dem Meßaufbau

den Faktor $L_{odd}/L_{even} = (1 + k)/(1 - k)$ besser, was in diesem Fall etwa 9 dB ausmacht.

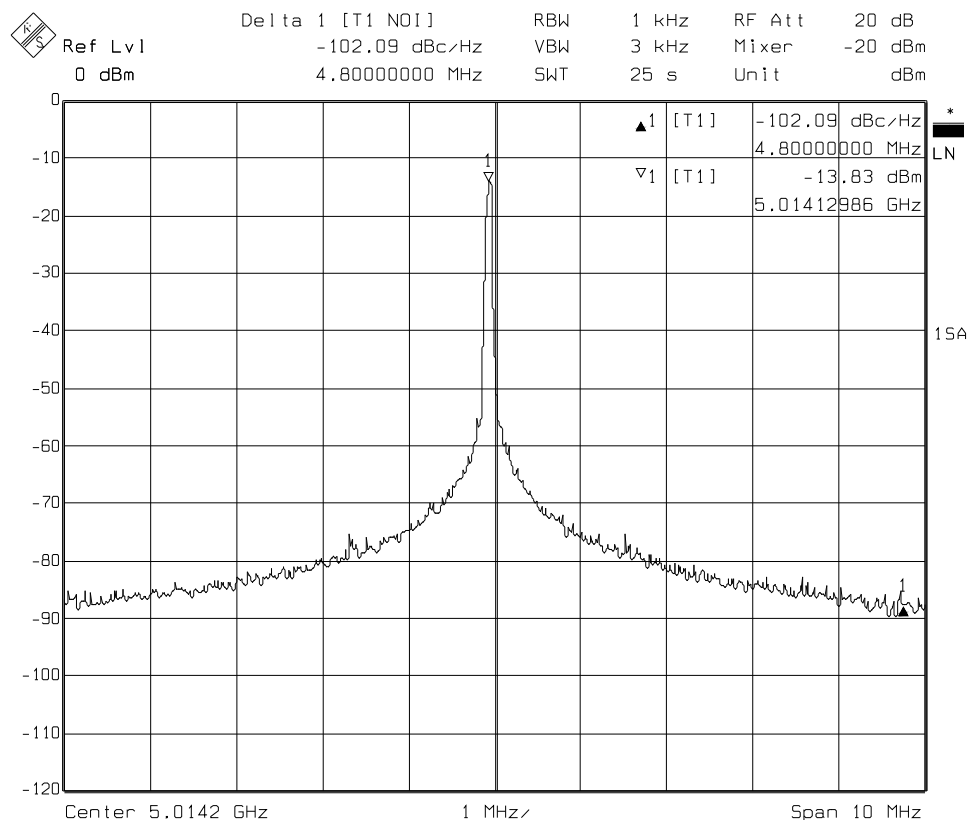


Abb. 7.22: Gemessenes Ausgangsspektrum des LC-Oszillators „EmOs“

Abb. 7.23 zeigt die Betriebsspannungsabhängigkeit des Oszillators anhand der Steuerkennlinie für drei verschiedene Betriebsspannungen. Die Linien in der Mitte entsprechen dem Normalzustand bei 2,7 V Betriebsspannung und ohne äußere Eingriffe. Man erkennt, daß mit zunehmender Betriebsspannung die Mittenfrequenz sinkt bzw. bei fallender Betriebsspannung steigt. Die Ursache hierfür liegt im wesentlichen in den Diffusionskapazitäten der Transistoren, die proportional zum Kollektorstrom sind. Die einfache Spannungsreferenz erzeugt einen Betriebsstrom, der im wesentlichen proportional zu $(U_{VEE} - U_{BE})/R$ ist. Dies kann verifiziert werden, indem man mit Hilfe eines externen Potentiometers die Referenzspannung beeinflusst. Die als „tuned“ bezeichneten Kurven sind auf diese Weise entstanden. Sie liegen fast deckungsgleich über der bei 2,7 V. Auch die Änderung der Mittenfrequenz über der Temperatur kann zu einem großen Teil auf Stromänderungen zurückgeführt werden, wie im Kapitel 7.4.2 gezeigt wird. Da der Effekt stark ausgeprägt ist, wird er z. T. auch gezielt zur Verstimmung von VCOs eingesetzt [205, 206].

Den Vergleich zwischen simulierter und gemessener Steuerkennlinie des Oszillators zeigt

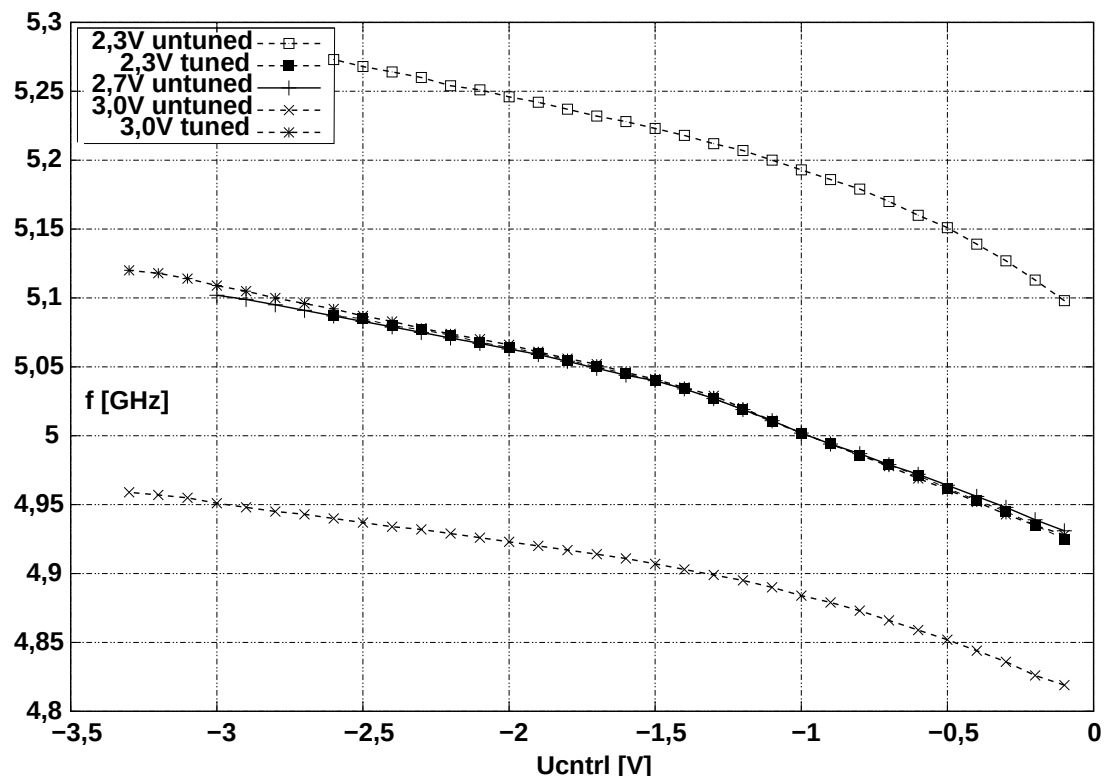


Abb. 7.23: Gemessene Betriebsspannungssensitivität des LC-Oszillators „EmOs2“

Abb. 7.24. Neben einer Verschiebung um rund 40 MHz stimmen die beiden Kurven für betragsmäßige Steuerspannungen über 0,8 V gut überein. Lediglich bei sehr kleinen Sperrspannungen über den Varaktordioden ist der tatsächliche Verlauf deutlich flacher als simuliert. Eine genaue Ursache hierfür konnte nicht gefunden werden. Eine Veränderung von [MJE](#) oder anderer Parameter hat immer auch andere Wirkungen, die den Schluß nahelegen, daß sowohl das Transistor- als auch das Spulenmodell stimmen. Scheinbar ist das Gummel-Poon-Modell in diesem Bereich nicht gut für die Beschreibung der BE-Sperrschichtkapazität eines SiGe-HBT geeignet.

Tabelle 7.2 vergleicht die gemessenen Werte der beiden Oszillatorvarianten. Die Änderung der Mittenfrequenz und des Verstimmungsbereichs bei Verwendung der Substratabschirmung ist dabei relativ klein und in jedem Fall kleiner als bei konventionellen Spulen. Der Grund liegt darin, daß bei der symmetrierten Spule nebeneinanderliegende Windungen entgegengesetztes Potential haben, so daß die Feldlinien teilweise horizontal verlaufen.

7.4.2 Betriebsspannungs- und Temperaturabhängigkeit

Die große Empfindlichkeit gegenüber der Betriebsspannung ist für batteriebetriebene Geräte ein Problem. Nachdem im vorangegangenen Abschnitt bereits die Ursache gefunden wurde, näm-

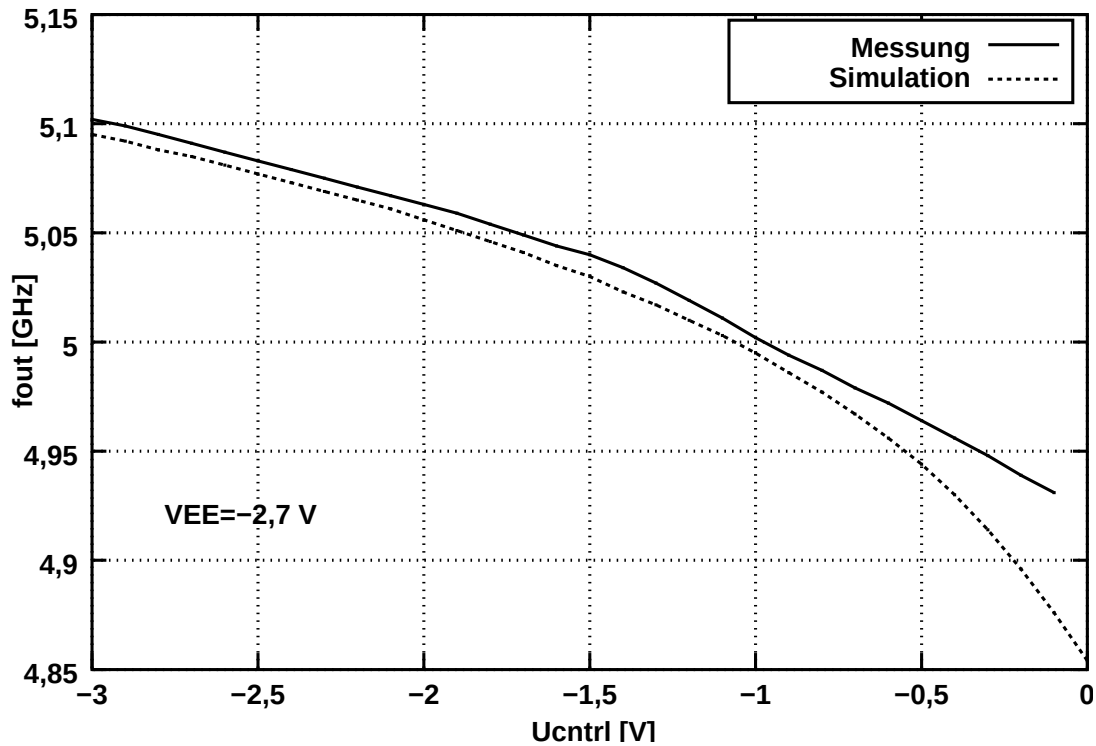


Abb. 7.24: Gemessene Steuerkennlinie des LC-Oszillators „EmOs2“

lich die Änderung des Betriebsstromes, wurde in einem Redesign eine Amplitudenregelung vorgesehen [207, 208]. Abb. 7.25 zeigt das vereinfachte Schaltbild des Oszillators. Der Oszillatorkern ist weitgehend gleich geblieben, im Vergleich zum oben beschriebenen VCO sind die Kollektoren der als Varaktor geschalteten Transistoren hier jedoch nur untereinander angeschlossen. Damit bilden auch sie eine virtuelle Masse, schirmen jedoch die BE-Varaktordiode gegenüber dem Substrat ab. Der zusätzliche Kondensator C_1 reduziert die Amplitude des rückgekoppelten Signals, um Sättigungseffekte zu vermeiden. Die Stromversorgung des Oszillatorkerns ist dreigeteilt. Neben einem festen Strom, der von der 1 V-Referenz (siehe Kapitel 5.8.3) zum Anschwingen geliefert wird, gibt es einen zweiten Anteil, der wie oben beschrieben mit der Steuerspannung moduliert wird, um Güteänderungen auszugleichen [114]. Ein dritter Strom schließlich wird über einen Regelkreis gewonnen, der die Amplitude des Oszillators und damit indirekt seinen Betriebsstrom reguliert. Dieser Ansatz erlaubt zudem, die Ringverstärkung des Oszillators im eingeschwungenen Zustand auf einem Mindestwert zu halten, was sich prinzipiell positiv auf das Phasenrauschen auswirken sollte [209, 210, 136].

Die Gleichrichtung, Amplitudenmessung und Regelung ist in Abb. 7.26 gezeigt. Klassische Gleichrichterschaltungen mit Dioden funktionieren bei derart hohen Frequenzen nicht mehr, selbst wenn die Dioden mit Transistoren realisiert werden, deren Transitfrequenz fast achtfach

Tab. 7.2: Gemessene Werte der Oszillatoren „EmOs “ und „EmOs2“

	EmOs (normale Spule)	EmOs2 (abgeschirmt)
Betriebsspannung	−2,3 V bis −3,3 V	
Stromaufnahme (50% im Buffer)	15 mA bei −2,7 V	
Ausgangsleistung	−3,5 dBm single-ended bei −2,7 V	
Mittenfrequenz	5,05 GHz	4,975 GHz
Verstimmbereich	175 MHz über 2,7 V	150 MHz über 2,7 V
Betriebsspannungssensitivität	400 MHz/V	
SSB-Phasenrauschen $\mathcal{L}$	−79 dBc/Hz@ 100 kHz −99 dBc/Hz@ 1 MHz	−82 dBc/Hz@ 100 kHz −103 dBc/Hz@ 1 MHz

höher ist. Der Grund hierfür liegt in den Transistorkapazitäten, insbesondere der Diffusionskapazität. Eine alternative Lösung liegt in der Verwendung gekoppelter Emitterfolger. Werden zwei Emitterfolger mit einem Differenzsignal gespeist, so wird das Potential am Emitterknoten vom jeweils größeren Eingangssignal bestimmt, da der dort angeschlossene Transistor über das U_{BE} den Knoten hochzieht, während der andere Transistor abschaltet. Bei genauer Betrachtung ist diese Schaltung nichts anderes als ein Differenzverstärker. Hier wird jedoch nur das Emittersignal benutzt, das aufgrund der achssymmetrischen Übertragungsfunktion Gleichrichtercharakter besitzt.

Damit der gleichgerichtete Wert unabhängig vom DC-Pegel der Eingangssignale ist, wird der Referenzpegel über ein Mittelwertfilter gebildet. Dieses besteht aus einem Filterkondensator, der über zwei gleich große Widerstände von beiden Signalen gespeist wird. Von diesem Knoten aus wird über einen stromdurchflossenen Widerstand ein Referenzpegel definiert. Die Differenz zwischen diesem und dem Gleichrichterausgang wird mehrfach gefiltert und integriert (PI-Typ). Das Ausgangssignal des Reglers steuert schließlich die dritte Stromquelle des VCO. Die Filterung der HF-Komponenten, insbesondere die der doppelten LO-Frequenz, ist wichtig, da die Rückwirkung andernfalls zur Modulation des Oszillators führt. Die Kondensatoren müssen entsprechend effektiv eingesetzt werden, um mit möglichst wenig Fläche eine möglichst gute Unterdrückung zu realisieren [68]. Die Stromquelle, mit deren Hilfe das Referenzpotential definiert wird, ist mit Hilfe eines optionalen externen Potentiometers justierbar. Dadurch kann die Sollamplitude manipuliert bzw. der Regler deaktiviert werden.

Um auch die Signalform am Resonator messen zu können, findet in diesem Oszillator der

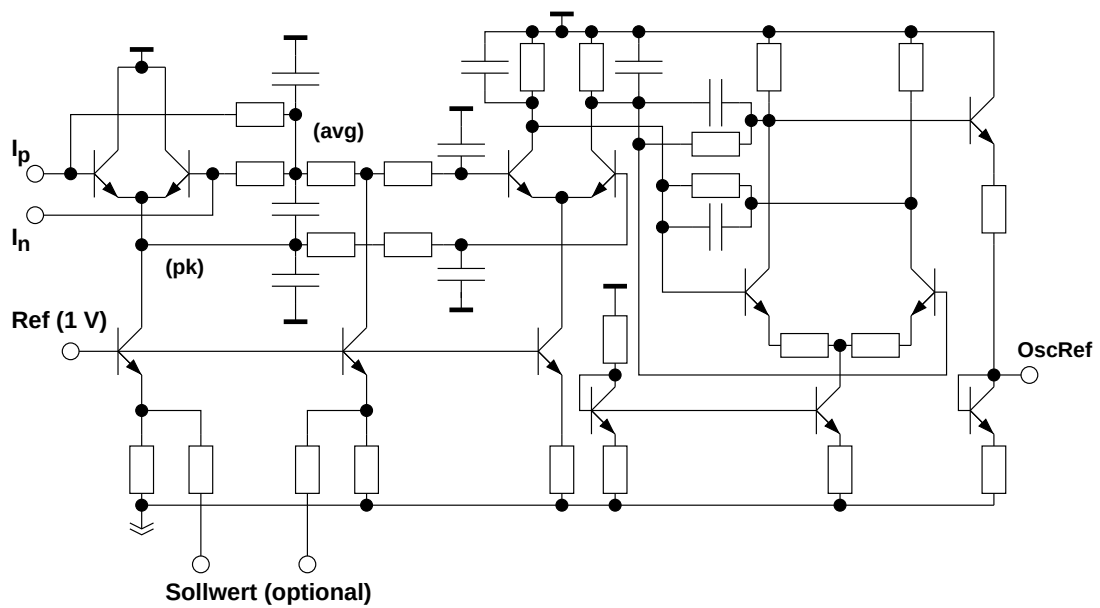


Abb. 7.26: Regler des LC-Oszillators „EmOs3“ [207, 208]

über einen großen Bereich hinweg skalierbar. Ihre simulierten Daten sind in Tabelle 7.3 zusammengefaßt. Auch diese Spule weist das Gütemaximum nicht bei 5,8 GHz auf. Um dorthin zu kommen, wäre ein geringerer Windungsabstand als $5 \mu\text{m}$ erforderlich. Dies wäre zwar nach den Designrichtlinien möglich gewesen, hätte jedoch bei der Handhabung der winzigen Chips viel Ausschuß verursacht²³. Ein Vergleich verschiedener Spulengeometrien ist in Kapitel 8.1.5 gezeigt.

Abb. 7.28 zeigt die gemessene Steuerkennlinie des Oszillators im Vergleich zur Simulation. Um den Vergleich zu vereinfachen, wurde die simulierte Kurve um 30 MHz verschoben. Man sieht auch hier wieder, daß für Sperrspannungen größer als 0,8 V eine gute Übereinstimmung erzielt wird. Die Betriebsspannungsabhängigkeit zeigt Abb. 7.29. Dort sind drei Kurvenpaare gezeigt, je Paar eine Messung bei $U_{ctrl} = 0$ und eine bei $U_{ctrl} = -2,7 \text{ V}$. Die durchgezogenen Linien zeigen den Oszillator im geregelten Betrieb. Ab etwa 2,5 V Betriebsspannung setzt die Regelung ein und hält die Frequenz über der Betriebsspannung weitgehend konstant. Um den möglichen Regelbereich zu illustrieren, wurde der Regler mit Hilfe eines externen Potentiometers an den oberen und unteren Anschlag gebracht, so daß der Oszillator mal mit minimalem und mal mit maximalem Strom arbeitet. Die kurz bzw. lang gestrichelten Kurven zeigen das Ergebnis.

Das Spektrum des freilaufenden Oszillators ist in Abb. 7.30 gezeigt. Bei deaktiviertem Reg-

²³Das dünne Deckoxid kann, sofern vorhanden, kaum eine mechanische Schutzwirkung ausüben

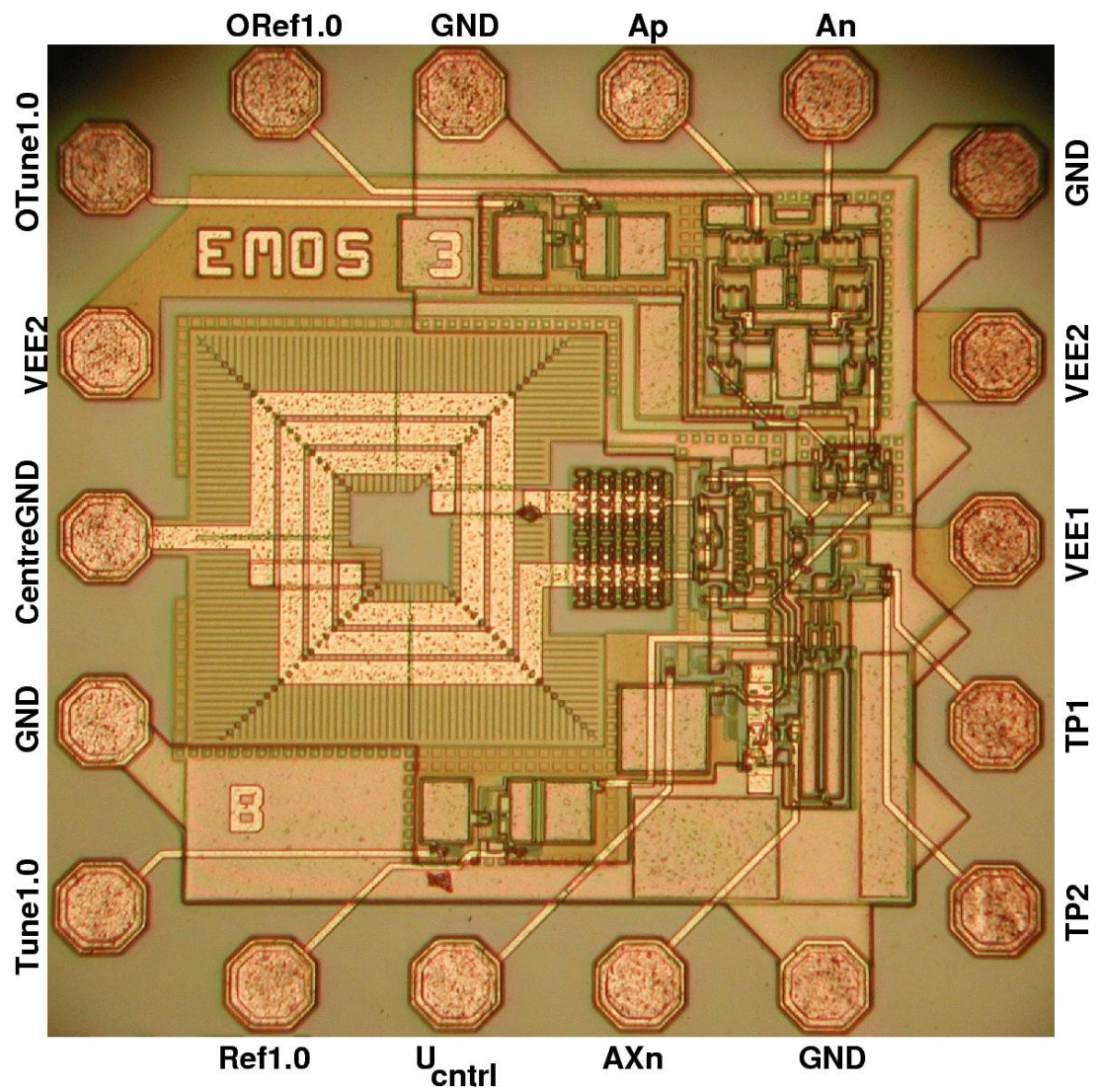


Abb. 7.27: Chippfoto des LC-Oszillators „EmOs3“ [207, 208]

Tab. 7.3: Simulierte Kennwerte der Spule von „EmOs3“ [207, 208]

Abmessungen	220 μm · 220 μm
Eigeninduktivitäten L_1, L_2	0,75 nH
Koppelfaktor	35%
Gegentaktinduktivität $L_{\text{odd},A}, L_{\text{odd},B}$	1,01 nH
Gleichtaktinduktivität $L_{\text{even},A}, L_{\text{even},B}$	0,49 nH
DC-Widerstand R_A, R_B	1,0 Ω
maximale Güte Q_{max}	7,4 bei 3,7 GHz
Eigenresonanzfrequenz	11,4 GHz
Güte bei 5,8 GHz	5,7

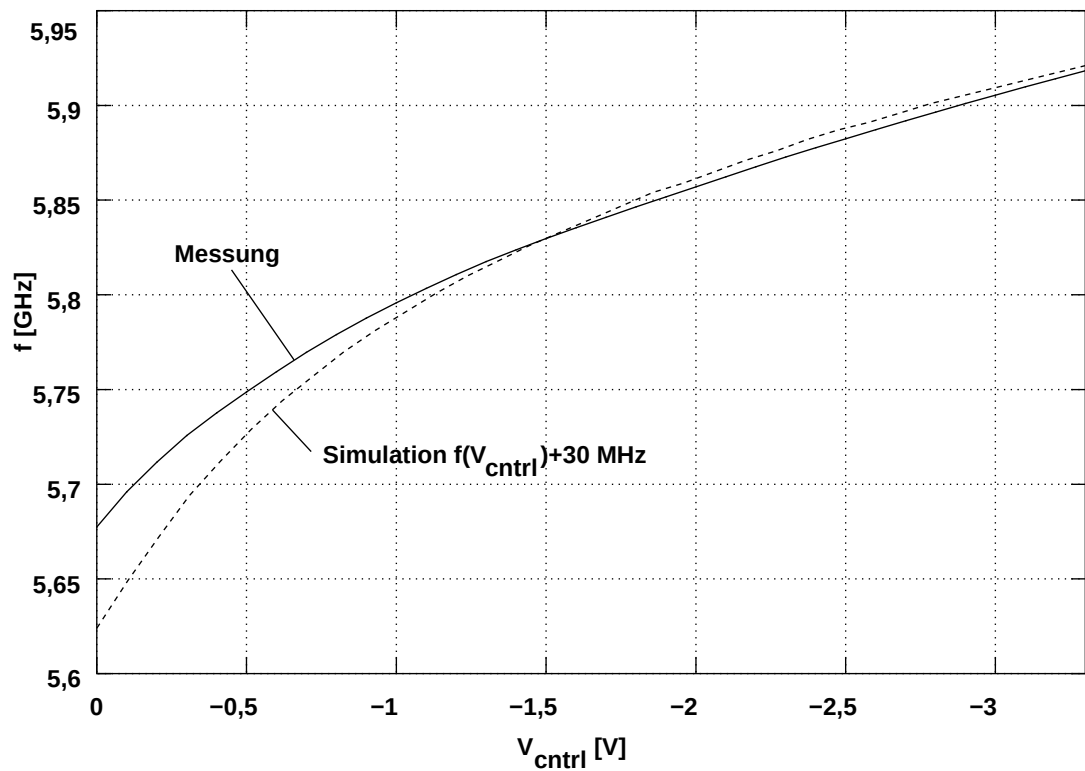


Abb. 7.28: Gemessene und simulierte Steuerkennlinie von „EmOs3“ [207, 208]

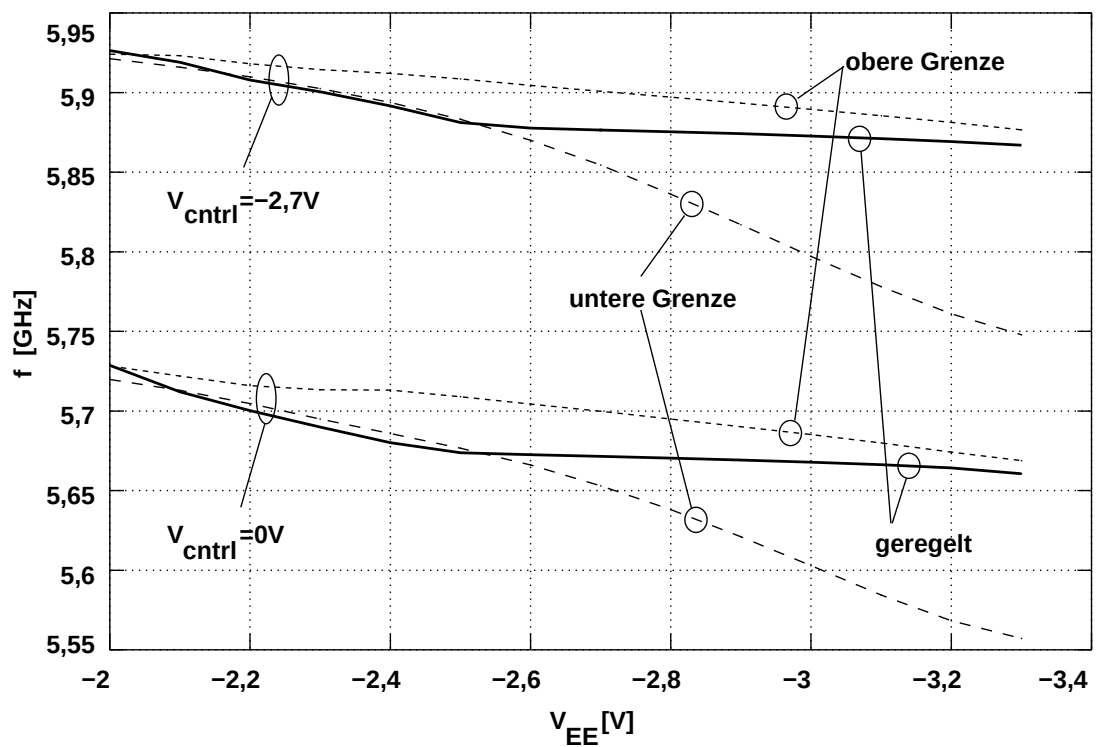


Abb. 7.29: Gemessene Betriebsspannungssensitivität von „EmOs3“ [207, 208]

ler zeigt sich die übliche Diskrepanz von 8 dB zwischen Simulation und Messung. Bei aktivem Regler verschlechtert sich das Phasenrauschen um einige dB. Dieses Verhalten war in Simulationen nicht zu beobachten. Der Verdacht, daß der Regler instabil sei, bestätigte sich nicht, da sich in diesem Fall durch die Überlagerung der Eigenfrequenz des VCO und des Reglers ein frequenzmoduliertes Signal ergeben müßte. In jedem Fall wäre die Grenzfrequenz der Störung sehr niedrig, da das Filter eine große Zeitkonstante aufweist. Die beobachtete Anhebung zog sich jedoch über den gesamten meßbaren Frequenzbereich, der über 50 MHz beträgt. Die Quelle des Rauschens muß daher unmittelbar vor der Stromquelle des VCO liegen, d. h., daß höchstwahrscheinlich die Konvertierung der Filterspannung in den Oszillatorstrom rauscht. In der Tat befindet sich dort kein großer Block-Kondensator, wie er an den übrigen Referenzquellen vorgesehen ist. Da der Regelstrom relativ klein ist und in den Simulationen keinen Einfluß auf das Rauschen ausübte, wurde er aus Platzgründen weggelassen. Generell hat Spectre/RF mit dieser Schaltung außerordentliche Schwierigkeiten. Es sind extrem große Einschwingzeiten und zahlreiche Anpassungen der Simulatorparameter erforderlich gewesen, um eine Konvergenz zu erzielen. Die Problematik liegt darin, daß selbst kleinste Störungen die Erkennung der Oszillationsperiode verhindern. Da der Regler asynchron zum Oszillator arbeitet, muß er aus Sicht des Simulators vollständig eingeschwungen sein, ehe die PSS-Analyse beginnen kann. Offenbar war das Simulationsergebnis, auch wenn es glaubhaft schien, fehlerhaft²⁴.

Tabelle 7.4 faßt die Meßergebnisse des Oszillators zusammen.

Tab. 7.4: Gemessene Werte des Oszillators „EmOs3“ [207, 208]

Betriebsspannung	−2,0 V bis −3,3 V
Stromaufnahme (50% im Buffer)	7,6 mA bei −2,7 V
Ausgangsleistung	−8 dBm (siehe Text)
Mittenfrequenz	5,78 GHz
Verstimmbereich	203 MHz über 2,7 V bzw. 241 MHz über 3,6 V
Betriebsspannungssensitivität	−7,5 MHz/V geregelt, −400 MHz/V ungeregelt
Temperaturdrift	−700 kHz/K geregelt, −1,75 MHz/K ungeregelt
SSB-Phasenrauschen $\mathcal{L}$	−107 dBc/Hz@ 1 MHz
Harmonische (single-ended)	2. OW: −35 dBc, 3. OW: −48 dBc

²⁴Mit der Simulation des Phasenrauschens befassen sich [212, 213, 214, 215, 216, 217, 218]

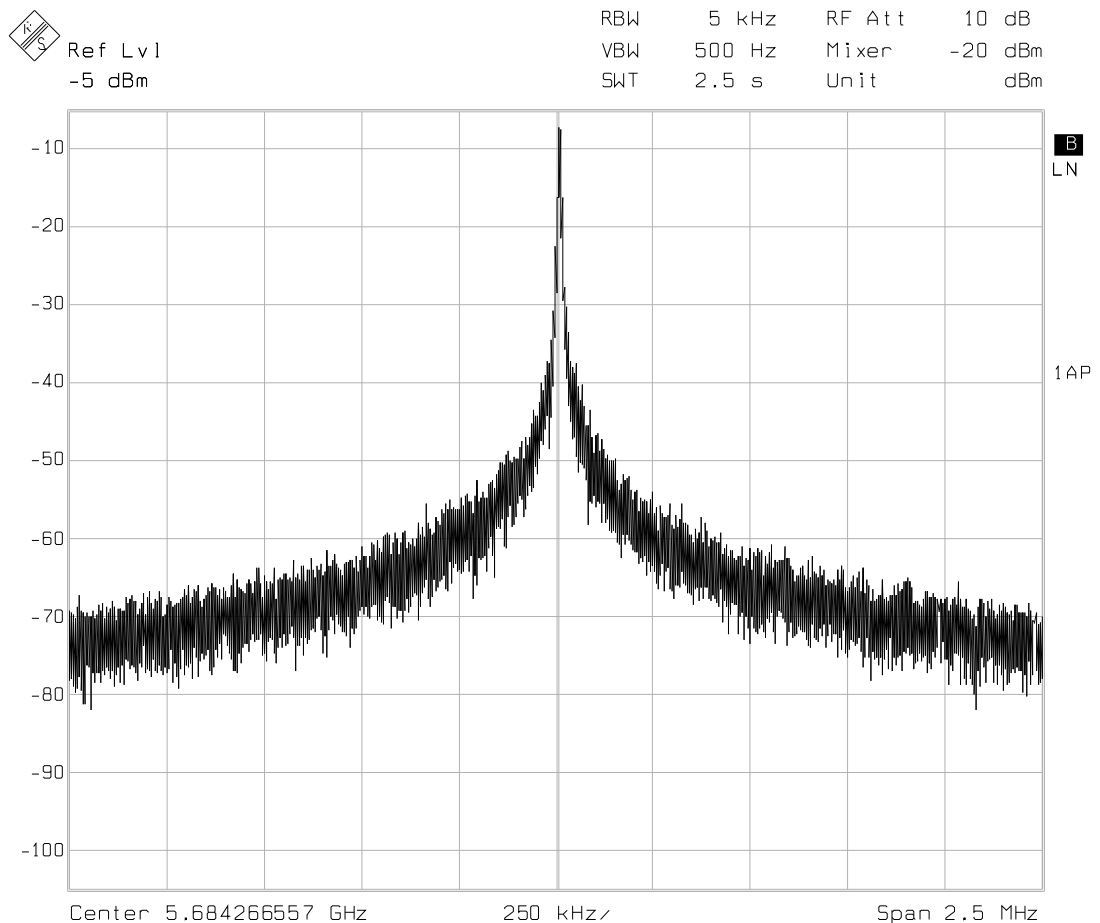


Abb. 7.30: Gemessenes Spektrum des freilaufenden LC-Oszillators „EmOs3“ [207, 208]

7.4.3 Quadratur-LC-Oszillatoren

In Kapitel 5.8 wurde auf die Bedeutung hochpräziser Quadratursignale für die Einseitenbandmischung eingegangen. Neben der Möglichkeit, ein differentiellles Signal mit Teilern [110] oder Filtern in ein Quadratursignal zu konvertieren, bieten sich Quadraturosszillatoren an [219, 220, 221]. Speziell gekoppelte LC-Oszillatoren bieten eine recht verlustleistungsarme Möglichkeit, rauscharme Quadratursignale zu erzeugen, weshalb in [118] zwei mögliche Realisierungen näher untersucht wurden. Beide sind konzeptionell ähnlich wie die bisher vorgestellten LC-Oszillatoren aufgebaut. Die Kopplung mit einem zweiten Oszillator wird in der ersten Variante durch ein zweites Transistorpärchen realisiert, das den Resonator wie ein Differenzverstärker ansteuert. Im Fall toleranzloser Widerstände und Transistoren konnte damit ein Quadraturmischer mit fast 96 dB Seitenbandunterdrückung realisiert werden²⁵. Da eine Monte-Carlo-Analyse in dieser Technologie nicht zur Verfügung stand, wurden die kritischsten Bauelemente (nur R und C) manuell einzeln um $\pm 3\%$ sowie gemeinsam um $\pm 20\%$ variiert, um

²⁵Mit realistischem Spulenmodell

die Auswirkungen auf die Seitenbandunterdrückung zu ermitteln. Die schlechteste Seitenbandunterdrückung betrug in diesem Fall immer noch 61,4 dB. Selbst bei einer Abweichung von 1,6% der Kapazität der beiden Varaktoren liegt die Seitenbandunterdrückung noch bei 47,1 dB, was einem Phasenfehler von $0,44^\circ$ entspricht. Das Phasenrauschen des Oszillators im Abstand 10 MHz vom Träger beträgt -131,5 dBc/Hz (Pre-Layout) und erfüllt damit die HIPERLAN/2-Anforderungen. Die beiden gekoppelten Oszillatoren verbrauchen dabei zusammen nur 22 mA.

Eine zweite Variante koppelte die Oszillatoren nur über Koppelkondensatoren. Dadurch sollte einerseits die Verlustleistung sinken, andererseits entfallen mit dem zweiten Transistorpaar einige rauschende Bauelemente. Bei gleichem Strom wurde eine deutlich höhere Oszillatoramplitude simuliert, was auf eine höhere Güte der zweiten Schaltung schließen läßt. Leider kann man davon in der Praxis nicht profitieren, da die Seitenbandunterdrückung dieser Variante bei $\pm 3\%$ Bauelementtoleranz auf unter 28 dB zusammenbricht. Eine Abweichung der Varaktorkapazität um 1,6% reduziert den Wert weiter auf nur 19,2 dB. Obwohl das Phasenrauschen um 1,7 dB niedriger ist und auch das $1/f$ -Rauschen weniger zum Vorschein kommt, ist diese Schaltung daher für den Sendeempfänger ungeeignet, sofern auf eine nachträgliche Phasenkorrektur nach Kapitel 5.8.5 verzichtet wird.

Die erste Variante ist folglich durchaus für HIPERLAN/2-Sendeempfänger interessant, insbesondere deshalb, weil die Verlustleistung des Quadraturoszillators kleiner ist als die des differentiellen Oszillators mit nachgeschaltetem Filter. Nachteilig ist allerdings, daß insgesamt zwei Spulen benötigt werden, so daß der Quadraturoszillator mehr als doppelt soviel Chipfläche beansprucht wie ein einfacher differentieller Oszillator mit Polyphasenfilter. Weitere Einzelheiten sind [118] zu entnehmen.

7.5 Induktive und kapazitive Kopplungen

Es wurde bereits erwähnt, daß bei der Verwendung von Spulen unbedingt auf induktive Kopplungen zu achten ist. In diesem Kapitel sollen daher einige Einflüsse geschildert werden, die unter normalen Umständen nicht simuliert werden [222, 223, 86, 224, 225, 226, 227, 228, 229, 230].

Ein LC-Oszillator kann unter anderem durch die relativ große Substratkapazität der Spule gestört werden. Wenn sich in unmittelbarer Nähe der Spule keine Bauelemente befinden, die nicht direkt zum Oszillator gehören, kann man davon ausgehen, daß Substratstörungen von der Spule wie eine Gleichtaktstörung aufgenommen werden, da die Störungsursache weit entfernt

ist. In einer Transientensimulation wurde zwischen der negativen Versorgungsspannung VEE und dem Substratkontakt eine Störspannungsquelle in Reihe geschaltet, so daß das Substratpotential $VEE + V_s$ beträgt. Die Frequenz des Störsignals wurde gegenüber dem LC-Oszillator mit mittenangezapfter Spule um eine Differenzfrequenz Δf verschoben. Beginnend nach der Einschwingzeit des Oszillators (10 ns) steigt die Amplitude des Störsignals kontinuierlich an. Untersucht wurde, inwieweit sich die Frequenz und/oder Amplitude des Oszillators von dem Störer beeinflussen läßt und in welcher Abhängigkeit die Störamplitude zur Differenzfrequenz steht.

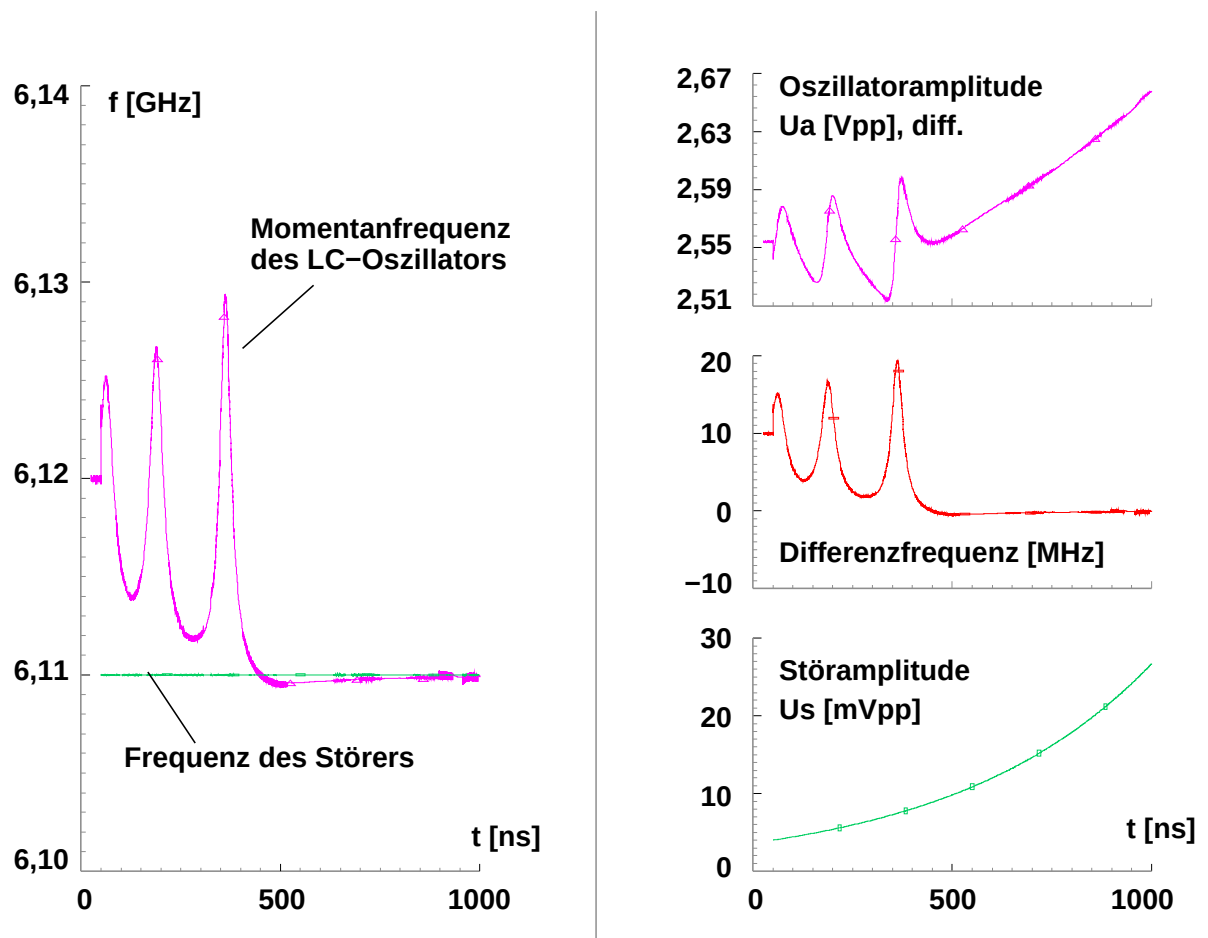


Abb. 7.31: LC-Oszillator: Simulation von „Injection Locking“ aufgrund einer induzierten Störspannung

Die Ergebnisse für oben geschilderten Fall zu präsentieren, lohnt sich fast nicht, da selbst bei sehr kleinen Differenzfrequenzen extrem große Störsignale in das Substrat injiziert werden müssen. Die Effektivspannungen bei 5 MHz Differenzfrequenz liegen etwa bei 1 V. Da dieser Wert mit zunehmender Frequenzdifferenz noch weiter ansteigt, kann man eine Frequenzbe-

Einflussung eines LC-Oszillators nach der hier vorgestellten Bauart über die Substratspannung ausschließen. Der Grund für die gute Resistenz liegt darin, daß die Oszillatorschaltung differentiell aufgebaut ist, so daß sich generell eine gute Gleichtaktunterdrückung ergibt. Durch die Verwendung der mittenangezapften Spule verbessert sich die Gleichtaktunterdrückung nochmals um über 6 dB. Das zweite Resonatorelement, der Varaktor, ist in der von mir gewählten Schaltung ebenfalls weitgehend unabhängig von der Substratspannung, da die verwendeten BE-Dioden durch die Kollektoren gegenüber dem Substrat abgeschirmt werden.

Im Vergleich zum LC-Oszillator reagiert ein Ringoszillator deutlich empfindlicher auf die Substratspannung, da die spannungsabhängige Kollektor-Substrat-Kapazität ein frequenzbestimmender Bestandteil ist. Der Unterschied bei einem untersuchten Exemplar lag bei etwa einer Größenordnung im Vergleich zum LC-Oszillator. Der LC-Oszillator ist nun aber nicht generell unempfindlich gegenüber äußeren Störungen. Ändert man die Versuchsbedingungen dahingehend ab, daß die Störspannung in Reihe zur Spule liegt, so simuliert sie eine induzierte Störspannung, d. h., ein Gegentaktsignal. Für dieses Gegentaktsignal beträgt die Ringverstärkung bei Resonanzfrequenz mindestens eins und fällt je nach Güte des Resonators mehr oder weniger schnell mit zunehmender Frequenzdifferenz ab. Es ist also für die untersuchten Störungen im Bereich von 5 bis 20 MHz Frequenzdifferenz²⁶ keine Unterdrückung des Störsignals zu erwarten. Abb. 7.31 zeigt das Verhalten des Oszillators bei einer Frequenzdifferenz von $\Delta f = 10$ MHz.

Man erkennt, daß der Oszillator zunächst eine Schwebung zeigt. Wäre Δf größer bzw. die Störamplitude kleiner, so sähe das Signal aus, als sei es sinusförmig frequenzmoduliert. Die Modulationsfrequenz entspricht dabei gerade Δf . Man erkennt jedoch, daß die Modulation stark asymmetrisch ist. Die Bereiche, in denen sich die Oszillatorfrequenz vom Störer wegbewegen, sind verkürzt, während die Bereiche, in denen die Frequenzdifferenz verkleinert wird, sich ausdehnen. Ab einer bestimmten Störamplitude reißt die Modulation schließlich ab, weil der Oszillator auf der Frequenz des Störers „einrastet“. Man spricht hierbei von „Injection Locking“. Im Übergangsbereich der Störamplitude stimmen die Frequenzen noch nicht exakt überein, sondern es zeigt sich ein Restfehler, der mit wachsender Amplitude kleiner wird. Auf der rechten Seite der Abbildung ist u. a. die Oszillatoramplitude gezeigt. In der Schwebungsphase ist der Oszillator scheinbar bestrebt, seine Amplitude zu reduzieren. Nach dem Einrasten jedoch steigt sie gegenüber der ursprünglichen Amplitude deutlich an, weil das Störsignal den Resonator

²⁶ 20 MHz entsprechen der Bandbreite eines HIPERLAN/2-Kanals

zusätzlich anregt²⁷. Den Zusammenhang zwischen Frequenzdifferenz und benötigter Stör- am-

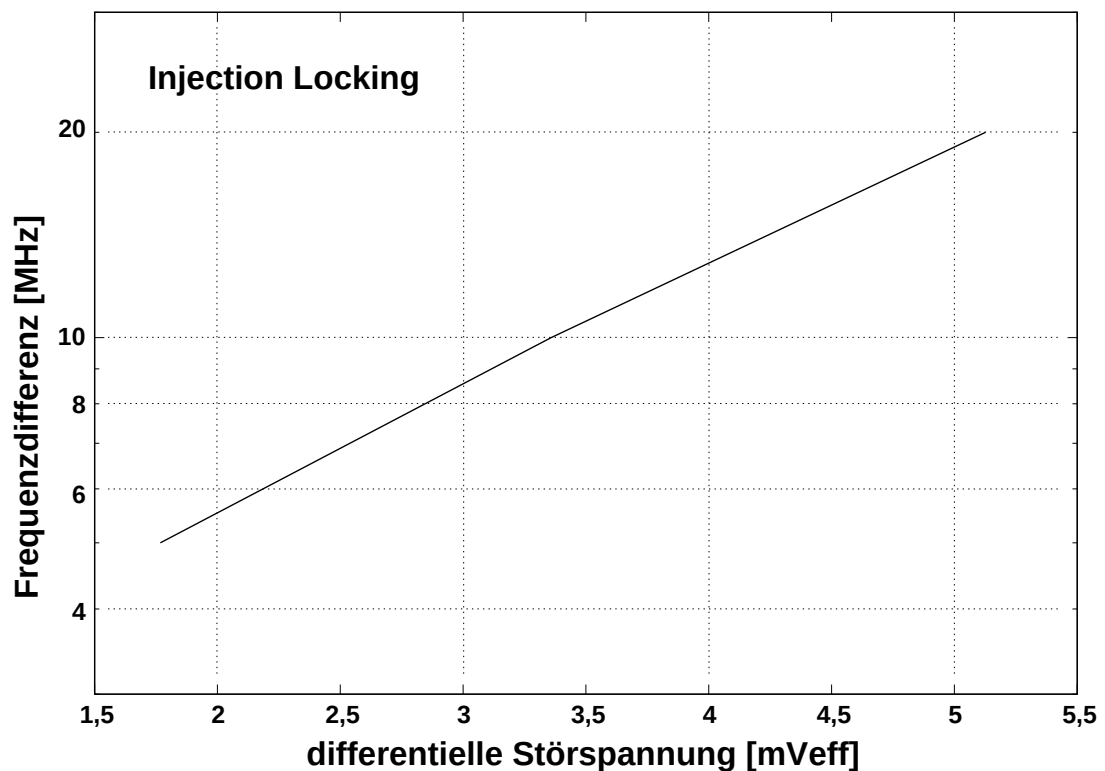


Abb. 7.32: Zusammenhang zwischen Störamplitude und Frequenzdifferenz bei „Injection Locking“. Dargestellt ist die maximale Frequenzdifferenz, bei der für eine bestimmte Störamplitude ein Einrasten erfolgt

plitude zeigt Abb. 7.32. In dieser Abbildung ist die Amplitude im Gegensatz zu Abb. 7.31 als Effektivwert eingetragen. Es ist offenkundig, daß diese Gegentaktstörung einer der Schwachpunkte eines LC-Oszillators ist.

Um eine Aussage über den benötigten Abstand zu anderen Spulen zu gewinnen, wurde mit Hilfe des Programms „grover“ (siehe Kapitel 8.2.2) ein Modell generiert, das aus zwei identischen Spulen besteht, deren Abstand variiert wurde. Die einzelnen Spulen sind dabei identisch mit der des Oszillators „EmOs2“. Die magnetische Kopplung zwischen verschiedenen Spulen kann einfach ermittelt werden, indem man sich das vom Programm erzeugte konzentrierte Modell ansieht, in dem sämtliche Gegeninduktivitäten zwischen den Spulen zu einem Koppelfaktor zusammengefaßt werden. Das Ergebnis zeigt Abb. 7.33. Um die durch den Strom I_1 der ersten Spule induzierte Spannung U_2 in Spule 2 zu ermitteln, kann man einfach über

$$|M| = |k| \sqrt{L_1 L_2} \quad (7.23)$$

²⁷Das Prinzip des Injection-Locking wird z. T. auch gezielt zur Verstimmung des VCO genutzt [231, 232]

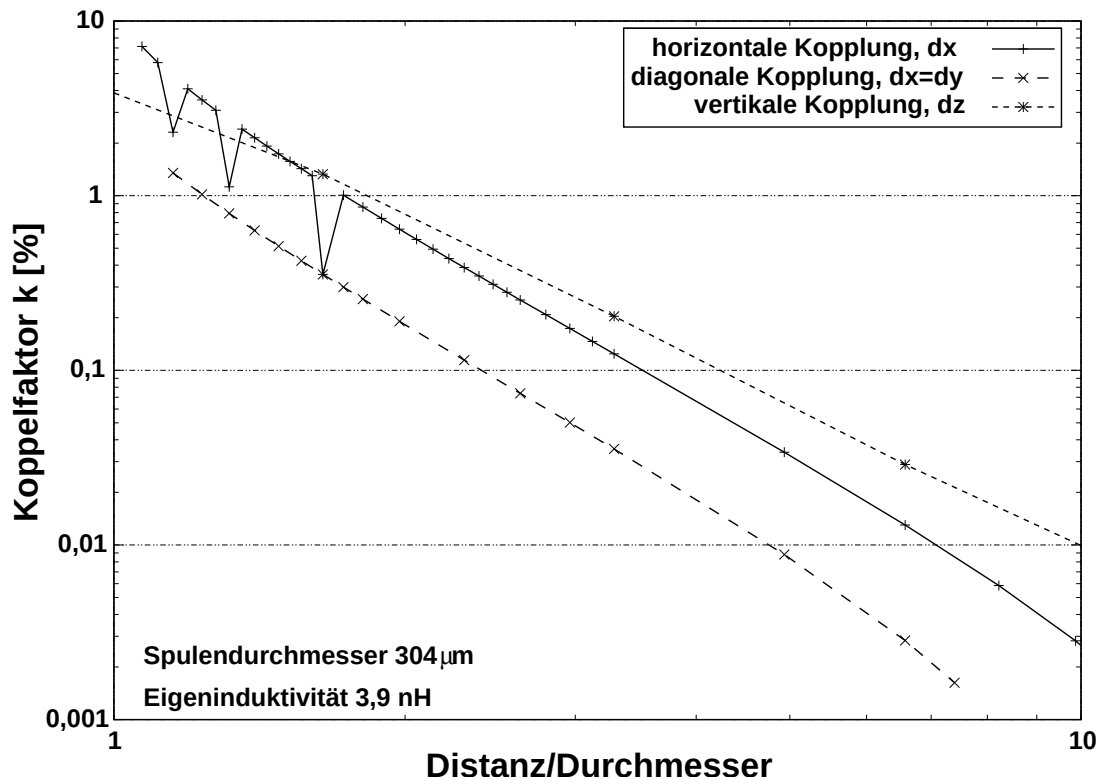


Abb. 7.33: Simulation der magnetischen Kopplung zweier benachbarter Spulen.

Horizontal: Spulen sind parallel verschoben, für $d/D = 1$ berühren sich die äußeren Windungen; diagonal: Spulen unter 45° in xy -Ebene verschoben; vertikal: Spulen liegen übereinander (D =Spulendurchmesser, d =Distanz der Spulenmitten)

die Gegeninduktivität bestimmen, woraus sich nach

$$U_2 = j\omega M I_1 \quad (7.24)$$

die Spannung ergibt. Speziell bei Parallelschwingkreisen, wie sie im Oszillator und bei induktiven Lasten zum Einsatz kommen, ergibt sich hieraus ein Problem, weil der für die Kopplung relevante Spulenstrom um ein Q -faches höher ist als der Strom durch die Schaltung. Wenn z. B. ein LC-Oszillator einen Wechselstrom von 2 mA aufweist, so beträgt bei Resonanz der Spulenstrom bei einer Resonatorgüte von $Q = 5$ bereits 10 mA. Bei einem horizontalen Abstand von 1 mm beträgt die Kopplung $k = 0,124\%$ und verursacht in Spule 2 (z. B. eines Mischers mit induktiver Last) eine Spannung von

$$U_2 = 2\pi \cdot 5,8 \text{ GHz} \cdot 1,24 \cdot 10^{-3} \cdot 3,9 \text{ nH} \cdot 10 \text{ mA} = 1,76 \text{ mV} . \quad (7.25)$$

Diese Amplitude genügt nach Abb. 7.32 bei 5 MHz noch für „Injection Locking“. Selbst bei einer größeren Frequenzdifferenz sind noch erhebliche Beeinflussungen durch Schwebungsef-

fekte zu erwarten. Für einen Direktkonverter ist der Abstand von 1 mm entsprechend dem rund dreieinhalbfachen des Spulendurchmessers der von „EmOs“ benutzten Spule völlig unzureichend. Dies führt dazu, daß Direktkonverter nur dann monolithisch integrierbar sind, wenn man mit einem Minimum an Spulen auskommt.

Die vertikale Kopplung ist für das Layout der Schaltung unerheblich, sie zeigt jedoch eindrucksvoll, daß die Kopplung auch über die Grenzen des Chips bzw. des Gehäuses hinaus relevant ist, da sie bei größeren Distanzen weniger schnell abnimmt als die Kopplung in horizontaler Richtung. Dies bedeutet, daß sowohl das Gehäuse des Chips als auch die Platine und ggf. auch das abschirmende Gerätegehäuse die Schaltung meßbar beeinflussen.

Auf ähnliche Weise wie Resonatoren untereinander koppeln auch Leitungen mit einem Resonator. Mit Hilfe des Programms „grover“ wurden einige „Antennen“ mit konstanter Länge von 100 μm und variablem Abstand realisiert. Die Spule ist dabei identisch mit der oben benutzten. Abb. 7.33 zeigt das Resultat für verschiedene Konfigurationen.

Man erkennt auch hier, daß signifikante Kopplungen selbst bei großen Abständen auftreten. Dies hat folgende Konsequenzen für das Schaltungslayout:

- der Abstand jeglicher Leitungen zur Spule ist zu maximieren
- insbesondere Leitungen mit kleinen Signalpegeln, die hochohmig angeschlossen sind (z. B. an Emitterfolger), sind weit entfernt zu verlegen. Zudem ist eine differentielle Signalführung mit übereinanderliegenden Leitungen sinnvoll, damit die induzierte Störung zu einer Gleichtaktstörung wird
- Stromversorgungsleitungen, die hohe Wechselströme von anderen Schaltungsteilen führen (z. B. Ausgleichsströme zu einem Block-Kondensator), sind vom Oszillator fernzuhalten, da sie den Oszillator selbst stören
- spannungsführende Leitungen mit Signalen niedriger Frequenz, die an Schaltungen mit entsprechend niedriger Grenzfrequenz angeschlossen sind, sind relativ unkritisch. Zu diesen Signalen gehört u. a. die Steuerspannung des Oszillators

Da man in der Praxis die Abstände zur Spule nicht nach Belieben vergrößern kann, geht von der Kopplung her die Forderung nach einem kleinen Spulendurchmesser aus, da die gezeigten Kopplungen vom Verhältnis d/D abhängen. Da das Problem insbesondere durch die bei Parallelresonanz auftretende Stromüberhöhung verschärft wird, ist bei Serienschwingkreisen ein

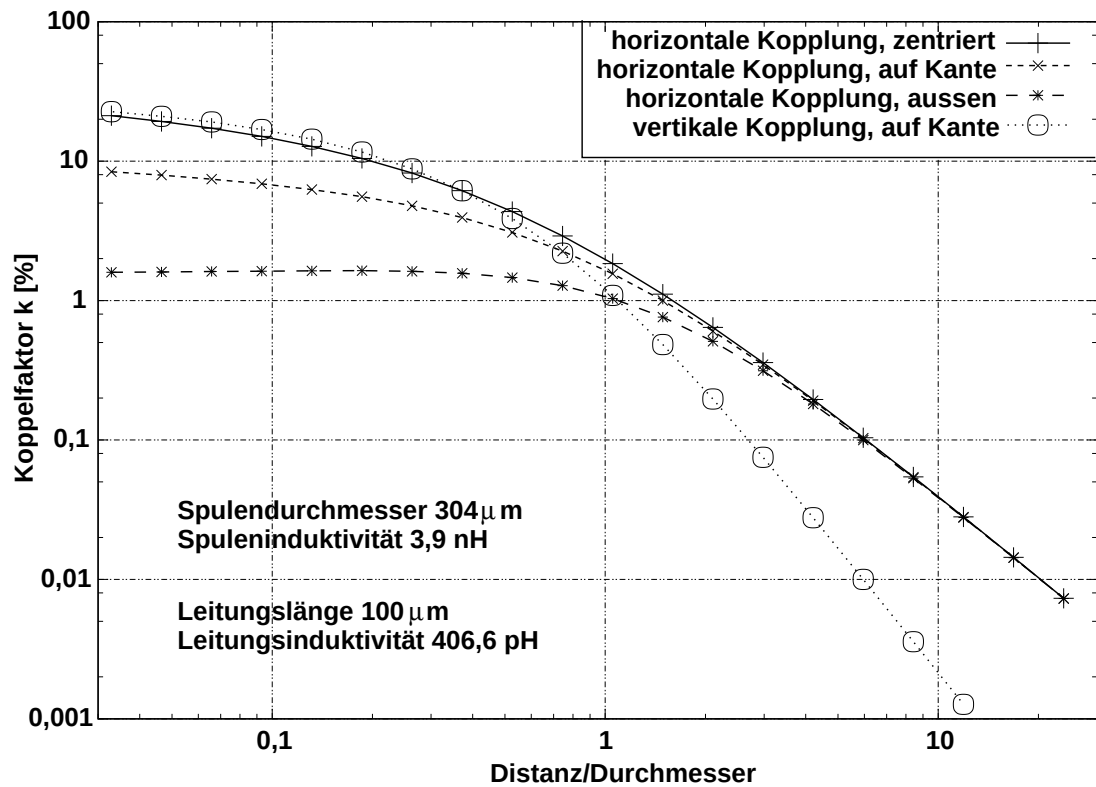


Abb. 7.34: Simulation der magnetischen Kopplung zwischen Spule und Leitung.

Zentriert: Leitung ist von der Spulenmitte aus parallel zu den Windungen verschoben; auf Kante: die Mitte der Leitung ist auf einer Höhe mit den orthogonal verlaufenden Windungen; außen: Die Leitung ist um den Durchmesser D der Spule in x -Richtung verschoben, d bezeichnet die Entfernung in y -Richtung ($d=0$ bedeutet hier Berührung mit der äußeren Windung)

besseres Verhalten zu erwarten. Ein derartiger Oszillator ist jedoch mit Sperrschichtvaraktoren schwer realisierbar.

Neben der induktiven Kopplung ist speziell bei klassisch gewickelten Spulen auch die Kopplung durch das elektrische Spulenfeld relevant. Dies und die Möglichkeiten der Abschirmung wird in [233] untersucht.

7.6 Aufbautechnik

Unachtsamkeit beim Aufbau bzw. bei der Messung von Oszillatoren kann das Phasenrauschen leicht um 10 dB oder mehr verschlechtern. Einige Störquellen sind dabei für alle Oszillatortypen gleich relevant, während andere nur bei speziellen Oszillatoren Probleme bereiten.

Mögliche Störungsquellen²⁸ sind z. B.

- Rauschen und Störsignale auf der Versorgungsspannung
- Erdschleifen, die große Schleifenströme im Meßaufbau verursachen
- Leiterschleifen, die zu induzierten Spannungen auf der Betriebsspannung bzw. der Steuerspannung führen
- unabgeschirmte Leitungen, die als Antenne fungieren können
- ungeeignete Gehäuse oder Platinenlayouts, die zu Störspannungen oder Wirbelströmen führen
- große kapazitive Ströme auf den Versorgungsleitungen
- magnetische Kopplung zu anderen Schaltungen, etwa Leistungsverstärkern
- Rückwirkung des Ausgangs auf den Resonator, z. B. durch Reflexionen, Stehwellen oder Überlagerung mit anderen Signalen auf der Leitung
- Stehwellen im Gehäuse
- Oberflächenwellen auf dem Schaltungsträger

²⁸Einige der aufgeführten Punkte wirken zwar sehr befremdlich, sind jedoch durchaus leicht zu beobachten

Um Rückwirkungen durch Reflexionen oder Stehwellen zu verhindern, ist ein Ausgangsbufter zur Messung von Oszillatoren obligatorisch. Selbst bei Entkopplung durch ein Emitterfolgerpaar und einen Stromschalter sind Lastabhängigkeiten der Mittenfrequenz von ein bis zwei MHz zu beobachten gewesen.

Einige der Fehlerquellen sind in Abb. 7.35 illustriert. Dort ist der Oszillator mit einer Spannungsquelle für die Stromversorgung sowie einer zweiten für die Steuerspannung verbunden. Das Ausgangssignal wird über ein Koaxkabel mit einem Spektrumanalysator verbunden.

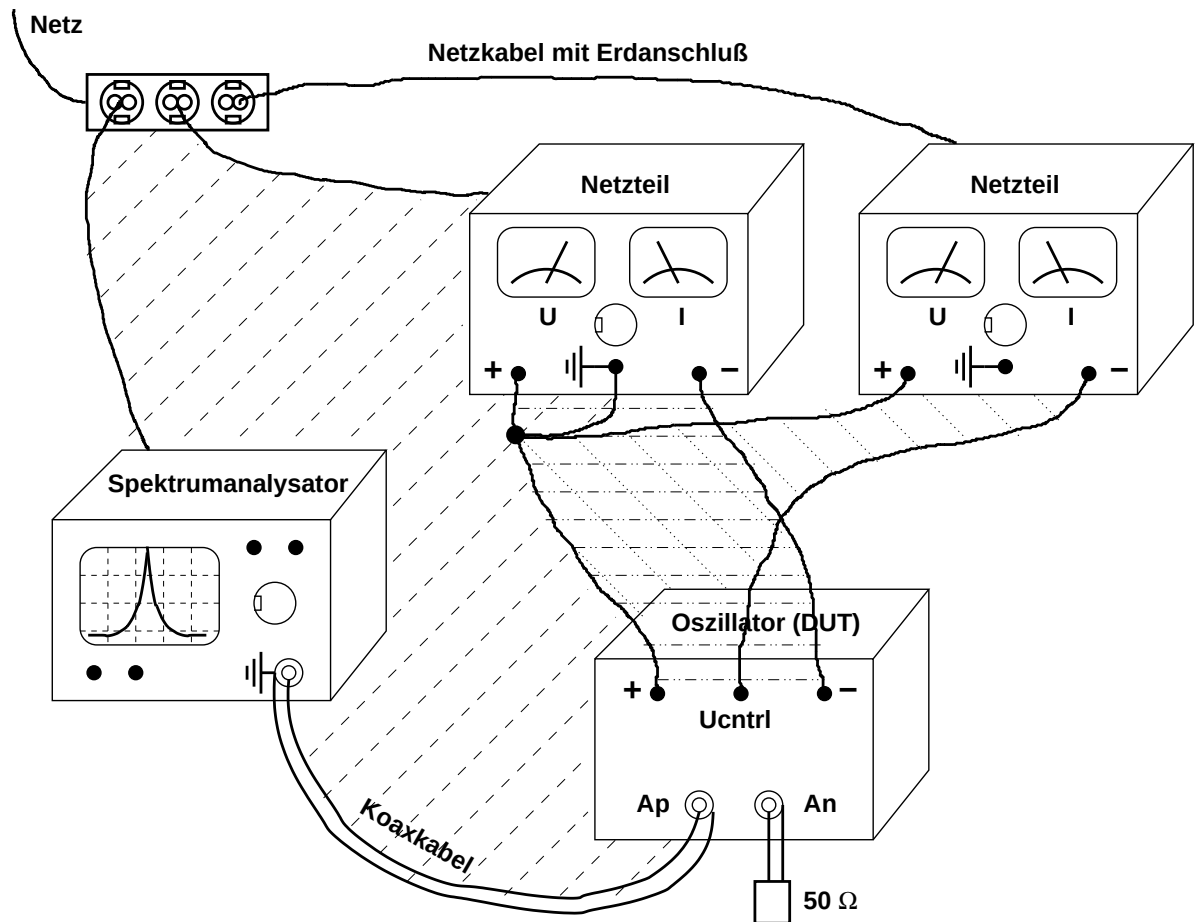


Abb. 7.35: Fehlerquellen im Oszillatöraufbau

Die Gehäuse der Instrumente sind in der Regel aus Metall, um eine Abschirmung gegen äußere Störungen zu gewährleisten. Dieses Gehäuse ist bei Meßgeräten wie dem Spektrumanalysator meist geerdet und mit der Masse des Instruments identisch. Bei Laborstromversorgungen ist die Ausgangsspannung häufig erdpotentialfrei. Zum ESD-Schutz der angeschlossenen Geräte muß normalerweise ein Pol der Ausgangsspannung extern mit der Erde verbunden werden. Schließt man die Gehäuseerde des Netzteils jedoch wie im Bild gezeigt an, so entsteht eine sog.

Erd- oder Brummschleife²⁹. Diese Brummschleife ist gestrichelt hinterlegt.

Der Anschluß der Betriebsspannung über Einzeladern führt in der gezeigten Weise zu einer weiteren Schleife, so daß die Betriebsspannung am Oszillator mehr rauscht als am Ausgang des Netzteils. Gleichzeitig führt die lose Verlegung zu einer erhöhten Leitungsinduktivität, so daß die Anforderungen an die Abblockung der Versorgungsspannung im DUT verschärft werden. Während ein Teil der Störungen auf der Betriebsspannung herausgefiltert werden können, trifft dies auf den Steuerspannungseingang nicht zu. Dieser muß für den Betrieb in der PLL eines Synthesizers eine Bandbreite im MHz-Bereich aufweisen. Der gleiche Fehler wie bei der Betriebsspannung führt hier zu erheblich größeren Störungen, zumal der Oszillator auf Signale am Steuereingang sehr empfindlich reagiert. Wenn z. B. der Oszillator das obere HIPERLAN/2-Band abdeckt, so benötigt er einen Verstimmbereich von 240 MHz, den er über einer Steuerspannungsänderung von 2,7 V durchläuft. Dies ergibt umgerechnet eine Steuersteilheit von 89 MHz/V. Eine Störspannung von effektiv nur 100 μ V führt daher bereits zu einer Frequenzmodulation von $\pm 12,6$ kHz.

Daher sind alle Leitungen im Meßaufbau so kurz wie möglich zu halten und zu verdrillen, um die Einkopplung von Störungen zu vermeiden und die Leitungsinduktivität zu reduzieren.

Bei komplexeren Aufbauten können auch von den Koaxkabeln Probleme ausgehen. Dies ist z. B. dann der Fall, wenn eine solche Leitung ein großes Signal führt und es zu einem Spannungsabfall längs der Abschirmung kommt. Auf diesem Weg können sich hochfrequente Störungen als Mantelwelle über die Masse bzw. Erde ausbreiten. Der Effekt kann reduziert werden, indem Ferritkerne über die Leitungen gestülpt werden. Diese unterdrücken bzw. Dämpfen die Mantelwellen wirksam³⁰.

Eine rein kapazitive Abblockung der Betriebsspannung führt beim Oszillator in der Regel nicht zum gewünschten Ergebnis. Entweder sind Blockkondensatoren zu klein, um z. B. Netzbrumm hinreichend unterdrücken zu können, oder das Netzteil liefert selber Störungen, die zwar vom Kondensator kurzgeschlossen werden, dort jedoch zu großen Wechselströmen führen. Bei den Messungen im Labor zeigten sich sehr häufig Störungen im Bereich von 50 kHz bis 2 MHz, die u. U. von Schaltreglern in anderen Gebäudeteilen herrührten. Im Spektrum machen sich derartige Störungen durch scharfe, symmetrisch zur Oszillatorfrequenz angeordnete Peaks

²⁹Der Name rührt daher, daß sie sich bei der Verdrahtung von Audiogeräten durch intensives 50 Hz-Brummen bemerkbar macht

³⁰Ob dies erforderlich ist, kann z. T. sehr einfach dadurch ermittelt werden, indem geprüft wird, ob der Aufbau bewegungs- bzw. berührungsempfindlich ist

bemerkbar. Die Kombination von Glättungs-drossel und Siebkondensator schafft hiergegen Abhilfe.

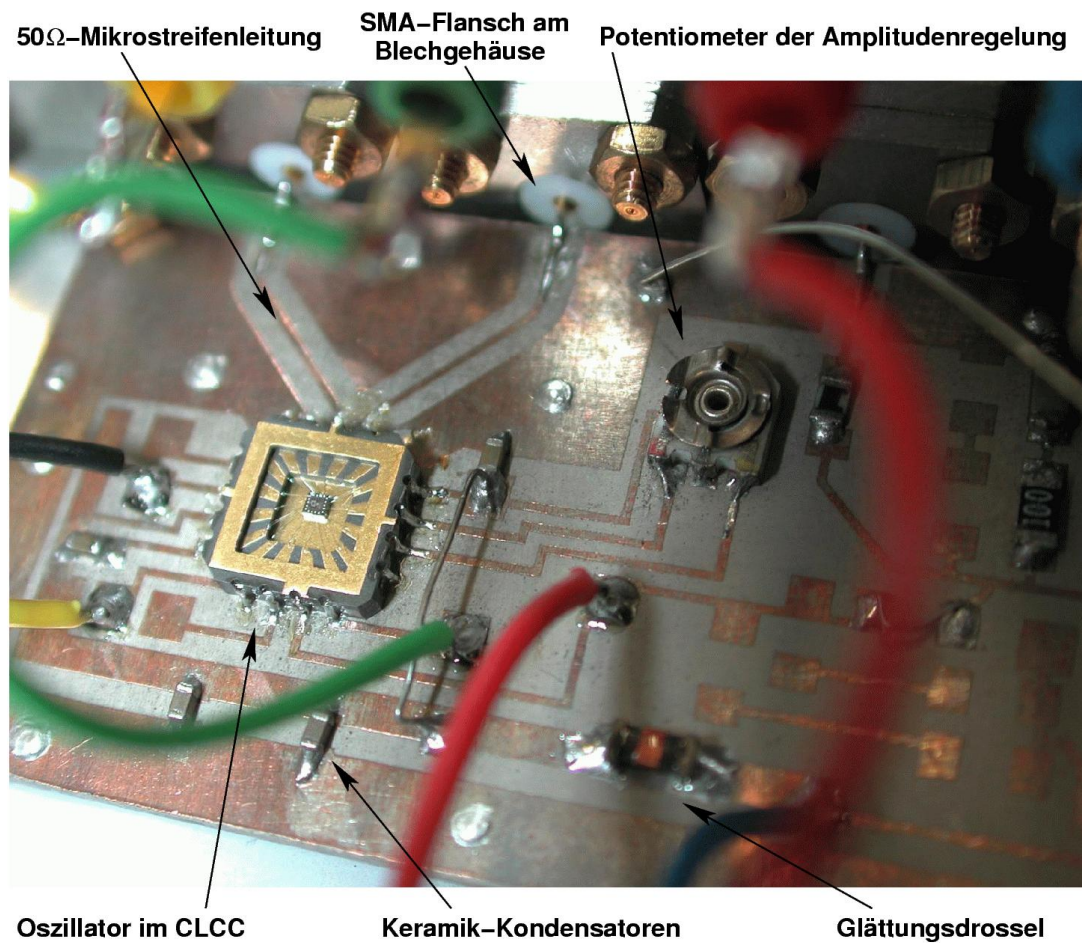


Abb. 7.36: Abgeschirmter Aufbau des LC-Oszillators „EmOs3“ im Keramikgehäuse

Enttäuschend waren die Ergebnisse der ersten aufgebauten Oszillatoren. Diese wurden in gleicher Weise montiert wie die Mischer, d. h., sie wurden in ein kleines Loch eines Teflon-Substrates eingebracht und durch Bonden mit Mikrostreifenleitungen verbunden (vgl. Abb. 5.11 auf Seite 103). Die Mittenfrequenz des Oszillators war durch Bewegungen in einem halben Meter Abstand um einige MHz verstimmbar, und Berührung bestimmter Areale freiliegenden Teflons (im Bereich von DC-Signalen) verstimmten den VCO sogar um über 10 MHz. Dies konnte nur durch Oberflächenwellen im Substrat erklärt werden, die durch die Anregung mit dem Spulenfeld entstehen. Das Problem konnte gelöst werden, indem die Oszillatoren in Keramik-Chip-Carriern (CLCC) montiert wurden, die auf das Substrat aufgelötet werden. Nach dem Einbau in ein kleines Metallgehäuse, welches mit Masse verbunden ist, sind auch andere äußere Störungen weitgehend ausgeschlossen (siehe Abb. 7.36).

7.7 Fazit zu Kapitel 7

Das Kapitel macht deutlich, daß die von HIPERLAN/2 geforderten Rauschwerte nur von LC-Oszillatoren erreicht werden können. Neben einem guten Metallisierungssystem zur Herstellung hochwertiger Spulen sind hochwertige Varaktoren ebenso wichtig.

Die hohen Ströme bei Parallelresonanz verursachen über relativ große Distanzen hinweg nicht vernachlässigbare magnetische Kopplungen, die derzeit von keinem Werkzeug automatisch berücksichtigt werden können. Dies erfordert insbesondere die Kopplung verschiedener Spulenmodelle innerhalb einer Schaltung. Der Schaltungsentwickler muß hierfür selbst Vorsorge treffen, da dies von keinem verfügbaren Programm automatisch geleistet wird.

Als geeignete Schaltungsstruktur tritt der differentielle emittergekoppelte Oszillator hervor, der gegenüber vielen störenden Einflüssen recht robust ist. Wesentliche Verbesserungen der Sensitivität des Oszillators gegenüber Betriebsspannungsänderungen und Temperaturschwankungen konnten mit Hilfe einer Amplitudenregelung erzielt werden. Die verbesserte Stabilität reduziert den erforderlichen Verstimmbereich, so daß in der Folge ein niedrigeres Phasenrauschen bei gleichzeitig geringerer Verlustleistung realisierbar wird.

Die mittenangezapfte Spule ist ein wesentlicher Bestandteil aller rauscharmen integrierten Oszillatoren. Ihre vielfältigen Vorzüge gegenüber einzelnen Spulen sind im Verlauf der Ausführungen hervorgetreten. Die mittenangezapfte Spule erlebt in integrierten Schaltungen derzeit eine Renaissance.

Die Vergleiche zu jüngst vorgestellten Oszillatoren in CMOS-Technologie zeigen ein überraschend gutes Phasenrauschen der CMOS-Oszillatoren³¹. Dies konnte in ersten Simulationen mit der neuen Technologie bestätigt werden. Aufgrund der großen Streuungen von MOSFETs ist dennoch fraglich, ob hochwertige Oszillatoren mit MOS-Transistoren gefertigt werden sollten. Darüberhinaus ist den Veröffentlichungen nicht zu entnehmen, ob das Phasenrauschen weit abseits des Trägers den Anforderungen genügt.

Da das Phasenrauschen durch verschiedene Maßnahmen beeinflußt werden kann, wird zum Vergleich gerne eine „Figure of Merit“ (FOM) herangezogen. Diese rechnet den Einfluß der Mittenfrequenz f_0 , Offsetfrequenz Δf und der Verlustleistung P_{VCO} aus dem Meßwert des Phasenrauschens $\mathcal{L}$ heraus [235]:

$$FOM = \mathcal{L}(\Delta f) - 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{f_0}{\Delta f} \right) + 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_{VCO}}{1 \text{ mW}} \right) \quad (7.26)$$

³¹Ittoh [234] erzielt mit einer mittenangezapften Spule in CMOS-Technologie -100 dBc/Hz in 100 kHz Abstand zum 1,4 GHz-Träger

Die Kennzahl beschreibt daher sowohl die Qualität der Technologie (über den verbleibenden Einfluß der Güte) als auch die Qualität der Schaltung. Obwohl die hier vorgestellten Oszillatoren ohne besondere Maßnahmen wie Deep-Trenches hergestellt wurden, das Metallisierungssystem nicht planar war und auch keine speziellen Varaktoren zur Verfügung standen, sind die erzielten Werte konkurrenzfähig gegenüber Oszillatoren, die mit deutlich höherem Aufwand gefertigt wurden. Die FOM allein ist allerdings noch nicht aussagekräftig genug, da sie weder den Verstimmbereich noch die Betriebsspannungs- und Temperatursensitivität berücksichtigt³². Leider werden diese Sensitivitäten in fast keiner Veröffentlichung angegeben. Tabelle 7.5 zeigt eine Gegenüberstellung ausgewählter Oszillatoren und ihre FOM³³.

Es ist interessant, daß die Schaltung in [235] nicht von der erheblich besseren Spulengüte profitiert. Hier scheint zum tragen zu kommen, daß die Optimierung der Spule allein nicht unbedingt zu einem optimalen Schwingkreis führt.

Vergleicht man die FOM zwischen [207] (Emos3) und [238], so fällt auf, daß die Differenz von 6,1 dB bis auf einen Rest von 0,5 dBc/Hz auf die unterschiedlichen Spulengüten zurückgeführt werden kann.

Ein Großteil der CMOS-Oszillatoren erzielt eine schlechtere FOM, die Schaltung in [201] hingegen erzielt ein außerordentlich gutes Ergebnis. Diese Schaltung umgeht die Abwägung zwischen großen (rauscharmen) Transistoren versus großer Varaktordioden (großer Verstimmbereich) dadurch, daß die zur Anregung dienenden p-Kanal-MOSFETs über den Bulk-Anschluß gleichzeitig als Varaktor dienen („Back-Gate-Steuerung“). Dies ist bei p-Kanal-Transistoren deshalb einfach, weil sie in einer n-Wanne isoliert vom Substrat liegen. Diese Problematik besteht auch bei Oszillatoren mit Bipolar-Transistoren. Hier fehlt jedoch die Möglichkeit der Isolation der Kollektorwanne gegenüber dem Substrat, so daß das Konzept leider nicht übertragbar ist.

Der Vergleich mit einem VCO mit externem Resonator in [239] (GaAs-Varaktor, Leitung als Spule) ist nicht vollständig durchführbar, da keinerlei Angaben zur Verlustleistung gemacht wurden. Eine realistische FOM dürfte bei schätzungsweise -175 dBm/Hz liegen, also auch nicht wesentlich unter der vollständig integrierter VCOs.

³²Van der Tang [236] beschreibt eine neue Kennzahl, die etwas weiter geht

³³Ein möglichst großer negativer Wert ist anzustreben

Tab. 7.5: Gegenüberstellung von gemessenen Oszillatordaten

Quelle	Grau [207, 208]	Baltus [235]	Kinget [237]
Technologie	SiGe-HBT, CTI	Si-BJT auf Glas, 2 Spulen	CMOS, 2 Spulen
f_0/GHz	5,8	3,6	4,7
P_{VCO}/mW	10,3	<2,6	10,8
$\Delta f/MHz$	203 (über 2,7 V)	„20% possible“	200
$\frac{df}{dV_{EE}} / \frac{MHz}{V}$	-7,5	-	-
$\frac{df}{d\vartheta} / \frac{MHz}{K}$	-0,7	-	-
$Q_{L,max}$	7,4@3,3 GHz (5,7@5,8 GHz)	29@3,6 GHz	3,3@6GHz
$\mathcal{L} / \frac{dBc}{Hz}$	-107@1 MHz	-101,8@1 MHz	-110@1 MHz
FOM/ $\frac{dBc}{Hz}$	-172	-171	-171,1
Quelle	Plouchard [238]	Suwaki [239]	Hajimiri [158]
Technologie	SiGe-Drift, 2 Spulen	Si-BJT, Leitung, GaAs-C	CMOS, Ringosz.
f_0/GHz	5,5	4,8	5,5
P_{VCO}/mW	66	-	8
$\Delta f/MHz$	830	90	1375
$\frac{df}{dV_{EE}} / (\frac{MHz}{V})$	-29	-	-
$\frac{df}{d\vartheta} / \frac{MHz}{K}$	-0,85	-	-
$Q_{L,max}$	10,9@5,6 GHz	50	-
$\mathcal{L} / \frac{dBc}{Hz}$	-115,5@1 MHz	-125@1 MHz	-98,5@1 MHz
FOM/ $\frac{dBc}{Hz}$	-178,1	> -188 (kein P_{VCO} !)	-161,3 (in PLL?)
Quelle	Lam [221]	Wang [201]	Wambacq [240]
Technologie	CMOS, 2 Spulen	CMOS-LC, back-gate tuned	Si-BJT, 2 Spulen
f_0/GHz	2,6 + Verdoppler	9,8	4,7
P_{VCO}/mW	30	11,6	17,8
$\Delta f/MHz$	-	270 (über 2V)	-
$\frac{df}{dV_{EE}} / (\frac{MHz}{V})$	-	-	-
$\frac{df}{d\vartheta} / \frac{MHz}{K}$	-	-	-
$Q_{L,max}$	5@6,5 GHz (?)	5@10 GHz	5,5
$\mathcal{L} / \frac{dBc}{Hz}$	-95 @1 MHz	-115@1 MHz	-106@1 MHz
FOM/ $\frac{dBc}{Hz}$	-148,5 (-137,6 verd.)	-184,2	-167

Kapitel 8

Integrierte Spulen und Spulenmodellierung

Wie in den vorangegangenen Kapiteln deutlich wurde, kommt der integrierten Spule an vielen Stellen eine große Bedeutung zu. Spulen bereiten dabei an zwei verschiedenen Fronten Schwierigkeiten. Einerseits ist es außerordentlich schwierig, zuverlässige Modelle zu gewinnen, andererseits gilt es, eine für einen bestimmten Zweck optimale Spule zu finden [241]. In diesem Kapitel sollen zunächst beide Problemfelder verdeutlicht werden, ehe eine Reihe verfügbarer Lösungsansätze und ihrer spezifischen Schwächen vorgestellt wird. Ausgehend davon soll das im Rahmen dieser Arbeit entstandene Programm „grover“ vorgestellt werden, das diese Schwächen zu umgehen sucht.

Grundsätzlich kann jede Spule in einem schmalen Frequenzbereich durch das Ersatzschaltbild in Abb. 8.1 beschrieben werden, wobei die Werte der Bauelemente frequenzabhängig sind. Der Spulenwiderstand R und die parasitäre Kapazität C beeinflussen das Verhalten der Spule negativ, sind also zu optimieren. Die wesentlichen Parameter der Spule können zu drei Kenngrö-

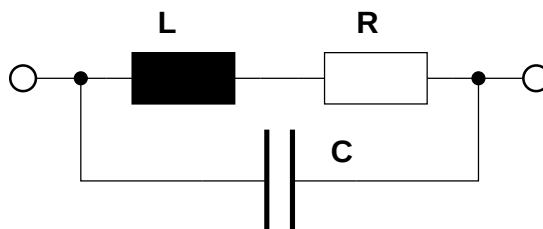


Abb. 8.1: einfaches Ersatzschaltbild einer Spule

ßen zusammengefaßt werden, der Induktivität L , der Güte Q bei Betriebsfrequenz $f = \omega/(2\pi)$

und der Eigenresonanzfrequenz f_{r0} . Güte und Eigenresonanzfrequenz lassen sich dabei aus

$$\begin{aligned} Q &= \frac{\omega L}{R} \\ f_{r0} &\approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \end{aligned} \quad (8.1)$$

bestimmen. Durch die Frequenzabhängigkeit¹ von R und L ergibt sich ein Güteverlauf mit einem Hauptmaximum und mehreren Nebenmaxima. Nennenswerte Güten lassen sich bei integrierten Spulen nur im Hauptmaximum erzielen. Neben der Optimierung der maximalen Güte Q_{max} ist folglich auch eine Optimierung der Frequenz der maximalen Güte, f_{Qmax} , erforderlich. Wie auch bei Schwingkreisen, so kann man bei der Spule eine Bandbreite B definieren, innerhalb der die Güte Q nahe am Maximum ist (innerhalb 3 dB). Diese Bandbreite sinkt mit zunehmender Güte, so daß die Anforderungen an eine genaue Modellierung dieser Parameter sowie an die präzise Fertigung der Spule mit dem Betrag der Güte steigen.

8.1 Spulentypen und Spulenoptimierung

Prinzipiell gibt es viele Möglichkeiten, integrierte Spulen zu realisieren. Es sollen daher zunächst die Eigenschaften verschiedener Klassen von Spulen untersucht werden. Die Eigenschaften dieser Spulentypen lassen sich dabei jeweils durch spezifische Fertigungsmaßnahmen verbessern, die in dem Zusammenhang angesprochen werden.

8.1.1 Bonddraht

Bonddrähte sind in der Regel Runddrähte aus Aluminium ($\rho = 2,87 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$) oder Gold ($\rho = 2,2 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$) mit Durchmessern zwischen $25 \mu\text{m}$ und $100 \mu\text{m}$. Für den geraden Runddraht können viele Eigenschaften noch geschlossen aus der Literatur berechnet werden. Für die Induktivität, den Widerstand und die Kapazität bei der Frequenz f erhält man für die in Abb. 8.2 gezeigte Anordnung [196, 242]

$$\begin{aligned} L &= \frac{\mu_0}{\pi} \cdot l \left(\log_e \left(\frac{2l}{GMD} \right) + \frac{AMD}{l} - 1 + \frac{\mu_r T}{4} \right) \\ &\approx \frac{\mu_0}{\pi} \cdot l \left(\log_e \left(\frac{2l}{r} \right) - \frac{3}{4} \right) \quad \text{für } f \approx 0, \mu_r = 1 \\ R &= \frac{\rho^{\frac{3}{2}} l}{r} \cdot \sqrt{\mu_r f} \end{aligned}$$

¹Hervorgerufen durch Skin- und Proximityeffekt

$$\begin{aligned}
 &= \frac{\rho l}{\pi r^2} \quad \text{für } f \approx 0 \\
 C &= \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r l}{\log_e\left(\frac{2h}{r}\right)} \\
 M &= \frac{\mu_0}{2\pi} l \left[\log_e\left(\frac{l}{d} + \sqrt{1 + \frac{l^2}{d^2}}\right) - \sqrt{1 + \frac{d^2}{l^2}} + \frac{d}{l} \right], \quad (8.2)
 \end{aligned}$$

wobei l die Drahtlänge, r der Drahtradius und h die Höhe über der geerdet gedachten Grundplatte ist². M bezeichnet die Gegeninduktivität eines parallel verlaufenden Drahtes im Abstand d . Der Wert ist insbesondere zur Berücksichtigung der Kopplung zwischen nebeneinanderliegenden Bonddrähten wichtig³. So beträgt die Eigeninduktivität eines 1 mm langen geraden Bonddrahtes mit 50 μm Durchmesser 726 pH, der Koppelfaktor zweier benachbarter Bonddrähte im Abstand 250 μm beträgt $k = 36\%$. Auf die Bedeutung und Bestimmung der Größen GMD ⁴, AMD ⁵ und T ⁶ wird in Kapitel 8.2.1.4 eingegangen. Man erkennt, daß der Zusammenhang zwischen Scheinwiderstand ωL und Durchmesser nicht gleichartig wie der Zusammenhang zwischen Widerstand und Durchmesser verläuft, d. h., daß bei der Optimierung der Güte für eine bestimmte Frequenz ein optimaler Drahtdurchmesser gefunden werden muß.

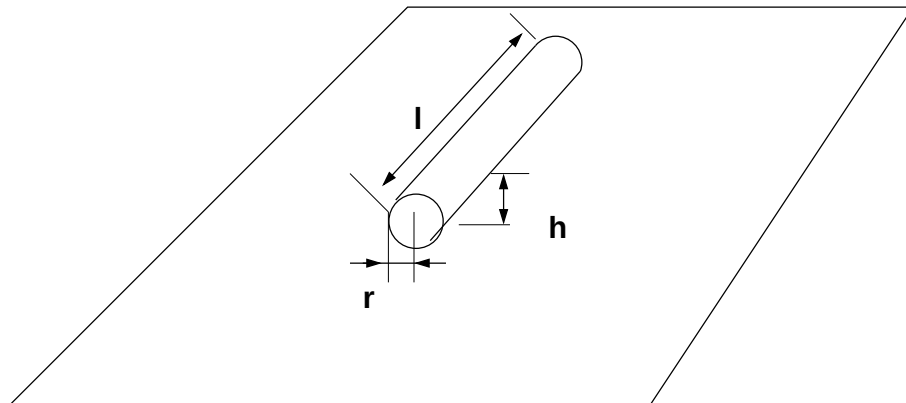


Abb. 8.2: Anordnung eines Runddrahtes über einer Leiterebene

Verarbeitet werden Bonddrähte mit Bondvorrichtungen⁷, die in die Klassen der Klasse der Wedge-Bonder und der Ball-Bonder unterteilt werden können. Je nach Bonder ergibt sich ein

²Die Gegeninduktivität zu dieser Platte (Chip oder Platine) wird hier nicht berücksichtigt, da übliche Bondanordnungen keinen Ausgleichsstrom in der gedachten Platte zulassen und der Wert somit ohne Bedeutung ist

³Solange der Abstand deutlich größer ist als der Drahtdurchmesser, geht letzterer nicht in die Berechnung ein

⁴Geometric Mean Distance

⁵Arithmetic Mean Distance

⁶Frequenzgangkorrektur für die innere Induktivität

⁷Bonden ist eine Form des Ultraschallschweißens

abweichendes typisches Bild einer Bondverbindung, das die elektrischen Eigenschaften beeinflusst. So hat ein Wedge-Bond einen eher flachen Verlauf und ist für kurze Distanzen geeignet, während ein Ball-Bond durch das rechtwinklige Aufsetzen auf dem Chip einen mehr eckigen Charakter hat. Abb. 8.3 illustriert die Formen [243].



Abb. 8.3: Typische Form von Bonddrähten. links: Wedge-Bond, rechts: Ball-Bond [243]

Das Bonding-Verfahren hat somit unmittelbaren Einfluß auf die Induktivität, die ein typischer Bond zwischen zwei Punkten hat. Dies macht die Verwendung insbesondere von kurzen Bonddrähten problematisch, da man sich auf das Herstellungsverfahren festlegen muß. Insbesondere beim manuellen Bonden kommt die Toleranz der Induktivität als zweites Problem hinzu, da die Form des Bonddrahtes von Mal zu Mal variiert. Durch den großen Abstand zum Substrat ist der Bond jedoch hinsichtlich seiner Güte und Eigenresonanzfrequenz sehr gut als Induktivität geeignet. In [244] ist eine Realisierung von kurzen horizontalen Zylinderspulen aus einer Kombination von Bonddrähten und On-Chip-Metallisierung auf GaAs gezeigt, darunter solche, die Güten von 11 bei einer Eigenresonanzfrequenz von 17 GHz aufweisen.

8.1.2 Leitung

Eine wenig an Spulen erinnernde Realisierung einer Induktivität greift auf das Schmalbandverhalten von Leitungen zurück. Eine Leitung der Länge l mit Wellenwiderstand Z_L transformiert dabei eine Abschlußimpedanz Z_2 in die Eingangsimpedanz

$$Z_1 = Z_L \frac{\frac{Z_2}{Z_L} + j \cdot \tan\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right)}{1 + j \frac{Z_2}{Z_L} \tan\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right)}, \quad (8.3)$$

wobei $\lambda = c/f$ die Wellenlänge eines Signals der Frequenz f bei der Lichtgeschwindigkeit $c = c_0/\sqrt{\epsilon_r \mu_r}$ ist [28]. Interessant ist hierbei der Spezialfall einer ausgangsseitig kurzgeschlossenen Leitung, d. h. $Z_2 = 0$. Für diesen Fall erhalten wir durch einsetzen

$$Z_1 = j \cdot Z_L \cdot \tan\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right). \quad (8.4)$$

Diese Funktion liefert bei fester Frequenz und variierter Länge den in Abb. 8.4 gezeigten Verlauf für die Eingangsimpedanz. Sie ist im Idealfall rein imaginär und kann sowohl kapazitiv (z. B.

für $\lambda/4 < l < \lambda/2$) als auch induktiv (z. B. für $0 < l < \lambda/4$) sein. Für $l = \lambda/4$ verhält sich die Leitung wie ein Parallelschwingkreis ($|Z_1| \Rightarrow \infty$).

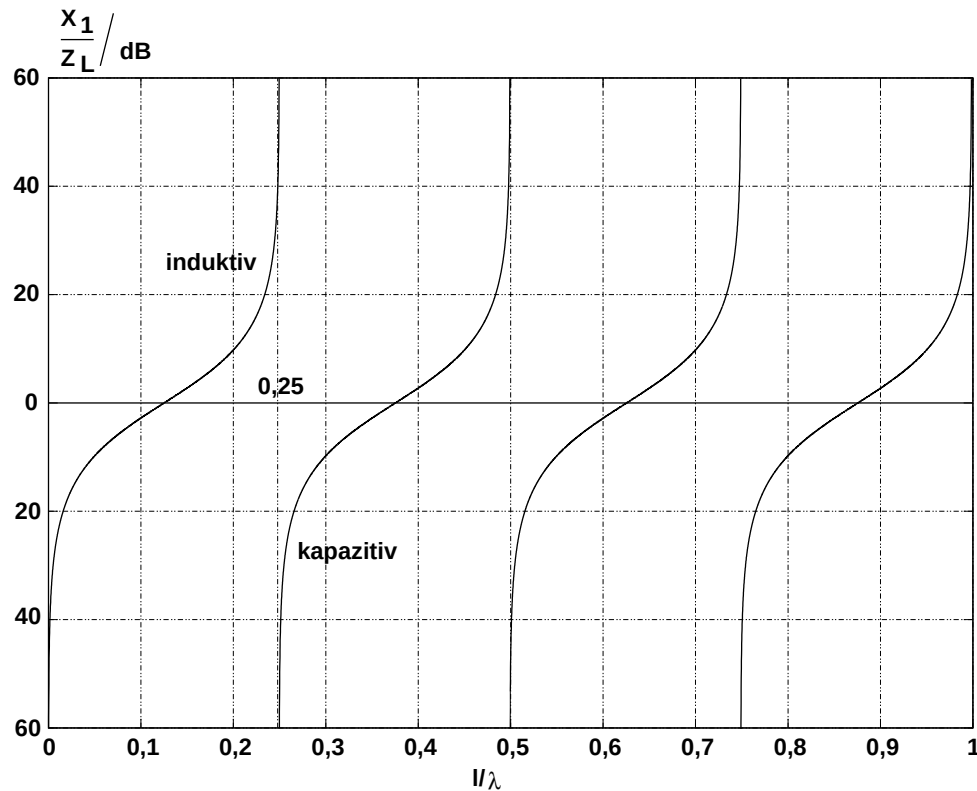


Abb. 8.4: Blindwiderstand einer kurzgeschlossenen Leitung über der Leitungslänge

Wenn die Leitung bei Eigenresonanz betrieben würde, ergäbe sich kein Verstimmbereich. Wie in Kapitel 7 deutlich wurde, ist für 5,8 GHz ein Induktivitätswert von etwa 4 nH sinnvoll, um den für HIPERLAN/2 benötigten Verstimmbereich zu erzielen. Deren Blindwiderstand beträgt bei Arbeitsfrequenz $2\pi fL = 146 \Omega$. Bei Verwendung einer 50Ω -Leitung ergibt sich aus Abb. 8.4 eine Leitungslänge von $0,2\lambda$, was bei einer in SiO_2 eingebetteten Leitung⁸ einer Länge von 5,2 mm entspricht.

Leitungen können bei mehrlagiger Metallisierung recht gut auf dem Chip realisiert werden. Um eine hohe Güte zu erzielen, ist eine Abschirmung gegen das Substrat unbedingt erforderlich. Daher beansprucht die Leitung mindestens zwei Metallisierungsebenen. Wenn der Chip in einem Kunststoffgehäuse untergebracht werden soll, ist je nach Leitungstyp u. U. auch eine Abschirmung nach oben sinnvoll, falls das Deckoxid nicht ausreichend hoch ist⁹. Mit drei Metallen ist somit eine komplett abgeschirmte Struktur realisierbar.

⁸ $\epsilon_r = 3,9$

⁹Kunststoffe haben im GHz-Bereich z. T. erhebliche dielektrische Verlustfaktoren

Problematisch ist, daß im unteren GHz-Bereich die erforderlichen Leitungslängen zu unhandlich sind, so daß eine Realisierung von Induktivitäten mit diesem Verfahren erst oberhalb von 20 GHz interessant wird [245]. In [239] wurde hingegen ein 4,8 GHz-Oszillator mit externer Streifenleitung realisiert.

Je besser die Leitung abgeschirmt wird, desto kleiner wird der Spielraum für die Leitungsdimensionierung, da der kapazitive Belag der Leitung aufgrund der geringen Abstände zur Umgebung sehr groß wird. Dieser Belag hängt zudem von der Dicke des Oxids zwischen den Metallisierungsebenen ab, die z. T. großen Schwankungen unterliegt¹⁰. Eine präzise Kontrolle über die Leitungsimpedanz besteht zum Entwurfszeitpunkt also nicht¹¹.

8.1.3 Zylinder

Die klassische Realisierung einer Spule besteht aus einem Wickelkörper, auf den eine größere Anzahl Windungen aufgebracht wird. In der Regel ist hier die Dicke des Wickelraums deutlich kleiner als der Durchmesser des Wickelkörpers. Für diesen Fall lassen sich geschlossene Formeln für die Induktivität angeben¹². Der Grund hierfür liegt darin, daß der Strom durch die einzelnen Windungen als homogener Flächenstrom um den Wickelkörper aufgefaßt werden kann. Für die lange Zylinderspule ergibt sich für die Induktivität L_{Zyl} der bekannte Ausdruck

$$L_{Zyl} = \mu_0 \mu_r N^2 \frac{A}{l}, \quad (8.5)$$

wobei N die Anzahl der Windungen, A die Querschnittsfläche des Wickelkörpers und l die Wickelhöhe der Spule bezeichnen. Die Permeabilität μ_r einer kernlosen Spule kann fast immer mit eins angesetzt werden. Schaut man sich daneben den Drahtwiderstand R_{Zyl} mit

$$R_{Zyl} = \rho \frac{l_{Draht}}{A_{Draht}} = \rho \frac{2N\sqrt{\pi}\sqrt{A}}{A_{Draht}} \quad (8.6)$$

(mit spezifischem Widerstand ρ , Drahtlänge l_{Draht} und Drahtquerschnittsfläche A_{Draht}) an, so sieht man folgende Zusammenhänge:

- Die Induktivität wächst proportional mit der vom Draht umschlossenen Fläche
- Die Induktivität wächst quadratisch mit der Windungszahl

¹⁰Auch die heute übliche Planarisierung verhindert dies nur z. T.; die Planarisierung verursacht im übrigen eine Abhängigkeit der Oxiddicke von der großflächigen Umgebung der Leitung

¹¹Die Berechnung von Z_L kann z. B. über [246, 247, 242] erfolgen

¹²Z. B. für die lange oder kurze Zylinderspule

- Die Induktivität wächst proportional mit der Wicklungsdichte N/l
- Der Spulenwiderstand wächst mit der Wurzel der umschlossenen Fläche
- Der Spulenwiderstand wächst proportional mit der Windungszahl
- Der Spulenwiderstand sinkt mit dem Wicklungsquerschnitt

Um die Güte zu optimieren, muß für eine bestimmte Frequenz das Verhältnis L/R maximiert werden, wie aus Formel 8.1 hervorgeht. Die einzelnen Punkte in obiger Liste widersprechen sich dabei, aufgrund der unterschiedlichen Zusammenhänge kann jedoch ein Optimum gefunden werden. Die offensichtlichste Optimierung kann dabei über die Windungszahl N vorgenommen werden, da sich das Verhältnis L/R proportional zu N verbessert:

$$\frac{L_{Zyl}}{R_{Zyl}} = \frac{\mu_0 \mu_r}{2\sqrt{\pi} \rho} \cdot \frac{N \sqrt{A} A_{Draht}}{l} \quad (8.7)$$

In der Praxis stört leider der Umstand, daß man keine beliebig großen Induktivitätswerte sucht, sondern einen ganz bestimmten, da andernfalls nicht nur der Absolutwert der Schwingkreis-kapazität kleiner wird, sondern auch der über die Varaktoren erzielbare Verstimbereich. Um bei größerem N ein konstantes L_{Zyl} zu erhalten, muß die Spulenfläche A reduziert werden. Bei Annahme einer konstanten Spulenlänge ergibt sich daher ein Nullsummenspiel. Das gleiche Dilemma ergibt sich, wenn L/R über eine Vergrößerung der umschlossenen Fläche verbessert werden soll. Auch hier muß für ein konstantes L_{Zyl} die Windungszahl reduziert werden, wodurch der Gewinn aufgeessen wird. Bei großer Fläche und niedriger Windungszahl ergibt sich jedoch mehr Spielraum zur Vergrößerung des Drahtquerschnitts A_{Draht} , so daß auf diese Weise doch ein Gewinn erzielt werden kann.

Durch die Änderung entweder des Wicklungsquerschnitts, der Spulenlänge oder des Drahtquerschnitts (um die erstgenannten beiden Parameter konstant zu halten) ergibt sich bei genauere Betrachtung allerdings durchaus eine ausnutzbare Abhängigkeit¹³.

Die Vergrößerung der Wicklungsdichte ist dagegen i. d. R. gleichbedeutend mit der Reduktion des Leiterquerschnitts, so daß sowohl L als auch R zunehmen.

Im Endeffekt bleibt als wesentliche Erkenntnis stehen, daß die Spule mit zunehmender Induktivität tendenziell besser wird. Gleichzeitig ist eine Vergrößerung der umschlossenen Fläche sinnvoll, um größere Leiterquerschnitte realisieren zu können. Implizit bedeutet das, daß Spuleninnere von Leitern freizuhalten¹⁴.

¹³Die aufgrund der auftretenden Hochfrequenzeffekte allerdings deutlich komplizierter ist

¹⁴Die nachfolgende Betrachtung von HF-Effekten verstärkt diese Forderung noch

Bei der integrierten Schaltung stößt die Realisierung einer Zylinderspule schnell an Grenzen. Die naheliegendste Realisierung besteht in der Formung von konzentrischen Leiterschleifen auf einer Metallisierungsebene, wobei bei mehrlagiger Metallisierung eine ultrakurze Zylinderspule entsteht. Allerdings ist der „Wickelraum“ aufgrund der Designregeln sehr breit, so daß die oben genannten Formeln nicht mehr anwendbar sind.

Die Stapelung von Wicklungen in übereinanderliegenden Metallisierungsebenen ist dabei zunächst sinnvoller als die spiralförmige Vergrößerung der Spule, da im zweitgenannten Fall die eingeschlossene Fläche der innersten Windungen nur schwach zur Induktivität, jedoch stark zum Widerstand beitragen. Die lithographischen Grenzen und die in der Regel dünnen Metallfilme führen zu breiten Leiterbahnen mit relativ großen Abständen. Dies hat zur Konsequenz, daß die magnetische Kopplung zwischen den inneren und äußeren Windungen schlechter ist als bei übereinanderliegenden Windungen. Grenzen ergeben sich dabei aus dem Umstand, daß die Anzahl der Metallisierungsebenen sehr klein ist (typisch drei), wobei eine Ebene zur Kontaktierung des innenliegenden Anschlusses der Spule reserviert werden muß. Daneben sind die unteren Ebenen häufig sehr dünn, so daß der Widerstand einer Windung nur bei großer Breite akzeptabel ist. Da umgekehrt die Abstände der Metallisierungsebenen klein sind, kann es darüberhinaus zu Problemen mit der Eigenresonanzfrequenz kommen.

In [248] wurde eine sehr ungewöhnliche Realisierung einer langen integrierten Zylinderspule vorgestellt. Dort wird der Zylinder quasi hingelegt, indem der (rechteckige) Querschnitt aus einer oberen und einer unteren Metallisierungsebene sowie den Durchkontaktierungen zwischen diesen realisiert wird. Dies verursacht jedoch eine große Unsicherheit in der Induktivität, da die eingeschlossene Fläche nun wieder von der Oxiddicke zwischen den Ebenen abhängt. Vorteilhaft ist allerdings, daß nur ein kleiner Teil des Streufeldes in das leitfähige Silizium-Substrat eindringt, so daß die erzielten Güten in einzelnen Technologien¹⁵ durchaus besser sein können als bei vergleichbaren liegenden Spulen. Da Kontakte normalerweise aus Wolfram hergestellt werden, dessen spezifischer Widerstand etwa doppelt so groß ist wie der von Aluminium, ist der Wicklungswiderstand unter normalen Umständen jedoch groß.

8.1.4 Integrierte Spiralspule

Nachdem die Realisierung einer Zylinderspule auf dem Chip in der klassischen Form nicht gelingt, spricht man eher von Spiralspulen. Prinzipiell gilt hier das gleiche wie im vorherigen

¹⁵Etwa GaAs-Technologien mit reiner Gold-Metallisierung

ist manuell recht aufwendig, da die Gegeninduktivität zwischen allen verkoppelten Segmenten berücksichtigt werden muß.

Ebenfalls kompliziert ist die Bestimmung der Substrat- und Randkapazitäten. Da die z. T. sehr dünne Metallisierung auf dem Chip zu breiten Leiterbahnen führt, kann die Substratkapazität oft durch die reine Flächenkapazität angenähert werden. Der Anteil des Randes an der Substratkapazität kann durch eine Anpassung der Segmentbreite oder nach speziellen Formeln erfolgen. Da bei der konventionellen Spiralspule benachbarte Windungen auf ähnlichem Potential liegen, ist der Einfluß der Koppelkapazität (Fringing-Kapazität) zwischen benachbarten Windungen klein.

Zur Bestimmung des vollständigen Modells muß das Substrat ebenfalls modelliert werden. Je nach Substrattyp und Frequenz überwiegt dabei der resistive oder kapazitive Charakter (repräsentiert durch R_S und C_S). Speziell bei CMOS-Substraten mit extrem hoher Dotierung sind auch induktive Elemente zu berücksichtigen [257, 258, 259]. Maßgeblich für das Modell ist einerseits der Einfluß von Windung zu Windung, andererseits aber auch der Pfad zum nächsten Substratkontakt, der ein festes Potential bereitstellt. Für die Ausbreitung der Ströme im Substrat wurde hier auf 3D-Modellierung verzichtet und stattdessen eine flächenhafte bzw. radiale Ausdehnung angenommen. Dadurch lassen sich die Widerstands- und Kondensatorelemente des Substratmodells auf rechteckige und ggf. zylinderförmige Elemente reduzieren, für die man geschlossene Ausdrücke bestimmen kann. Voraussetzung für die Gültigkeit derartiger Vereinfachungen ist, daß die Spule nahe des Punktes maximaler Güte betrieben wird, wo die Eigenkapazitäten keinen übermäßig großen Einfluß haben¹⁷.

Abb. 8.6 zeigt das klassische konzentrierte Modell, das oft für derartige Spulen verwendet wird. Die Elemente des Ersatzschaltbildes sind dabei frequenzabhängig. Dies betrifft in besonderem Maße den Spulenwiderstand R_L , dessen Wert durch Hochfrequenzeffekte ein Vielfaches des Gleichstromwiderstandes annehmen kann. Auch die übrigen Elemente sind frequenzabhängig. Ihr Wert entspricht jedoch häufig nicht einer physikalischen Größe, sondern resultiert aus der Anpassung der Modellparameter an Meßdaten oder Finite-Elemente-Simulationen (sog. Fitten) bei einer bestimmten Frequenz.

Anhand des konzentrierten Modells von Abb. 8.6 kann man den Einfluß der Betriebsart auf die Eigenschaften der Spule ermitteln. Wird die Spule, wie zumeist üblich, einseitig geerdet, so wirkt allein der Anteil der Substratkapazität und des Substratnetzwerks des angesteuerten En-

¹⁷In [260] wurden Transformatoren mit Widerstandslast in das Modell eingebaut, um die Substratverluste zu bestimmen. Die Werte wurden jedoch an Messungen gefittet

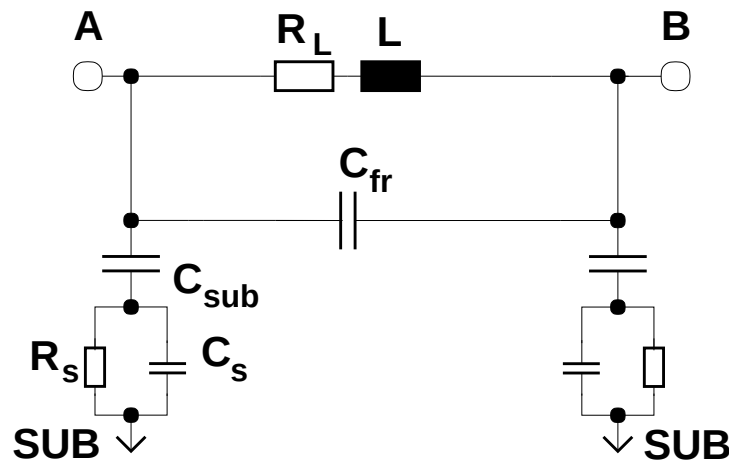


Abb. 8.6: Konzentriertes Modell

des. Wenn die Spule im Vergleich dazu symmetrisch zwischen den Punkten A und B angesteuert wird, wirken alle dargestellten Elemente. Effektiv liegen in diesem Fall beide Oxidkapazitäten C_{SUB} sowie die Substratelemente C_S und R_S in Reihe. Dadurch sinkt die effektiv parallel zur Spule liegende Kapazität auf etwa die Hälfte, was sich positiv auf die Eigenresonanzfrequenz bzw. den erzielbaren Verstimmungsbereich auswirkt. Zudem verdoppelt sich der parasitäre Substratwiderstand, so daß sich die Güte der Spule vergrößert [261].

8.1.5 Symmetrische Spulen

Der differentielle Betrieb der Spule nach Abb. 8.5 scheitert bei hohen Frequenzen an der Asymmetrie der Spule. Diese Asymmetrie wird bei steigender Windungszahl bzw. sinkendem Innenraum der Spule zunehmend größer und führt dazu, daß u. a. die Kapazitäten C_{SUB} an den Anschlüssen A und B der Spule unterschiedliche Werte annehmen.

Um dieses Problem zu umgehen, muß das Wicklungsschema der Spule modifiziert werden. In [211, 194] wurde ein Layout vorgeschlagen, das in etwa Abb. 8.7 entspricht. Dieses Spulenlayout ist nicht völlig symmetrisch. Solange die Abschlüsse A und B nahe der Mittelachse verlaufen und der freie Innenraum groß ist, ist die Symmetrie jedoch ausreichend. Dieses Layout wurde für den Oszillator „EmOs“ verwendet. Man erkennt anhand der Farbgebung, daß die einzelnen Windungen von den Anschlüssen A und B ausgehend ineinander verschachtelt sind. Diese Verschachtelung ist allen symmetrierten Spulenlayouts gemein. Innerhalb der symmetrierten Spule gibt es bei symmetrischer Ansteuerung einen virtuellen Massepunkt. Bei ungerader Windungszahl liegt er den „heißen“ Anschlüssen gegenüber, bei gerader zwischen ihnen.

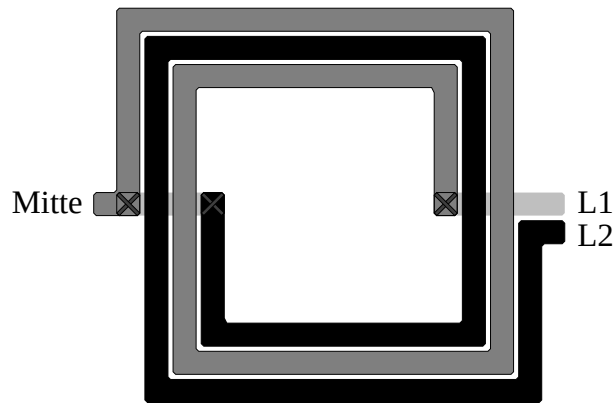


Abb. 8.7: Prinzip der symmetrischen Windung

Dieser Punkt kann in der Schaltung geerdet werden, ohne daß sich die Eigenresonanzfrequenz oder die Güte der Spule ändert. Abb. 8.8 zeigt das konzentrierte Modell der mittengezapften Spule (center-tapped inductor, CTI). Auch in diesem Modell sind die Elemente frequenzabhän-

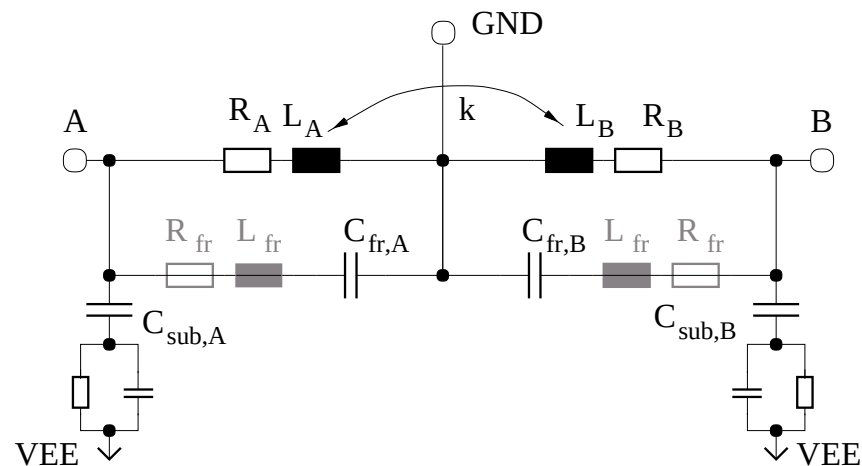


Abb. 8.8: Konzentriertes Modell der mittengezapften Spule

gig. Üblicherweise wird man die Modellparameter für die Betriebsfrequenz optimieren und als konstant annehmen. Als Daumenregel kann man für alle von mir untersuchten Spulen festhalten, daß die Frequenz bei maximaler Güte etwa bei der halben Resonanzfrequenz liegt. Da die Frequenz maximaler Güte jedoch nicht in allen Fällen mit der Betriebsfrequenz übereinstimmt, ist eine Ausdehnung des Gültigkeitsbereichs des Modells angebracht. Um dies zu erreichen, wurde das klassische konzentrierte Modell um die in Abb. 8.8 grau gezeichneten Elemente R_{fr} und L_{fr} erweitert, die jeweils etwa 25% der Werte von $R_{A,B}$ und $L_{A,B}$ erhalten¹⁸.

¹⁸Dies sind jeweils nur grobe Anhaltswerte; die genauen Werte sind durch Abgleich mit Simulationen eines genaueren Modells zu ermitteln

Dem Vorteil der besseren Symmetrie steht jedoch eine stärkere Randkapazität (Fringing-Kapazität) gegenüber. Dies soll anhand der Gegenüberstellung einer konventionellen Spule und einer mittenangezapften Spule mit jeweils drei Windungen erläutert werden, wie sie in Abb. 8.9 und Abb. 8.10 gezeigt sind. Um die Verhältnisse zu vereinfachen, soll der Innenraum der Spule groß im Verhältnis zum äußeren Durchmesser sein. In diesem Fall kann man davon ausgehen, daß die Eigeninduktivität und der Widerstand der einzelnen Segmente annähernd gleich ist, so daß sich die an den Klemmen A und B angelegte Spannung homogen auf die Segmente verteilt. Die Segmente in den Abbildungen sind durchnummeriert, wobei komplementäre Segmente halber Länge, wie sie an den Anschlüssen oder an der Mittenanzapfung auftreten, die gleiche Nummer bekommen. Wenn wir die einfache Spule mit insgesamt 12 Segmenten betrachten, so beträgt die

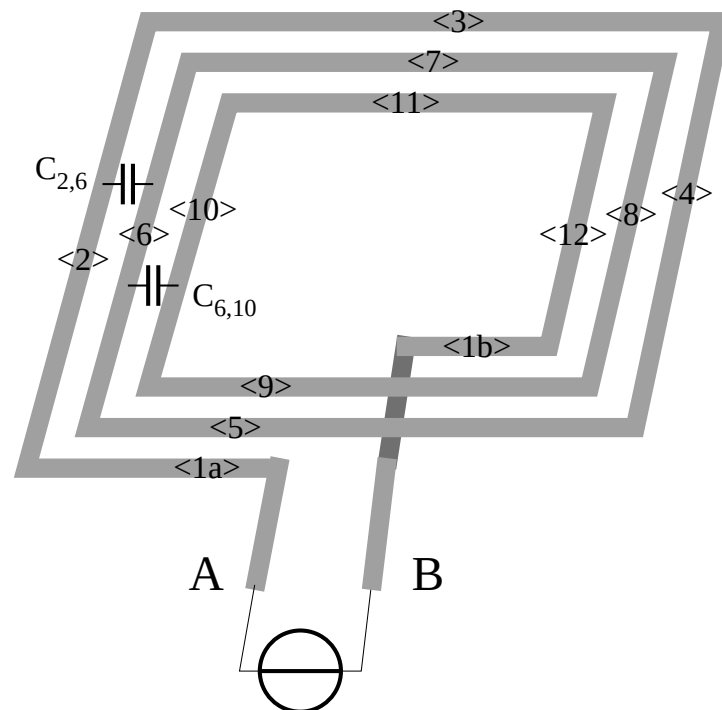


Abb. 8.9: Konventionelle Spiralspule: Einfluß der Randkapazitäten C_f

Spannungsdifferenz zwischen den äußeren beiden Segmenten auf der linken Seite (Nummern 2 und 6) etwa $(6 - 2)/12 = 33\%$ der angelegten Spannung, so daß eine zwischen den Klemmen A und B angeschlossene Kapazität der Größe $C_{2,6}/3$ den gleichen Effekt hat. Summiert man die gewichteten Anteile aller einzelnen Randkapazitäten auf, um diese dem konzentrierten Modell in Form von C_f zuzuordnen, so beträgt C_f nur etwa 33% des aus der Geometrie ermittelten Kapazitätswertes. Bei der mittenangezapften Spule sind die Verhältnisse anders. Betrachten wir wieder die beiden äußeren Segmente auf der linken Seite (Nummern 2 und 10), so beträgt die Spannung zwischen ihnen etwa $(10 - 2)/12 = 67\%$ der zwischen A und B angelegten Span-

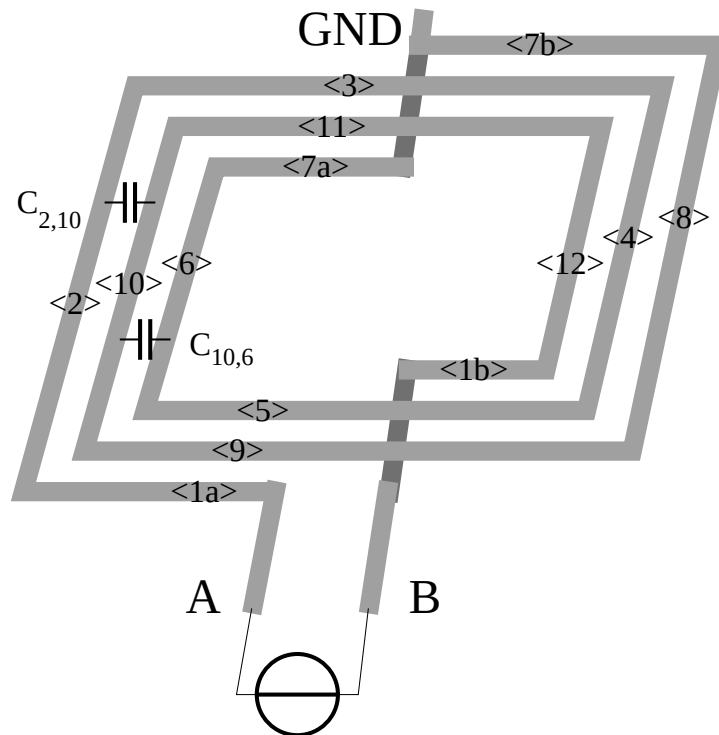


Abb. 8.10: Symmetrierte Spule: Einfluß der Randkapazitäten C_f

nung. Dieser Wert ergibt sich für alle äußeren Paare. Bei den inneren Windungen ergibt sich ein Wert von 33%, so daß sich insgesamt eine etwa 50% größere Koppelkapazität ergibt. Gerade bei Technologien, die kein dickes Oxid unter dem Metall aufweisen bzw. bei Spulen, bei denen zur Optimierung der Güte der Windungsabstand reduziert wurde, kann dieser größere Einfluß der Randkapazität die Eigenresonanzfrequenz soweit absenken, daß z. B. der Verstimmungsbereich eines Oszillators nicht mehr groß genug ist. Da die Güte bei symmetrischem Betrieb jedoch insgesamt höher ist als bei geerdetem, kann man den Windungsabstand soweit vergrößern, daß dieser Effekt kompensiert wird¹⁹.

8.1.6 Hochfrequenzeffekte

Der wichtigste Hochfrequenzeffekt ist der Skineffekt. Betrachtet man die Formel für die Induktivität eines geraden runden Drahtes (vgl. Formel 8.2 auf Seite 238), so enthält diese einen Term, der von der Permeabilität des Materials und der Signalfrequenz abhängt. Bei niedrigen Frequenzen wird der Draht homogen vom Strom durchflossen, so daß auch sein Inneres von Magnetfeldern durchsetzt wird. Der Anteil dieses Feldes an der Induktivität wird als innere

¹⁹Nach diesem Schema kann man umgekehrt auch versuchen, die effektive Randkapazität von Spulen zu reduzieren [262]

Induktivität eines Leiters bezeichnet. Mit steigender Frequenz verursachen die Ströme in ihm induzierte Gegenspannungen, deren Amplitude zum Zentrum des Leiters hin zunehmen. Dadurch wird ein Gegenstrom im Leiter erzeugt, der dem Gesamtstrom entgegengesetzt ist. Der Skineneffekt macht sich folglich in einer Verdrängung des Stromes auf die Außenhaut des Leiters bemerkbar. Die Induktivität des Leiters sinkt dabei im Grenzfall auf den Anteil der äußeren Induktivität. Die Stromdichte nimmt exponentiell zum Inneren hin ab, während gleichzeitig eine Phasendrehung auftritt. Man erhält für die Stromdichte $J(x)$ des runden Leiters nach [103]

$$J(x) = J_0 e^{-\frac{x}{\sigma}} e^{-j\frac{x}{\sigma}}, \quad (8.8)$$

wobei J_0 die Stromdichte auf der Außenhaut und x die Tiefe gegenüber der Leiteroberfläche ist. Die sogenannte Skintiefe oder Eindringtiefe σ ist dabei gemäß

$$\sigma = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu_0\mu_r}} \quad (8.9)$$

definiert, wobei ρ der spezifische Widerstand des Leiters ist. Man erkennt, daß für $x = \sigma$ die Stromdichte auf 36,8% abgefallen ist, während die Phase sich um 90° gedreht hat. Geht man weiter ins Leiterinnere, so fließen die Ströme effektiv in Gegenrichtung zum äußeren Strom. Dies führt dazu, daß man die Skintiefe als effektive Leiterdicke betrachten kann. Mit Hilfe der Skintiefe kann so ein bei Hochfrequenz effektiv wirksamer Leiterquerschnitt ermittelt werden, aus dem der Leiterwiderstand bei der Frequenz ω hervorgeht. Ab einer bestimmten Grenzfrequenz, bei der die Leiterdicke größer wird als 2σ , steigt der Widerstand des runden Leiters wegen $A_{eff} \approx \pi\sigma(2r - \sigma)$ folglich näherungsweise proportional zu $\sqrt{\omega}$. Ein ähnliches Ergebnis ergibt sich für den rechteckigen Leiter. Für Aluminium bei $f = 5,8$ GHz beträgt die Skintiefe etwa $1,12 \mu\text{m}$.

In Anwesenheit anderer Leiter wirken auch die Magnetfelder fremder Leiter auf die Stromverteilung ein. Die Folge ist eine Verschiebung des Stromschwerpunktes aus der Leitermitte heraus. Dieser Effekt wird als Proximityeffekt bezeichnet. In einer Spule treten Skin- und Proximityeffekt aufgrund der dicht beisammenliegenden Windungen immer gemeinsam auf. Die Auswirkungen auf den Stromfluß illustriert Abb. 8.11. Für den Proximityeffekt sind geschlossene Formeln schwer zu ermitteln, da die Gegeninduktivität zweier benachbarter Leiter in der Regel komplizierte Ausdrücke beinhaltet.

Anhand Abb. 8.11 kann man erkennen, daß tendenziell die eingeschlossene Fläche der inneren Windung reduziert wird, während sie sich bei der äußeren Windung vergrößert. Dadurch reduziert sich der Anteil der inneren Windung an der Induktivität. Da die äußere Windung ei-

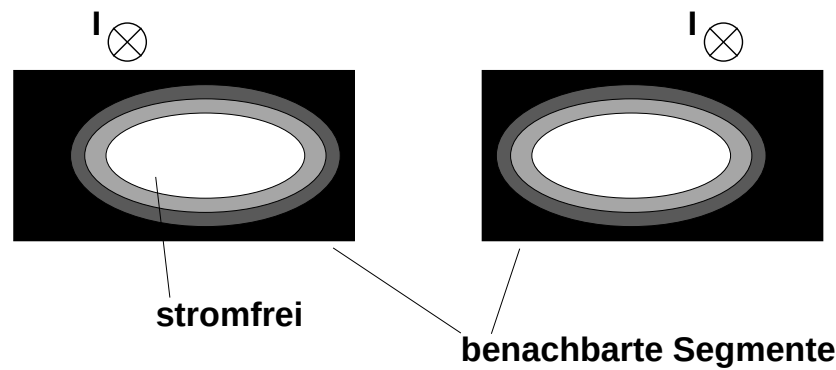


Abb. 8.11: Auswirkungen von Skin- und Proximityeffekt auf die Stromverteilung der Spulensegmente

ne insgesamt höhere Induktivität aufweist, vergrößert sich die Gesamtinduktivität durch den Proximityeffekt geringfügig.

Während diskrete Zylinderspulen für hohe Frequenzen oft als Luftspule über einem isolierenden Schaltungsträger realisiert werden, liegt die integrierte Spiralspule relativ niedrig über dem leitfähigen Siliziumsubstrat. Dieses Substrat wird folglich von einem sich schnell wechselnden Magnetfeld durchsetzt, wodurch Wirbelströme entstehen. Gleichzeitig hat die Spule eine nicht unerhebliche Kapazität zum Substrat, so daß es auch zu Verschiebungsströmen kommt. Beide Effekte beeinflussen das Verhalten der Spule negativ, sie sind in Abb. 8.12 für die mitten-angezapfte Spule illustriert²⁰ [263].

Den Einfluß des elektrischen Feldes auf das Substrat kann man durch geeignete Strukturen unter der Spule weitgehend ausschalten. Abb. 8.13 zeigt dies in der Draufsicht auf „EmOs3“, Abb. 8.14 im Querschnitt. Die scheinbaren Löcher in der Spule werden durch Lichtbrechung an den Vertiefungen verursacht, welche die Strukturen unter der Spule verursachen (die Technologie war nicht planar). Derartige Abschirmungen werden in der Literatur „Patterned Ground Shield“ oder PGS genannt [264, 265, 266, 267, 268, 162, 269]. Eine allgemeine Richtlinie zum Entwurf einer solchen Abschirmung gibt es bislang nicht, meines Wissens ist der Effekt auch noch nicht simuliert worden²¹. Über die praktische Ausführung ist zumindest zu sagen, daß sie einerseits elektrisch möglichst dicht sein soll, andererseits jedoch keine Wirbelströme zulassen darf. Die nach meiner Einschätzung beste Lösung liegt in nicht zu dicht beieinander liegenden Streifen, die quer zur Stromflußrichtung angeordnet sind. Um wirksam gegen das Substrat

²⁰Die unterschiedliche Wicklung führt zu unterschiedlichen elektrischen, jedoch identischen magnetischen Feldbildern

²¹Siehe Kapitel 8.2.3

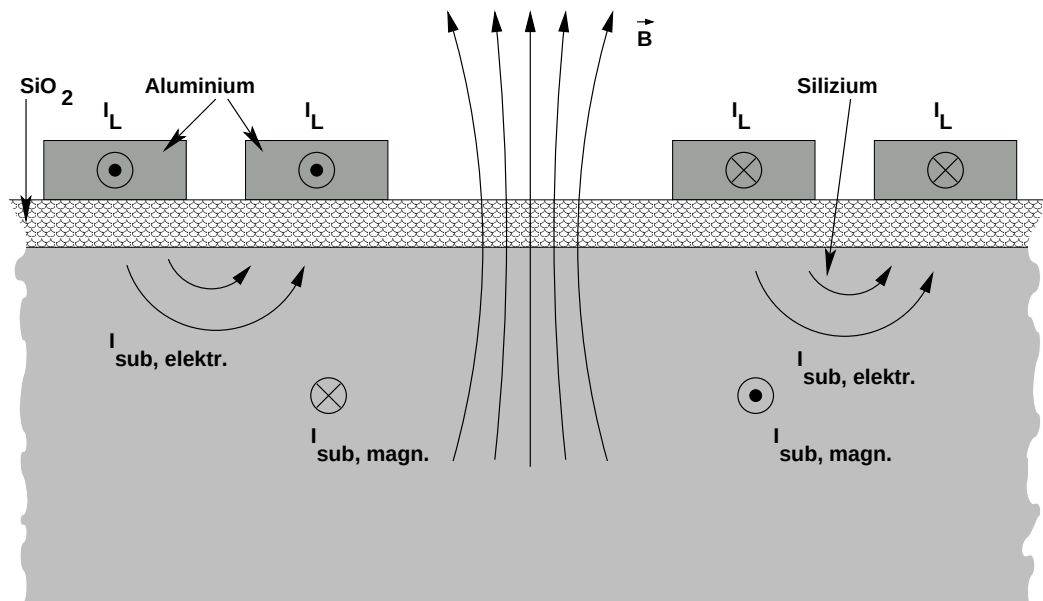


Abb. 8.12: Magnetische und elektrische Substrateffekte

abschirmen zu können, ist eine Erdung der Abschirmung vorzusehen. Daher sind die Streifen von einem Metallring umgeben, der sie an der Stelle der Mittenanzapfung der Spule mit Masse verbindet. Dieser Ring ist auf der Varaktorseite unterbrochen, um keinen Pfad für Wirbelströme zu erzeugen. Im Innenraum der Spule sind keine Streifen, da es dort nur zu Wirbelströmen innerhalb der einzelnen Streifen käme, welche die Güte reduzieren [263]. Im Substrat umgibt ein Ring von Substratkontakten die Spule, der im Bereich des Oszillators (Varaktorseite) mit der negativen Betriebsspannung verbunden ist. Auch dieser Ring ist großflächig im Bereich der Mittenanzapfung unterbrochen, um Wirbelströme zu unterbinden [270, 271, 272]. Die Substratkontakte reduzieren den Einfluß des elektrischen Spulenfeldes auf weiter entfernte Bereiche des Chips und umgekehrt.

Es gibt eine Reihe anderer Möglichkeiten, die Eigenschaften der Spule zu verbessern. Eine besteht darin, den Isolator unter der Spule extrem dick zu machen. Oxid ist dafür wenig geeignet, da sein Wachstum zu langsam vonstatten geht und den Chip während der Herstellung thermisch belastet. Das Polymer **BCB** mit einer Dielektrizitätskonstante von ca. 2,7 kann im Schleuderverfahren aufgetragen und anschließend getrocknet werden. Es lassen sich so Schichten von etwa 20 μm Dicke erzeugen. Dies reduziert die Substrat- und die Koppelkapazität sowie die Stärke des Magnetfeldes im Substrat. Nachteilig sind die großen Durchkontaktierungen (20-30 μm), die durch die extremen Schichtdicken erforderlich werden.

Näher an etablierten Fertigungstechnologien liegt die Erzeugung von sog. „deep trenches“,

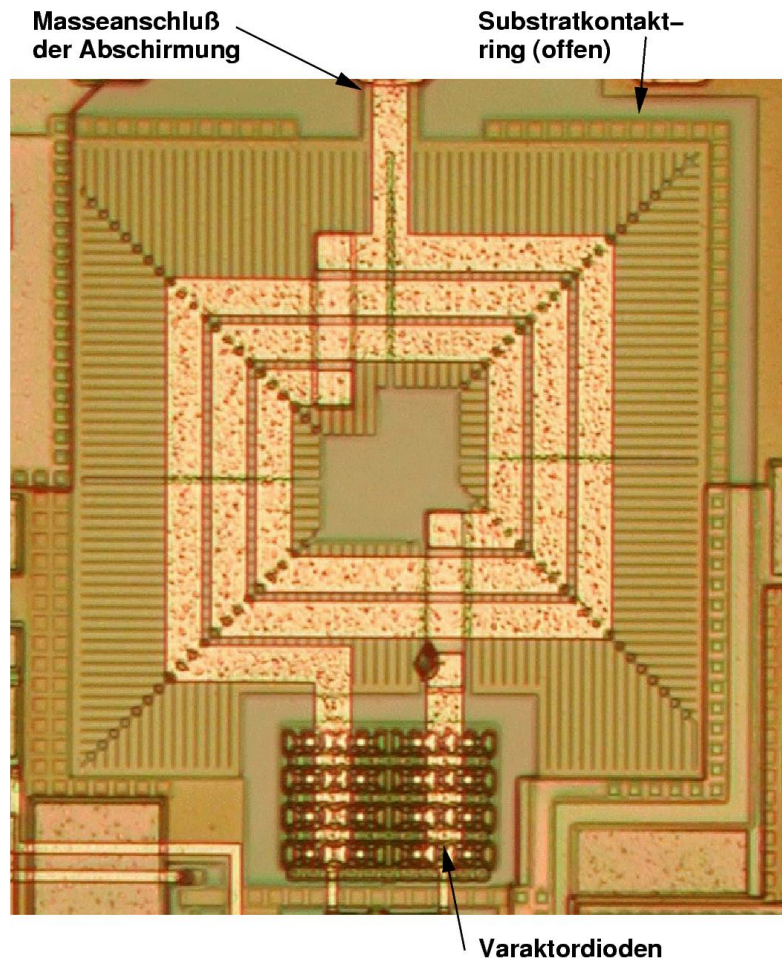


Abb. 8.13: Symmetrische mittenangezapfte Spule mit Substratabschirmung (Ausschnitt aus dem Chippfoto von „EmOs3“)

also tiefen oxidgefüllten Gräben, wie sie auch zur horizontalen Isolation von Transistoren Verwendung finden. Deren Tiefe beträgt aber üblicherweise weniger als $10\ \mu\text{m}$, zudem ist das ϵ_r höher als das von BCB [273].

Eine andere Möglichkeit besteht in der Unterätzung der Spule. Die Ätzung kann soweit gehen, daß die Spule nur vom Oxid unter ihr getragen wird (Rückseitenätzung). Offensichtlich lassen sich auch so viele Parasiten reduzieren, die mechanische Stabilität ist jedoch in Frage gestellt.

In [274] wird das Silizium durch galvanisches ätzen porös gemacht, wodurch sich (vermutlich durch Oberflächeneffekte) seine Leitfähigkeit stark reduziert. Der Prozeß setzt jedoch den Halbleiter unter mechanischen Streß, so daß es zu Rissen im Silizium kommen kann. [275, 235, 276, 277, 278] ätzen ebenfalls das Substrat weg, lösen das Stabilitätsproblem jedoch durch vorheriges Aufkleben der Schaltungsoberseite auf einen Glasträger²². Auf diese Weise

²²Es wurden Spulengüten von bis zu 50 berichtet

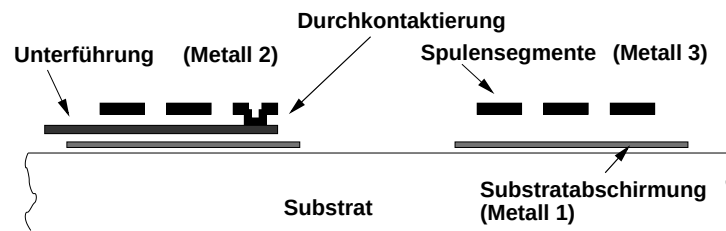


Abb. 8.14: Querschnitt einer integrierten Spule mit Substratabschirmung

entstehen jedoch neue Probleme bei der Kontaktierung der Schaltung.

Eine z. T. auch magnetisch wirkende Abschirmung wird in [279] vorgestellt. Die Spule wird dort zunächst in polykristallinem Silizium vorgeformt. Durch mikromechanische Technologien wird sie dann um rund $30\ \mu\text{m}$ unterätzt. Anschließend wird Kupfer aufgebracht, das sich sowohl um die Poly-Silizium-Spule als auch auf die Wände der geätzten Aussparung legt. Das Resultat ist eine Kupferspule, die durch den „Kupferkäfig“ weitgehend gegen die Umgebung abgeschirmt ist. Mechanische Stabilitätsprobleme sind allerdings auch hier zu erwarten.

Daneben gibt es Ansätze, die Spule durch „Chip-Package-Codesign“ außerhalb des Chips anzuordnen, ohne zusätzliche Bauelemente zu benötigen. Da Bonddrähte im 5 GHz-Bereich bereits eine zu hohe Induktivität haben, kommt dabei vermehrt Flip-Chip-Technologie zum Einsatz [240, 280, 281]. Auch miniaturisierte Zylinderspulen, die auf das IC aufgesetzt werden, wurden bereits vorgestellt [282].

Der in [283] vorgeschlagene Weg der aktiven Gütekorrektur für integrierte Spulen durch Addition passend phasenverschobener Signale dürfte hingegen keinen positiven Effekt auf das Phasenrauschen von Oszillatoren haben, da sich die Korrekturspannungen aufgrund ihrer Phasenlage selbst wie Phasenrauschen bemerkbar machen. Die erzielten Güten von bis zu 2000 lassen sich folglich nicht zur Berechnung des Phasenrauschen heranziehen. Da die Korrektur gleichzeitig die effektive Induktivität ändert, könnte dies jedoch ein Weg zur Verstimmung von Oszillatoren oder Filtern sein.

Das Magnetfeld der Spule verursacht nicht nur Effekte im Substrat, sondern ändert auch die Stromverteilung in den Spulensegmenten [263]. Dies wird in Abb. 8.15 verdeutlicht. Der sich zeitlich ändernde Spulenstrom I_L erzeugt ein sich änderndes Magnetfeld B_L , dessen Stärke zum Spuleninneren hin ansteigt, da dort der umschließende Stromfluß am größten ist. Den Induktionsgesetzen zufolge wird in den Leitern ein Wirbelstrom (eddy current) erzeugt, dessen eigenes Magnetfeld dem äußeren, also dem Spulenfeld, entgegenwirkt. In der innersten Windung ist dieser Effekt besonders ausgeprägt; hier ist exemplarisch der Wirbelstrom I_e gezeigt,

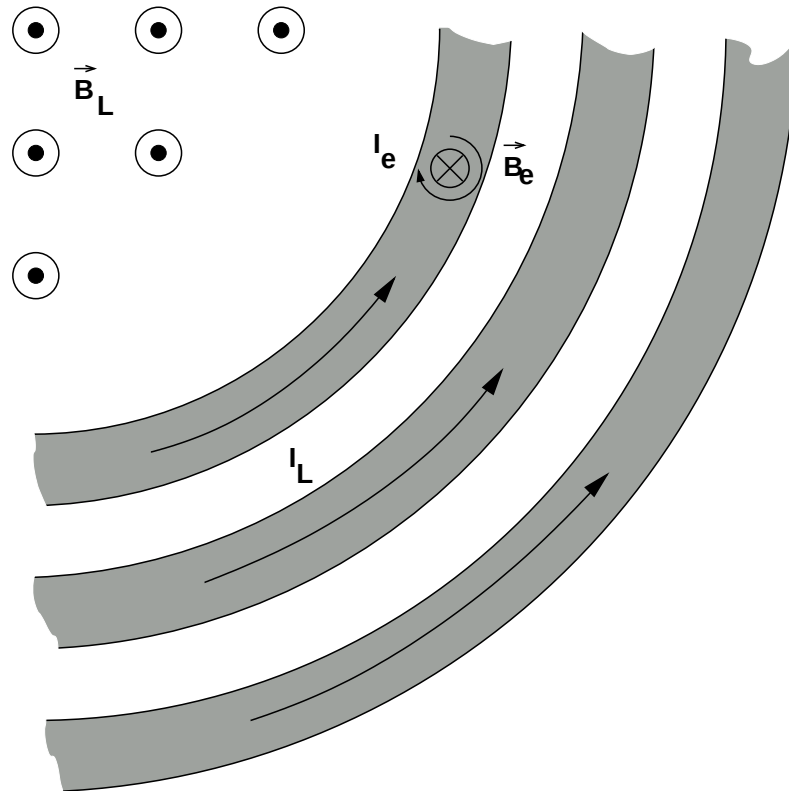


Abb. 8.15: Durch das Spulenfeld verursachte Wirbelströme

der das Gegenfeld B_e erzeugt.

Der direkte Einfluß auf das Magnetfeld der Spule ist dabei zunächst zweitrangig, da die resultierende Reduktion der Induktivität klein ist. Wichtiger ist die Änderung des stromführenden Querschnitts bzw. die Verschiebung des Stromschwerpunktes nach Innen. Dieser Effekt erhöht den Widerstand der inneren Windungen weiter und führt ebenfalls zu einer geringfügigen Reduktion der Induktivität.

Der Widerstand der inneren Windungen kann bei hohen Frequenzen ein Vielfaches des Widerstandes der äußeren Windungen betragen. Um die Spulengüte nicht durch diesen Effekt zu gefährden, ist ein hinreichend großer Innenraum vorzusehen, der frei von elektrischen Leitern ist. Dadurch wird die Bildung von Wirbelströmen in den Bereichen, wo sich die Magnetfelder aller Segmente überlagern, vermieden.

Wenn der Raum für eine Vergrößerung der Spule nicht vorhanden ist oder aber die Vergrößerung zu Isolationsproblemen gegenüber anderen Schaltungsteilen führt, so kann man von außen nach innen sukzessive die Breite der Leiterbahnen reduzieren, um den Innenraum zu vergrößern. Dies hat zwei Effekte:

- Obwohl die geringere Breite bei niedrigen Frequenzen zu einer Vergrößerung des Leiterwiderstandes führt, ergibt sich durch die Reduktion der Wirbelströme effektiv ein niedrigerer Widerstand für höhere Frequenzen.
- Da bei gleicher Windungszahl die inneren Windungen weiter außen liegen, erhöht sich ihr Beitrag zur Gesamtinduktivität.

Beide Effekte tragen dazu bei, daß das Verhältnis L/R vergrößert wird, so daß sich die Spulengüte verbessert.

Die Verschmälerung der Leiter nach innen hin wird in der Regel erst bei größeren Windungszahlen durchgeführt²³. Der gleiche Effekt kann jedoch auch erzielt werden, indem die Windungsabstände reduziert werden. In diesem Fall vergrößert man die Randkapazitäten der Spule,

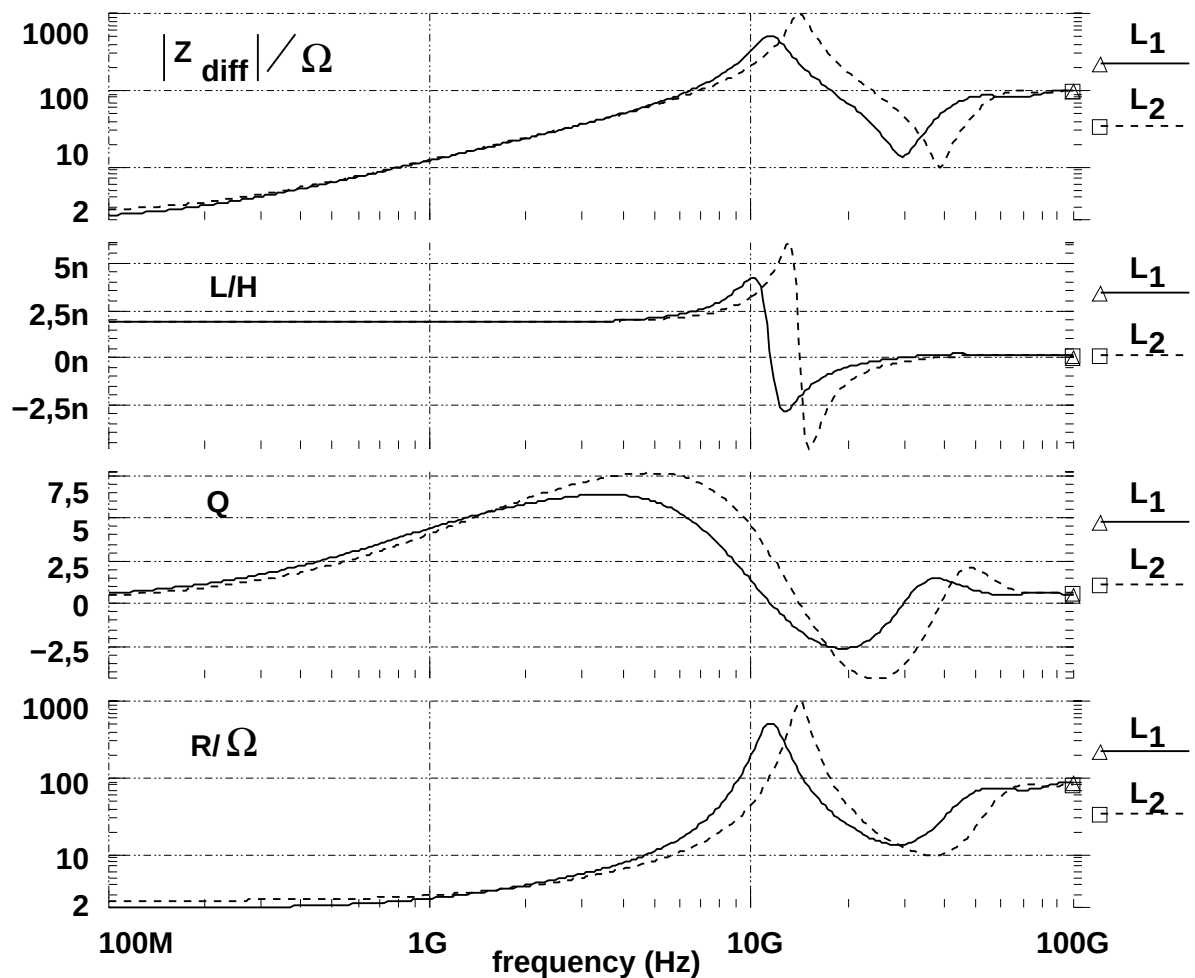


Abb. 8.16: Simulation zweier Spulen mit unterschiedlichem Windungsabstand

reduziert jedoch gleichzeitig die Substratkapazität aufgrund des bei gleichem L kleineren Au-

²³ „Groß“ meint bei integrierten Spulen ab $N = 5$

ßendurchmessers. Neben der Verbesserung der Güte kann man so die Eigenresonanzfrequenz der Spule beeinflussen. Abb. 8.16 zeigt den Vergleich zweier Spulen mit gleicher Induktivität, jedoch unterschiedlichem Windungsabstand. Dargestellt ist der Betrag der Impedanz zwischen den beiden „heißen“ Anschlüssen bei differentieller Ansteuerung Z_{diff} , der aus dem Imaginärteil ermittelte Wert der Induktivität²⁴ L , der aus dem Realteil abgeleitete Spulenwiderstand R und die Spulengüte Q nach der Definition $Q = Im(Z)/Re(Z)$.

Um die Induktivität der enger gewickelten Spule an die der anderen anzupassen, wurde ihr Außendurchmesser geringfügig reduziert. Die Daten der Spule L_1 entsprechen derjenigen von „EmOs3“, d. h., ihr Durchmesser beträgt $220\text{ }\mu\text{m}$, die Leiterbreite $w = 19\text{ }\mu\text{m}$ und der Windungsabstand $s = 5\text{ }\mu\text{m}$. Damit wird eine Induktivität von $2 \cdot 0,75\text{ nH}$ und ein Koppelfaktor von $k = 35\%$ erzielt. Der DC-Widerstand beider Spulenhälften beträgt zusammen rund $R_{DC} = 2\text{ }\Omega$. Die Spule erzielt eine maximale Güte von $Q_{max} = 6,4$ bei $3,7\text{ GHz}$ und hat eine Eigenresonanzfrequenz von $11,4\text{ GHz}$.

Die Spule L_2 hat demgegenüber eine Leiterbreite von $w = 13\text{ }\mu\text{m}$, einen Windungsabstand von $3\text{ }\mu\text{m}$ und einen Außendurchmesser von $180\text{ }\mu\text{m}$. Man erkennt, daß der DC-Widerstand größer ist, jedoch weniger steil ansteigt. Ab ca. 2 GHz ist er kleiner als bei der Spule L_1 , so daß eine maximale Güte von $Q_{max} = 7,5$ bei $5,8\text{ GHz}$ erreicht wird. Trotz des geringeren Windungsabstandes steigt die Eigenresonanzfrequenz gegenüber der Spule L_1 an, weil die gesamte Metallfläche deutlich kleiner ist. Nachteilig an dieser Spule ist allein der Umstand, daß die Spule bei manueller Montage der Chips leicht Schaden erleiden kann, so daß sie bislang nicht zum Einsatz kam²⁵.

8.2 Spulenmodellierung

Die Berechnung von Induktivitäten stellt seit langem eine Herausforderung dar. Dieser Zustand hat sich leider nicht wesentlich verändert. Aus diesem Grund gibt es eine Vielzahl von Werkzeugen, die jeweils bestimmte Klassen von Spulen in begrenztem Kontext modellieren können [284, 285, 286, 287, 288, 289, 251]. Kontext bedeutet in diesem Zusammenhang, daß man entweder schmal- oder breitbandige Modelle hat, daß die Modelle entweder im Zeit- oder im Frequenzbereich funktionieren oder daß sie u. U. nur in der Beschaltung gelten, für die das

²⁴Der bei Eigenresonanz durch die Kompensation mit kapazitiven Elementen verschwindet

²⁵Aus verschiedenen Gründen wurde häufig kein schützendes Deckoxid aufgebracht, so daß bereits geringe mechanische Kräfte die Leiterbahnen quetschen, was schnell zu Kurzschlüssen führt

Modell entwickelt wurde.

8.2.1 Modelltypen und Modellgewinnung

Unabhängig von der Art und Weise, wie die Modelldaten gewonnen werden, lassen sich Spulenmodelle grob klassifizieren. Die verschiedenartigen Modelltypen haben dabei unterschiedliche Stärken und Schwächen, so daß es i. d. R. nützlich ist, mehrere Modelle derselben Spule zur Verfügung stehen zu haben. Dies liegt z. B. in der Präzision, der Variierbarkeit oder der Anschauung begründet, die ein Modell bietet.

8.2.1.1 Konzentriertes Modell

Das konzentrierte Modell versucht, das Verhalten der Spule durch möglichst wenige konzentrierte Bauelemente zu beschreiben, wobei die Struktur des Modells oft, aber nicht immer, eine Anschauung über das Bauelement vermittelt. Ausgangspunkt zur Erzeugung sind z. B. Messungen der DC-Induktivität L , des DC-Widerstandes R_L , der Flächenkapazität zum Substrat C_S sowie der Eigenresonanzfrequenz f_0 , aus der die Koppelkapazität zwischen benachbarten Segmenten C_f bestimmt werden kann. Die so gewonnenen Daten können in ein Modell der Form nach Abb. 8.17 umgesetzt werden. Diese Daten genügen jedoch nicht für den Betrieb bei

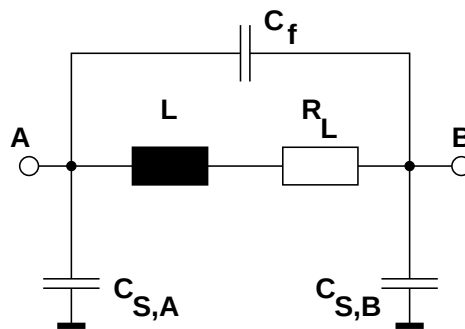


Abb. 8.17: Einfaches konzentriertes Modell einer Spule

hohen Frequenzen. Neben Änderungen in den Werten der oben beschriebenen Elemente durch Hochfrequenzeffekte kommt bei steigenden Frequenzen zunehmend der verteilte Charakter des Bauelements zum tragen, so daß z. B. die bei niedrigen Frequenzen häufig vernachlässigbare Koppelkapazität zwischen benachbarten Windungen das Verhalten der Spule ändert.

Daher stellt man meist Prototypen der Spulen her, deren Eigenschaften man für vielversprechend hält, und mißt ihre Eigenschaften bei der Frequenz, bei der sie Verwendung finden sollen

[290, 291, 292]. Durch Vergleich des Modellverhaltens mit den Meßdaten können so in einem engen Frequenzbereich die Modellparameter durch „Fitten“ ermittelt werden. Neben den immensen Kosten für die Herstellung der Prototypen stört hierbei die durchschnittlich dreimonatige Fertigungszeit der Chips. Von Einflüssen des Meßaufbaus auf das Meßergebnis einmal abgesehen gibt es bei diesem Modell einige Eigenschaften, die nicht auf den ersten Blick auffallen. Während die Größe der gesamten Substratkapazität im statischen Fall leicht ermittelt werden kann, ist die Aufteilung des Wertes auf die Anschlüsse A und B nicht so leicht zu ermitteln. Insbesondere bei Spulen mit kleinem Innenraum ist eine gleichmäßige Aufteilung nicht korrekt, sondern man muß eine geeignete Aufteilung durch Messungen mit verschiedenartiger Anregung ermitteln.

Innerhalb eines eng begrenzten Frequenzbereiches können die Bauelementwerte des Modells als konstant angenommen werden, nicht jedoch z. B. über eine Dekade hinweg. Insbesondere der Spulenwiderstand kann sich um ein Vielfaches ändern. Daher ist es schwierig, aus Bibliotheken von gemessenen Spulen mit konzentrierten Modellen eine passende Spule zu finden, die in einem anderen Frequenzbereich arbeiten soll als bei der Modellerzeugung vorgesehen. Der Vergleich zweier Simulationen von Spulen mit unterschiedlichem Leiterbahnabstand (Abb. 8.16 auf Seite 257) zeigt, daß nicht einmal eine allgemeine Aussage über den Frequenzgang des Widerstandes gemacht werden kann.

Wenn man die Spule über einen größeren Frequenzbereich hinweg gemessen hat, so lassen sich die gefundenen Abhängigkeiten für den Frequenzbereich in Gleichungsform in das Modell einbauen. In diesem Fall ist das Modell jedoch zunächst nur für AC-Analysen geeignet, wo eine monofrequente Anregung bei vorgegebener Frequenz erfolgt. Während einer Transientensimulation ist eine Information über die Zusammensetzung des Signals im Frequenzbereich nicht verfügbar. Um das Modell benutzen zu können, muß ihm eine Frequenz als Parameter übergeben werden. Daraus resultiert, daß das Verhalten bezüglich niederfrequentem Rauschen oder Oberwellen in den Simulationen falsch wiedergegeben wird.

Bei der mittenangezapften Spule ergibt sich ein neues Problem. Da nun prinzipiell zwei Spulen modelliert werden müssen, die sowohl kapazitiv als auch induktiv verkoppelt sind, müssen deutlich mehr Modellparameter ermittelt werden. Zudem ändert sich das Verhalten der Spule, je nachdem, ob sie einseitig, differentiell oder im Gleichtakt angeregt wird. Diese Informationen sind kaum in einer angemessenen Erweiterung des konzentrierten Modells (vgl. Abb. 8.8 auf Seite 248) umzusetzen. Die Extraktion der Parameter ist problematisch, weil für die geschilderten Fälle unterschiedliche Meßanordnungen gefunden werden müssen. Die differentiell An-

steuerung gelingt dabei nur mit sehr aufwendigen Instrumenten.

Das konzentrierte Modell ist dennoch nützlich. Einerseits ist es aufgrund seiner einfachen Struktur sehr schnell und mit wenig Speicherbedarf simulierbar, andererseits ist es auch einfach, nur mit Anhaltswerten für eine Spule Schaltungsoptimierungen vorzunehmen. Letzteres setzt allerdings die Kenntnis der verwendeten Technologie und einiger realer Spulenmodelle voraus. Selbst wenn die Generierung eines Spulenmodells nur Minuten dauern würde, wäre die Optimierung eines LNA mit mehreren Spulen auf diese Weise sehr zeitraubend. Umgekehrt kann man bei der Schaltungssimulation gewünschte Induktivitäten einstellen, den Wicklungswiderstand pessimistisch einschätzen und eine Obergrenze der Spulenkapazitäten ermitteln, mit der die Schaltung umgehen kann. Anschließend kann man gezielt versuchen, Spulen mit diesen Zielparametern zu finden, sofern man über geeignet schnelle Modellierungswerkzeuge verfügt.

Das Fitten von Meßdaten auf ein Modell vorgegebener Struktur liefert nicht unbedingt eine eindeutige Lösung. Sinnvoll ist es, die einzelnen Parameter weitgehend an physikalisch begründbaren Werten zu orientieren und die Anpassung an die Messung auf ein Minimum zu beschränken. Damit dies funktioniert, ist u. U. eine Erweiterung des Modells erforderlich, wie z. B. bei den grau gezeichneten Elementen in Abb. 8.8 geschehen.

Diese Anpassung von Modellen geschieht i. d. R. nicht automatisch, sondern muß vom Entwickler vorgenommen werden. Da sich dadurch auch die Abbildungsverfahren ändern, ist eine Modellerzeugung „per Knopfdruck“ schwer umzusetzen.

Einige kommerzielle Programme sowie der Modellgenerator ASITIC [189, 191, 192] versuchen daher nicht, physikalisch interpretierbare Parameter zu erzeugen, sondern bilden die Meßdaten nach rein mathematischen Verfahren ab. Die so gewonnenen Modelle modellieren zwar sehr genau das Kleinsignalverhalten der Spule, bieten jedoch nicht immer eine zuverlässige Rauschmodellierung. Die Versuche, die hier benutzten Spulen mit ASITIC zu modellieren, resultierten bei Frequenzen oberhalb 2,5 GHz immer in Modellen, die negative Widerstände oder Kapazitäten enthalten. Abgesehen von Konvergenzproblemen bei der Simulation derartiger Modelle ist die Aussagekraft eines negativen Widerstandes für das Rauschen gleich Null, und zwar insbesondere dort, wo es im Frequenzbereich zu einem Vorzeichenwechsel kommt²⁶.

²⁶Dieser Problematik wird u. a. in [293] nachgegangen

8.2.1.2 S-Parameter-Modell (Tabellenmodell)

Um die beim Fitten auftretenden Probleme zu vermeiden oder auch um Laufzeiteffekte zu berücksichtigen, kann man S-Parameter-Modelle verwenden.

S-Parameter sind ein gängiges Mittel zur Charakterisierung von Bauelementen bei hohen Frequenzen. Ihr größter Vorteil liegt darin, daß das zu messende Objekt in 50 Ω -Leitungen eingebettet wird, die an der Meßgeräteseite sehr gut abgeschlossen sind. Dadurch entfallen die mit Fehlanpassung verbundenen Probleme, etwa die Entstehung von Stehwellen in der Zuleitung. S-Parameter beschreiben ein Zweitor bei einer Frequenz mit vier komplexen Größen, welche das Reflexionsverhalten und Transmissionsverhalten bei Einbettung in die Leitung beschreiben. Abb. 8.18 zeigt den allgemeinen Fall eines Zweitors. Die Größen a_1 und a_2 bezeichnen einfallende Wellen der Spannung, b_1 und b_2 bezeichnen reflektierte Wellen, jeweils normiert auf die Quadratwurzel der Leitungsimpedanz Z_0 [294]. Das Zweitor kann anhand des linearen

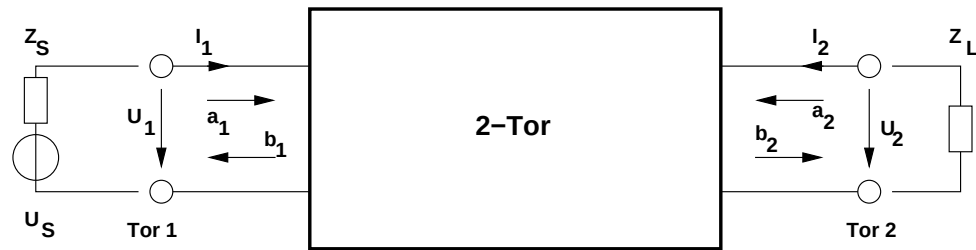


Abb. 8.18: S-Parameter bei einem Zweitor

Gleichungssystems

$$\begin{aligned} b_1 &= s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \\ b_2 &= s_{21}a_1 + s_{22}a_2 \end{aligned} \quad (8.10)$$

beschrieben werden, wobei die S-Parameter wie folgt definiert sind:

$$\begin{aligned} s_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \\ s_{22} &= \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \\ s_{21} &= \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \\ s_{12} &= \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \end{aligned} \quad (8.11)$$

Man erkennt, daß die Randbedingungen relativ einfach durch Abschluß an der Meßgeräteseite erzeugt werden können.

Wegen $s_{11} = b_1/a_1$ gilt [294]

$$\begin{aligned} s_{11} &= \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \\ Z_1 &= Z_0 \frac{1 + s_{11}}{1 - s_{11}}, \end{aligned} \quad (8.12)$$

wobei $Z_1 = U_1/I_1$ die Eingangsimpedanz an Tor 1 ist.

Somit können aus s_{11} bereits Informationen über den DC-Widerstand sowie die Induktivität und den AC-Widerstand unterhalb der Eigenresonanzfrequenz gewonnen werden.

Die Ermittlung der übrigen Parameter sowie der magnetischen Kopplung bei angezapften Spulen kann durch Umrechnung der s- in y- oder h-Parameter erfolgen. Bei angezapften Spulen oder Transformatoren sind hierzu verschiedenartige Messungen erforderlich [11, 295].

Zum Teil wird auf die aufwendige Extraktion der Modellparameter aus den S-Parametern verzichtet. Einige Simulatoren erlauben die Charakterisierung von Bauelementen durch tabellarische S-Parameter-Modelle. Diese Methode kann bei ausreichenden Meßdaten sehr breitbandige und präzise Modelle liefern. Die Natur des Modells gestattet jedoch keinen Einblick in das Verhalten des Bauelements und erlaubt auch keine einfache Anpassung von Parametern, wie sie während der Schaltungsoptimierung wünschenswert ist. Darüberhinaus sind mir keine Simulatoren bekannt, die S-Parameter-Modelle in einer Transientensimulation verarbeiten können. Diese Simulation ist jedoch z. B. für Oszillatoren unumgänglich²⁷.

Naturgemäß finden S-Parameter-Modelle zunächst dort Anwendung, wo Spulen real gemessen werden. Einige Simulatoren liefern jedoch ebenfalls derartige Modelle. Dazu gehören etwa Finite-Elemente-Simulatoren, die lediglich Informationen über das Klemmenverhalten eines Bauelements bei einer Frequenz liefern. Die Gewinnung anderer Modelle kann nach diesen Verfahren nur durch Fitten erfolgen.

Die Modellgewinnung durch Finite-Elemente-Verfahren ist zur Optimierung von Spulen oder zur Gewinnung breitbandiger Modelle weitgehend ungeeignet, da die Methode sehr rechenzeit- und speicherintensiv ist. Nach heutigem Stand sind für die Modellerzeugung Rechenzeiten im Bereich von Stunden bis Tagen anzusetzen [296, 297].

Die direkte Vergleichbarkeit mit Meßdaten macht das S-Parameter-Modell zur Überprüfung von simulierten Modellen mit Meßdaten nützlich.

²⁷Schon allein aufgrund der Tatsache, daß die Schwingfrequenzen bei AC- und Transientensimulation aufgrund nichtlinearer Effekte um fast 10% voneinander abweichen können

8.2.1.3 Verteiltes Modell

Weder das konzentrierte Modell noch das S-Parameter-Modell ist für die Simulation zufriedenstellend geeignet, weil beide entweder nicht bei allen Simulationstypen funktionieren oder die Gewinnung des Modells zu kompliziert bzw. langwierig ist.

Eine Alternative bieten Verfahren, die sich die physikalische Struktur der Spule zunutze machen und durch Zerlegung des Gesamtproblems in lösbare Teilprobleme ein Modell erstellen, welches ein Abbild der physikalischen Struktur ist. Diese Methoden werden im weitesten Sinne als PEEC-Methoden bezeichnet²⁸ [298, 299, 300].

Im Falle einer Spule aus rechteckigen Leiterstücken etwa bietet sich die Zerlegung der Spule in gerade Segmente an. Für jedes dieser Segmente können Induktivität, Widerstand, Substratkapazität und Koppelkapazität zu benachbarten Segmenten mit z. T. geschlossenen Formeln berechnet werden. Auch die magnetische Kopplung zwischen geraden Leitern ist weitestgehend geschlossen berechenbar, wobei z. T. jedoch auf tabellarisch bestimmte elliptische Integrale oder Reihenentwicklungen mit begrenztem Gültigkeitsbereich zurückgegriffen werden muß. Sofern der Innenraum der Spule deutlich größer ist als die Breite des Wickelraumes, kann zur Berechnung der Segmenteigenschaften auf Formeln zurückgegriffen werden, die aus dem Gebiet der Mikrostreifenleitungen stammen [301].

Ein verteiltes Modell setzt sich aus einer Aneinanderreihung verkoppelter Teilmodelle für die einzelnen Segmente zusammen, wie Abb. 8.19 zeigt.

Sofern die zur Zerlegung herangezogenen Elemente elektrisch kurz sind und allein keinen entscheidenden Anteil am Verhalten des Bauelements haben, ist das so zusammengesetzte Modell unabhängig von der Art der Ansteuerung der Spule. Ein Teil der Frequenzabhängigkeit der Spule wird direkt durch den verteilten Charakter des Modells wiedergegeben, so daß es schon in dieser einfachen Form breitbandiger ist als das konzentrierte Modell. Hinzufügen von zusätzlichen Anzapfungen hat praktisch keinen Einfluß auf die Modellkomplexität, da modellintern jeder Anfangs- und Endpunkt eines Segments gleichzeitig auch als Spulenanschluß benutzt werden kann.

Dies offenbart einen weiteren Vorteil des verteilten Modells: Man erhält unmittelbaren Einblick in das Verhalten jedes einzelnen Teils des Bauelements. So ist es z. B. möglich, sich den Spulenwiderstand von Windung zu Windung anzuschauen, um damit die Windungsbreiten oder Windungsabstände zu optimieren. Da die Modellerzeugung auf der Anwendung von wenigen

²⁸Partial Element Equivalent Circuit

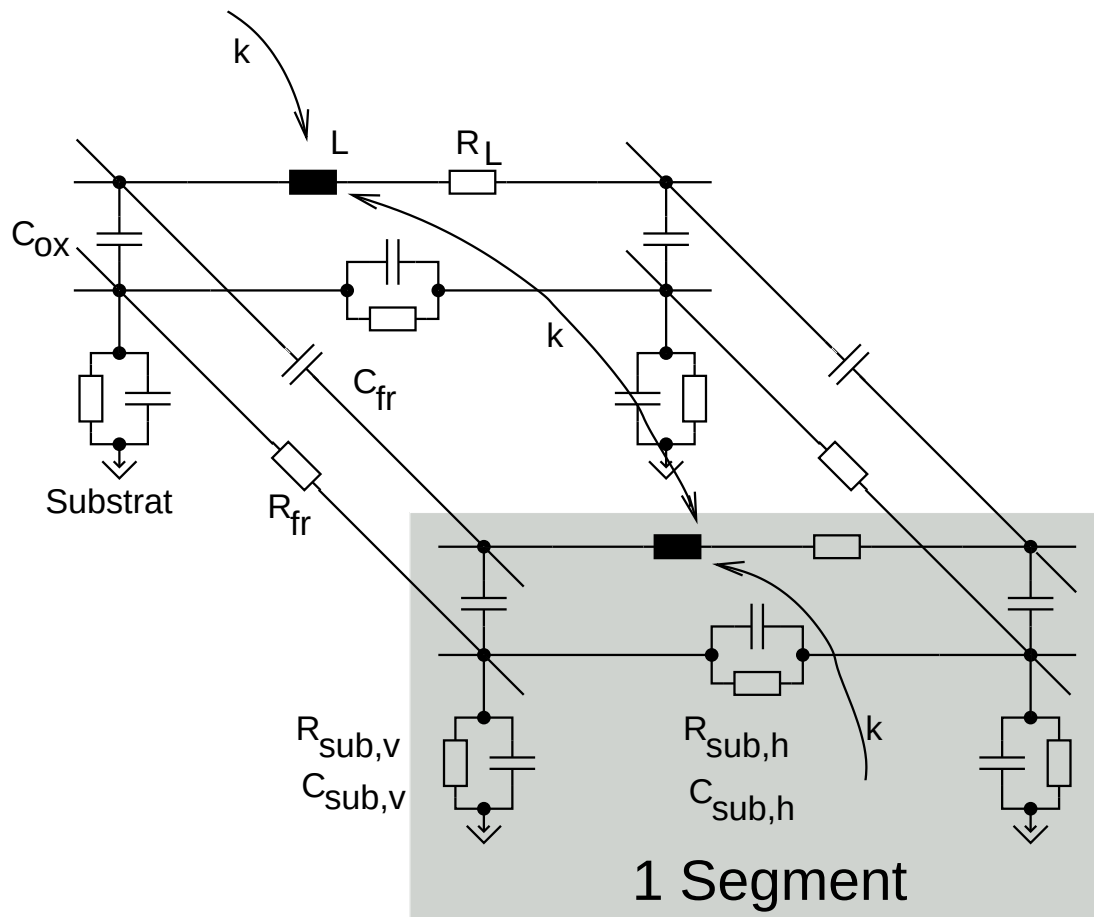


Abb. 8.19: Ausschnitt aus einem verteilten Modell einer Spule

Formeln auf eine begrenzte Anzahl von Segmenten beruht, ist sie in wenigen Sekunden erledigt. Dies ermöglicht vielfältige Optimierungen.

Für gängige Spulen in integrierten Schaltungen ist das verteilte Modell in dieser Form sehr schnell und mit wenig Speicheraufwand simulierbar. Für eine angezapfte Spule mit drei Windungen erhält man etwa 20 Segmente, so daß das Modell in erster Näherung die 20-fache Komplexität des konzentrierten Modells aufweist.

8.2.1.4 Verteiltes RF-Modell

Das oben beschriebene verteilte Modell berücksichtigt weder Skin- noch Proximityeffekt. Ihr Einfluß könnte prinzipiell durch frequenzabhängige Parameter berücksichtigt werden. Dies würde allerdings die bis dahin universelle Einsetzbarkeit einschränken, etwa die Anwendbarkeit bei Transientensimulationen.

Die Ermittlung dieser Frequenzabhängigkeit würde zudem einigen Aufwand bedeuten, da zwar der Skineffekt relativ einfach zu beschreiben ist, der Proximityeffekt jedoch nicht.

Daher ist es sinnvoll, einen anderen Weg zu gehen. Die genannten RF-Effekte beruhen beide auf der Stromverdrängung innerhalb der Leiter, die durch magnetische Wechselwirkung hervorgerufen wird, sie lassen sich folglich durch die Induktionsgesetze berechnen. Wenn wir jedes Segment der Spule in parallelgeschaltete Teilleiter, hier Filamente genannt, zerlegen, so kann der Schaltungssimulator diese Effekte selbst berechnen [253, 254].

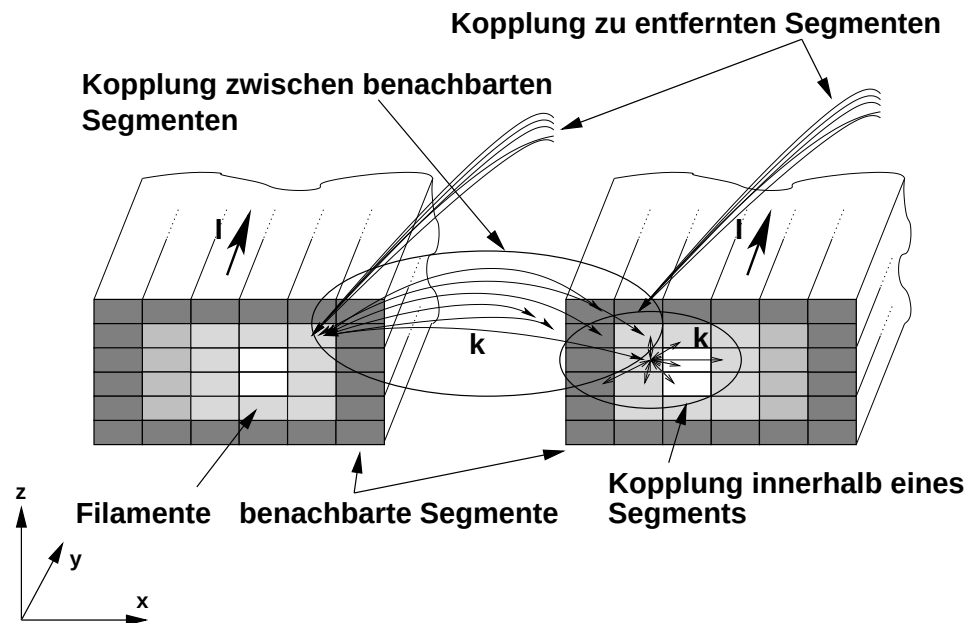


Abb. 8.20: Zerlegung eines Segments in Filamente und magnetische Kopplungen zwischen diesen

Diese Vorgehensweise ist in Abb. 8.20 demonstriert. Dort sind die Segmente in 6·6 Filamente zerlegt worden. Die Zerlegung muß so gewählt werden, daß die Querschnittsabmessungen der Filamente für alle interessierenden Frequenzen kleiner ist als die Skintiefe. Die Färbung zeigt sinngemäß, wie die Stromverteilung modelliert wird.

Die inneren Filamente tragen nicht zur Kapazität des Segments bei. Da kapazitive Ströme quer zum Leiter unabhängig vom Spulenstrom längs der Segmente sind, ist eine verteilte Modellierung der Kapazitäten durch die Filamente nicht notwendig bzw. sogar hinderlich. Dies kann dadurch umgangen werden, indem die an das Segment angreifenden Kapazitäten je hälftig am gemeinsamen Anfangs- und Endknoten der Filamente angeschlossen werden. Aufgrund der getroffenen Vereinbarung, daß die einzelnen Segmente nur ein kleiner Bestandteil des Bauelements sind, ist dies hier im Gegensatz zum konzentrierten Modell ohne weiteres möglich.

Da der HF-Widerstand durch die Stromverdrängung zwischen den Filamenten bestimmt werden soll, ergibt sich der ohmsche Widerstand der Filamente einfach aus dem Leiterquerschnitt

und der spezifischen Leitfähigkeit.

Für die Eigeninduktivität der Filamente kann die selbe Formel verwendet werden wie ursprünglich für das Segment. Dies gilt fast ohne Einschränkung, da in die Formeln fast nur Geometrieverhältnisse eingehen und keine absoluten Werte²⁹.

Die Berechnung aller Induktivitäten wird dabei auf den Fall der Gegeninduktivität zwischen beliebig dünnen Stromfäden zurückgeführt, die bereits für die Kopplung zwischen benachbarten Bonddrähten benutzt wurde (Gleichung 8.2 auf Seite 238). Für dicht zusammenliegende Filamente, also kleine d/l , läßt sich diese Formel in einer Reihenentwicklung darstellen als [196]

$$M = \frac{\mu_0}{2\pi} l \left[\log_e \left(\frac{2l}{d} \right) - 1 + \frac{d}{l} - \frac{d^2}{4l^2} + \dots \right]. \quad (8.13)$$

Der entscheidende Ansatz zur Bestimmung von Induktivitäten ausgedehnter Leiter liegt nun darin, daß die Integration über die Leiterquerschnitte, wie in der Integralform der Biot-Savartschen-Gleichungen erforderlich, auf die Bildung von Mittelwerten der Abstände aller Kombinationen von Filamenten zurückgeführt werden kann [196].

Bei der Berechnung der Eigeninduktivität liegen alle beteiligten Filamente innerhalb des Leiters, bei der Berechnung der Gegeninduktivität zwischen zwei Leitern interessiert der Abstand zwischen Filamenten aus Leiter 1 und Filamenten aus Leiter 2. Dieser Filamentabstand sei im folgenden als r bezeichnet.

Die Integration von Formel 8.13 erfordert die Bildung des Mittelwerts von $\log_e(r)$. Dieser Mittelwert wird als $\log_e(R)$ notiert, wobei R der sogenannte geometrische mittlere Abstand (geometric mean distance, GMD) ist. Der Abstand zwischen zwei Filamenten in der xy-Ebene, die z. B. in x-Richtung parallel zueinander verlaufen, kann über Pythagoras zu

$$r_{x_1, z_1, x_2, z_2} = \sqrt{(x_2 - x_1)^2 + (z_2 - z_1)^2} \quad (8.14)$$

ermittelt werden. Die Integration muß über den Querschnitt der beteiligten Segmente erfolgen und liefert daher für Leiter mit rechteckigem Querschnitt

$$\begin{aligned} \log_e(R) &= \int \int_{A_1} \int \int_{A_2} \log_e(r_{x_1, z_1, x_2, z_2}) dx_2 dz_2 dx_1 dz_1 \\ &\Rightarrow \\ \log_e(R) &= \int_{Z_{1,1}}^{Z_{1,2}} \int_{X_{1,1}}^{X_{1,2}} \int_{Z_{2,1}}^{Z_{2,2}} \int_{X_{2,1}}^{X_{2,2}} \sqrt{(x_2 - x_1)^2 + (z_2 - z_1)^2} dx_2 dz_2 dx_1 dz_1, \end{aligned} \quad (8.15)$$

wobei die Koordinaten der Eckpunkte jeweils in Großbuchstaben notiert sind.

²⁹Von der Länge abgesehen

Bei der Eigeninduktivität sind die Eckpunkte der beiden Segmente identisch, der **GMD** R beschreibt hier also den mittleren geometrischen Abstand eines Leiters zu sich selbst. Eine sehr kompakte näherungsweise Lösung, die für Segmente mit $w, t \ll l$ gilt, wurde von Grover in [196] angegeben:

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} l \left(\log_e \left(\frac{2l}{w+t} \right) + 0,25049 + \frac{w+t}{3l} + \mu_r \frac{T}{4} \right), \quad (8.16)$$

worin μ_r die Permeabilität des Leitermaterials (normalerweise 1) und T ein frequenzabhängiger Korrekturfaktor ist, wobei für Gleichstrom $T = 1$ gilt. Bei einem quadratischen Leitungsstück mit $l = w = 10 \mu\text{m}$ und $t = 1 \mu\text{m}$ überschätzt diese Formel die Induktivität bereits um ca. 5%, wobei als Referenz eine Simulation mit dem Finite-Elemente-Simulator FastHenry³⁰ [297] dient. Daher ist sie für kurze Leitungsstücke ungeeignet.

Eine wesentlich bessere Lösung zeigte Ruehli in [253]. Die Gleichung ist aufgrund ihres Umfanges im Anhang B wiedergegeben (Formel B.3). Ihr Gültigkeitsbereich ist für praktische Anwendungen zur Spulenmodellierung nahezu unbegrenzt, wie der Vergleich zwischen der Formel von Grover, Ruehli und dem Ergebnis von FastHenry bei Variation der Länge in Abb. 8.21 zeigt. Die maximale Abweichung zwischen der Formel nach Ruehli und der Lösung von FastHenry beträgt ca. 0,15%. Bei der Formel nach Grover fällt für $l/w > 5$ der Fehler auf unter 0,5%.

In Abb. 8.22 ist eine Gegenüberstellung der Ergebnisse bei Variation der Leiterbreite gezeigt. Für normale Verhältnisse ergibt sich bei beiden Formeln eine gute Übereinstimmung mit der Finite-Elemente-Simulation. Der maximale Fehler beträgt für $l/w > 5$ bei Grover unter 0,3%, bei Ruehli unter 0,1%. Der Sprung in der Formel nach Ruehli bei sehr großer Breite wird durch die Umschaltung der Formel bei $t/w < 0,01$ bei gleichzeitig sehr kurzer Länge verursacht. Praktisch hat er keine Bedeutung.

Das oben angegebene Integral für den **GMD** ist im allgemeinen Fall, also für die Bestimmung der Gegeninduktivität rechteckiger Leiter, praktisch nicht lösbar. Hier existieren ebenfalls verschiedene Näherungslösungen mit begrenztem Gültigkeitsbereich. Da häufig die Leiterbreite wesentlich größer ist als die Dicke, kann man mit der Näherung eines Linienleiters arbeiten. Grover [196] gibt hierfür die Reihenentwicklung

$$\log_e(R) = \log_e(d) - \left(\frac{1}{12 \left(\frac{d}{w}\right)^2} + \frac{1}{60 \left(\frac{d}{w}\right)^4} + \frac{1}{168 \left(\frac{d}{w}\right)^6} \right)$$

³⁰FastHenry ist kein Finite-Elemente-Simulator im klassischen Sinn, da er nur eine Volumendiskretisierung der Leiter vornimmt. Das Lösungsverfahren ist jedoch an FE-Methoden angelehnt

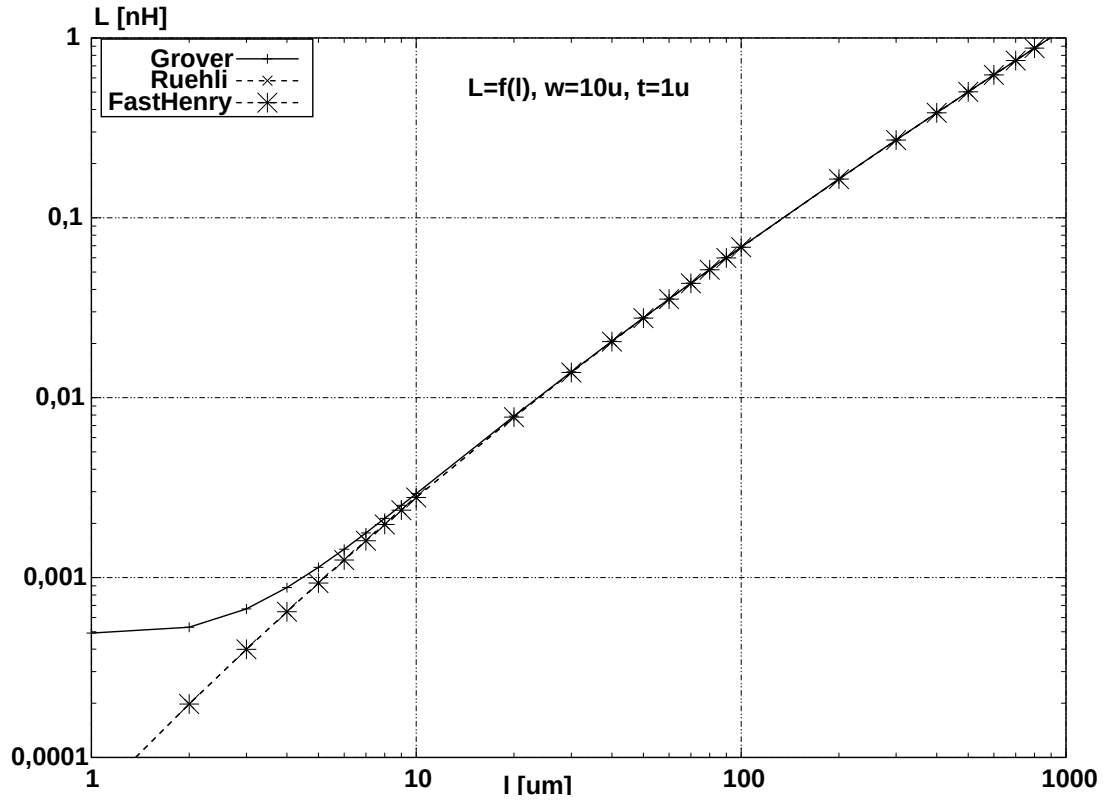


Abb. 8.21: Eigeninduktivität eines rechteckigen Leiters bei Variation der Länge. Finite-Elemente-Simulation mit FastHenry und Formeln nach Grover [196] und Ruehli [253]

$$+ \frac{1}{360 \left(\frac{d}{w}\right)^8} + \frac{1}{660 \left(\frac{d}{w}\right)^{10}} + \dots \quad (8.17)$$

an, die jedoch nicht für $w = d$ konvergiert (d bezeichnet den Mittenabstand der beiden Segmente). Da bei Spulen die Windungsabstände sehr klein im Verhältnis zur Leiterbreite sind, führt diese Formel hier zu einem Fehler in Form einer Überschätzung der Gegeninduktivität, wie Abb. 8.23 zeigt. Der Fehler ist dort für etwa $d/w = 3/2$ maximal und beträgt 4,5%. Greenhouse [195] hat für gleichartige parallele Leiter mit rechteckigem Querschnitt eine Formel angegeben, die zusammen mit dem Linien-GMD aus Formel 8.17 einen Fehler von unter 2% im kritischen Bereich von $w < d < 2w$ macht:

$$M = \frac{\mu_0}{2\pi} l \left(\log_e \left(\frac{l}{R} + \sqrt{1 + \frac{l^2}{d^2}} \right) - \sqrt{1 + \frac{d^2}{l^2}} + \frac{d}{l} \right). \quad (8.18)$$

In diese Formel geht leider keine Parallelverschiebung oder verschiedene Länge der Segmente ein, so daß einiger Aufwand bei der Anwendung innerhalb der Spule getrieben werden muß. Ruehli [253] hat diese Verallgemeinerung für Filamente gelöst und erweitert damit die in [196]

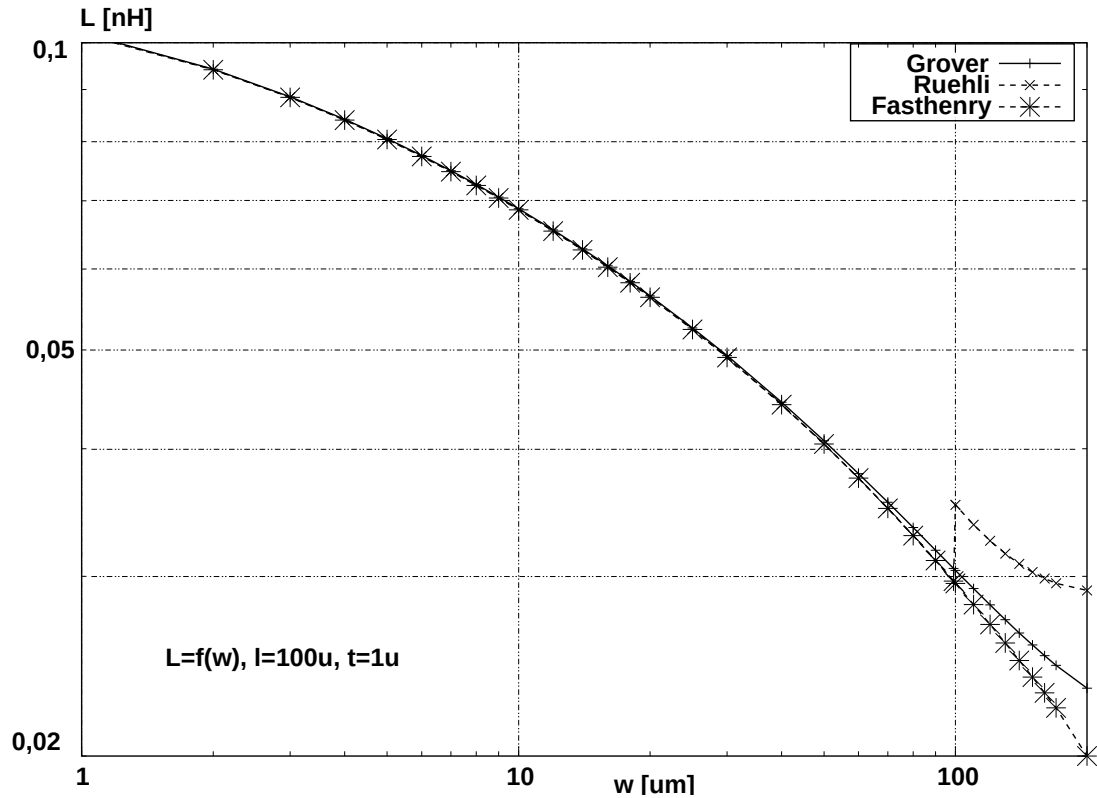


Abb. 8.22: Eigeninduktivität eines rechteckigen Leiters bei Variation der Breite. Finite-Elemente-Simulation mit FastHenry und Formeln nach Grover [196] und Ruehli [253]

angegebenen Formeln (siehe Anhang B, Gleichung B.8).

Wendet man diese auf die ausgedehnten Segmente an, so ergibt sich bei Einsetzen des Mittenabstandes (arithmetischer Abstand, AMD) eine Unterschätzung der Gegeninduktivität bis maximal 5%, bei Verwendung des Linien-GMD erhält man das identische Ergebnis wie bei Grover (Überschätzung). Durch Modifikation des Abstandes kann der Fehler minimiert werden. Empirisch wurde von mir ermittelt, daß für

$$r = \frac{\sqrt{d^2 + 3R^2}}{2l_m} \quad (8.19)$$

ein ähnlich kleiner Fehler wie bei Greenhouse erzielt werden kann, wobei die Distanz d den Abstand der Mittelachsen bezeichnet. Der maximale Fehler von 2,5% tritt auch hier bei etwa $d/w = 3/2$ auf.

Problematisch ist die Bestimmung der Gegeninduktivitäten innerhalb eines Segments, da hier Filamentpaare auftreten, die sich berühren. Einige der für die Gegeninduktivität verfügbaren Formeln enthalten Differenzen von Funktionen, die für $d \rightarrow 0$ einen Pol aufweisen.

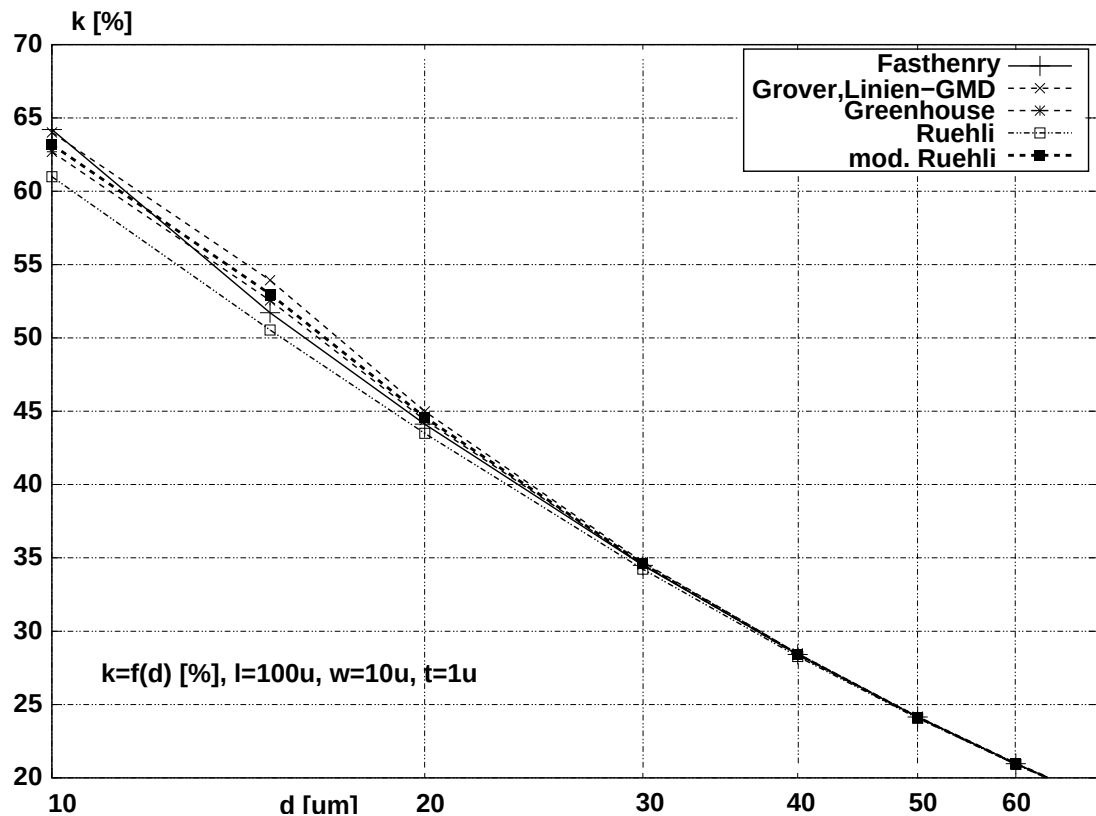


Abb. 8.23: Gegeninduktivität zwischen parallelen rechteckigen Leitern gleicher Länge bei Variation des Abstandes. Finite-Elemente-Simulation mit FastHenry und Formeln nach Grover [196], Greenhouse [195], Ruehli [253] und meiner Modifikation

Für Filamente, die sich berühren, werden Funktionswerte aus der Nähe dieses Pols benötigt, so daß die Genauigkeit der Lösung stark von der numerischen Auflösung abhängt bzw. nicht hinreichend gegeben ist. Betrachtet man dann noch die oben vorgestellten Formeln für die Gegeninduktivitäten, die bis zu 5% Fehler im Nahbereich aufweisen, so ist durch die Berechnung der Kopplung innerhalb des Segmentes mit einem Fehler in der Gesamtinduktivität von einigen Prozent zu rechnen.

Ich habe daher eine Methode gesucht, die auf die direkte Berechnung von Gegeninduktivitäten innerhalb des Segmentes verzichten kann. Zerlegt man den Leiter in $p \cdot q$ gleich große Filamente, so läßt sich die Eigeninduktivität eines kleinen Feldes von $(i + 1) \cdot (j + 1)$ Filamenten sukzessive mit hoher Genauigkeit bestimmen. Unter der Annahme von z. B. $2 \cdot 1$ parallelen Filamenten können wir aus den Eigeninduktivitäten $L_{1,1}$ eines einzelnen Filaments sowie $L_{2,1}$ zweier paralleler Filamente durch Anwendung der Gesetze für die Parallelschaltung von verkoppelten Induktivitäten die Kopplung zwischen den Filamenten bestimmen. Dies sei im Ansatz für einige ausgewählte Zerlegungen gezeigt, wobei $L_{i+1,j+1}$ die Eigeninduktivität von

$(i+1) \cdot (j+1)$ zusammengefaßten Filamenten bezeichnet, $M_{m,n}$ dagegen die Gegeninduktivität zwischen Filamenten, die um m bzw. n Filamente versetzt liegen. Da die Gegeninduktivität nicht von der Richtung der Kopplung abhängt, ist mit der Berechnung von z. B. $M_{1,0}$ auch $M_{-1,0}$ bekannt.

Für die kleinste Zusammenfassung finden wir die erste Unbekannte $M_{1,0}$:

$$\begin{aligned}
 L_{2,1} &= (L_{1,1} + M_{1,0}) || (L_{1,1} + M_{-1,0}) \\
 &\Leftrightarrow \\
 \frac{1}{L_{2,1}} &= \frac{1}{L_{1,1} + M_{1,0}} + \frac{1}{L_{1,1} + M_{-1,0}} \\
 &\Leftrightarrow \\
 M_{1,0} &= 2L_{2,1} - L_{1,1}
 \end{aligned} \tag{8.20}$$

Danach kann die zweite Unbekannte $M_{2,0}$ aus der $3 \cdot 1$ -Zusammenfassung berechnet werden:

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{L_{3,1}} &= \frac{1}{L_{1,1} + M_{1,0} + M_{2,0}} + \frac{1}{L_{1,1} + M_{-1,0} + M_{1,0}} \\
 &\quad + \frac{1}{L_{1,1} + M_{-1,0} + M_{-2,0}} \\
 &= \frac{2}{L_{1,1} + M_{1,0} + M_{2,0}} + \frac{1}{L_{1,1} + 2M_{1,0}} \\
 &\Leftrightarrow \\
 M_{2,0} &= \frac{2}{\frac{1}{L_{3,1}} - \frac{1}{L_{1,1} + 2M_{1,0}}} - L_{1,1} - M_{1,0}
 \end{aligned} \tag{8.21}$$

Dieses Verfahren kann fortgesetzt werden, bis alle Koeffizienten $M_{i,0}$ bestimmt wurden. Die Berechnung von $M_{0,j}$ geschieht analog zu $M_{i,0}$, bei den übrigen Koeffizienten ergibt sich bei z. B. zeilenweiser Abarbeitung keine wesentliche Schwierigkeit.

Um das Verfahren anwendbar zu machen, muß es formalisiert werden. Zur Vereinheitlichung der Schreibweise wird zu diesem Zweck die Eigeninduktivität $L_{1,1}$ eines einzelnen Filaments als $M_{0,0}$ geschrieben. Die gesuchten Gegeninduktivitäten können alle nach der Form

$$M_{i,j} = \frac{z}{a} - c \tag{8.22}$$

berechnet werden. Für z gilt dabei

$$z = \begin{cases} 2 & \text{für } i=0 \text{ oder } j=0 \\ 4 & \text{sonst} \end{cases}, \tag{8.23}$$

während sich a aus

$$a = \frac{1}{L_{i+1,j+1}} - \frac{1}{b} \tag{8.24}$$

ergibt. b ist die Summe aller im $(i + 1, j + 1)$ -Feld vorkommenden Gegeninduktivitäten mit Ausnahme derer, welche die unbekannte Größe $M_{|i|,|j|}$ enthalten:

$$b = \sum_{m=0}^i \sum_{n=0}^j \sum_{x=0}^i \sum_{y=0}^j M_{|x-m|,|y-n|} \quad \forall (m,n) \neq \begin{cases} (0,0) \\ (i,0) \\ (0,j) \\ (i,j) \end{cases} \quad (8.25)$$

Schließlich ergibt sich c aus

$$c = \sum_{m=0}^i \sum_{n=0}^j M_{m,n} \quad \forall (m,n) \neq (i,j) . \quad (8.26)$$

Bei zeilenweisem Vorgehen etwa sind alle in die Formeln einfließenden Größen zuvor bekannt. Diese Art der Zerlegung liefert für Gleichstrom rechnerisch das identische Ergebnis für die Induktivität des Segments wie die zugrundegelegte Formel für die Eigeninduktivität des rechteckigen Leiters, es sind also Fehler von unter 0,2% erreichbar, unabhängig von der Wahl der $p \cdot q$ -Zerlegung.

Diese Methode ermöglicht folglich die Erzeugung eines Modells, das von DC bis zu einer durch den Grad der Zerlegung vorgegebenen Maximalfrequenz gültig ist. Diese Zerlegung kann durch Berechnung der Skintiefe für das vorliegende Leitermaterial bestimmt werden. Das so entstandene Modell ist zudem unabhängig von der Betriebsart; einseitige Erdung, Gleichtaktanregung oder Gegentaktanregung sind gleichermaßen mit einem Modell beschrieben. Zudem funktioniert diese Art der Berücksichtigung der HF-Effekte sowohl im Zeit- als auch im Frequenzbereich sowie mit allen neueren Verfahren, die Kombinationen aus beiden darstellen. Dies betrifft insbesondere die „Periodic Steady State“-Analyse mit angehängter Rauschanalyse, die von Spectre/RF zur Simulation des Oszillator-Phasenrauschens angeboten wird.

8.2.1.5 Vereinfachtes verteiltes RF-Modell

Die im letzten Abschnitt beschriebene Methode ist zwar sehr genau, die Modelle sind jedoch extrem komplex. Mit zunehmender Verfeinerung steigt nicht nur die Anzahl der Eigeninduktivitäten und Widerstände der Filamente linear an, insbesondere die magnetischen Kopplungen zwischen den Filamenten sorgen für ein Wachstum zweiter Ordnung mit dem Zerlegungsgrad. Ein Modell für die hier vorgestellten Spulen mit einem Gültigkeitsbereich bis etwa 10 GHz

umfaßt etwa 400 kByte und über 10000 Zeilen, wobei jede Zeile einem Element im Modell entspricht. Daher ist zwar die Modellerzeugung sehr schnell³¹ und speicherschonend, die anschließende Simulation ist dagegen problematisch. Daher wurde die Methode der Leiterzerlegung, die schon vor langer Zeit von Ruehli und Weeks [253, 254] für die Bestimmung des Verhaltens komplexer Leiterbahngeometrien vorgeschlagen wurde, kaum angewandt³².

Der Schwachpunkt der Methode liegt darin, daß die Verbesserung der Genauigkeit gewissermaßen global erfolgt. Die HF-Effekte, die zu diesem Modell geführt haben, sind jedoch lokale Effekte. Das bedeutet, daß sich z. B. die magnetische Kopplung zwischen den inneren und den äußeren Enden zweier benachbarter Segmente stark ändert (Proximityeffekt), die zweier entfernter Segmente dagegen kaum, zumal der Absolutwert der Kopplung dort klein ist.

Es wäre also zweckmäßig, die Zerlegung und magnetische Kopplung der Filamente nur jeweils innerhalb eines Segmentes und zwischen benachbarten Segmenten durchzuführen, zwischen entfernten Segmenten hingegen nur eine einzige magnetische Kopplung (d. h. wie im Fall ohne Zerlegung in Filamente) vorzusehen, wie Abb. 8.24 demonstriert. Unter dieser Voraussetzung reduziert sich die Modellkomplexität von zweiter Ordnung auf eine erster Ordnung bezüglich des Zerlegungsgrades.

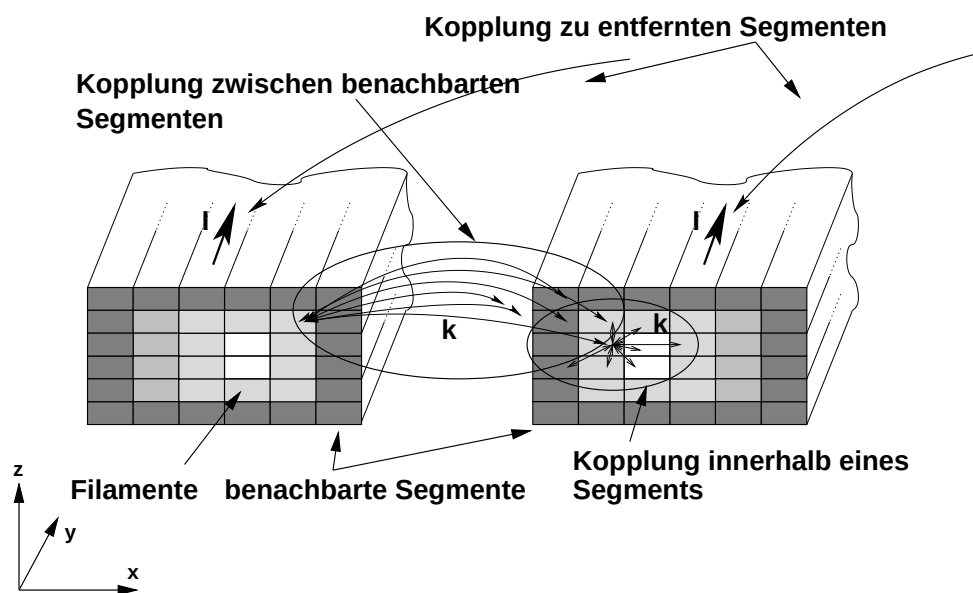


Abb. 8.24: Vereinfachte Variante der Zerlegung eines Segments in Filamente. Die Kopplung ferner Segmente wird wie im Fall ohne Zerlegung gehandhabt

Die Umsetzung dieses Vorhabens scheitert beim physikalischen Modell an der zwingenden

³¹Einige 10 Sekunden

³²Selbst auf heutige gängigen Workstations sind Simulationszeiten von mehreren Stunden für eine Spule anzusetzen

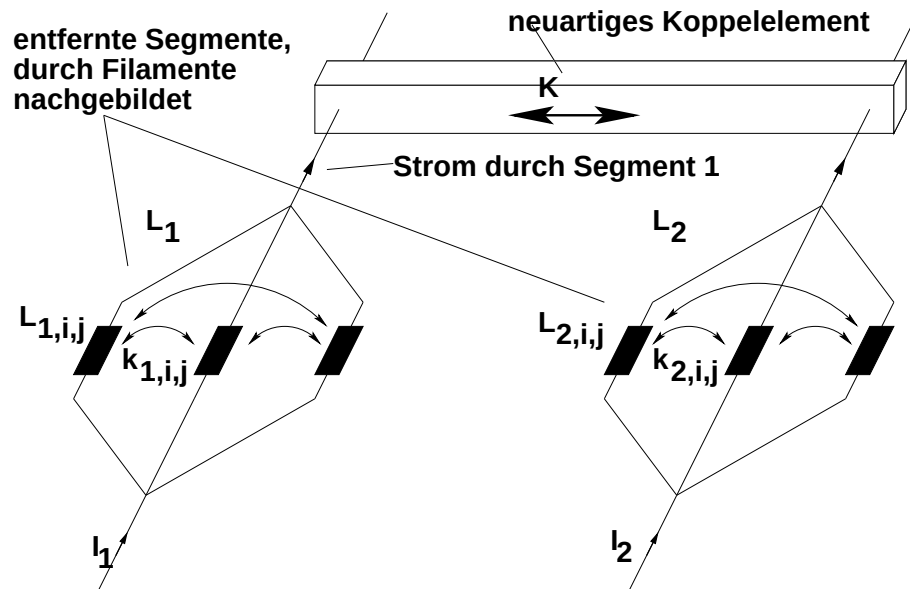


Abb. 8.25: Trennung von Gegen- und Eigeninduktivität zur Reduktion der Modellkomplexität [302]. Das Koppellement K ermöglicht die gleichzeitige Verkopplung von Filamenten und Segmenten.

Verknüpfung zwischen Gegen- und Eigeninduktivität, die anschaulich in der Schreibweise des magnetischen Koppelfaktors deutlich wird³³:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (8.27)$$

Durch die Zerlegung der Segmente in Filamente wird deren Eigeninduktivität jedoch bereits vollständig beschrieben, so daß für entfernte Segmente kein „Koppelpartner“ mehr zur Verfügung steht. Der physikalische Charakter des Modells soll jedoch erhalten werden, da er für die vielen Vorteile des verteilten Modells verantwortlich ist. Man benötigt also ein Hilfsmittel, welches die Funktion des Koppelfaktors nachahmt, ohne jedoch eine direkte Eigeninduktivität der beteiligten Segmente als Angriffspunkt vorauszusetzen.

Eine solche Methode wurde gefunden und zum Patent angemeldet [302]. Der Trick beruht auf der Trennung von Ursache und Wirkung der magnetischen Kopplung. Die Ursache ist dabei der Stromfluß in Segment 1, dessen Magnetfeld eine induzierte Spannung in Segment 2 hervorruft. Dies illustriert Abb. 8.25, wo die nahe Kopplung durch verkoppelte Filament-Induktivitäten modelliert wird, die Kopplung zwischen fernen Segmenten jedoch durch ein neuartiges Koppellement K .

Um die Trennung von Ursache und Wirkung zu erhalten, ist zunächst eine unidirektionale

³³SPICE-Simulatoren arbeiten immer mit der Größe k anstelle von M

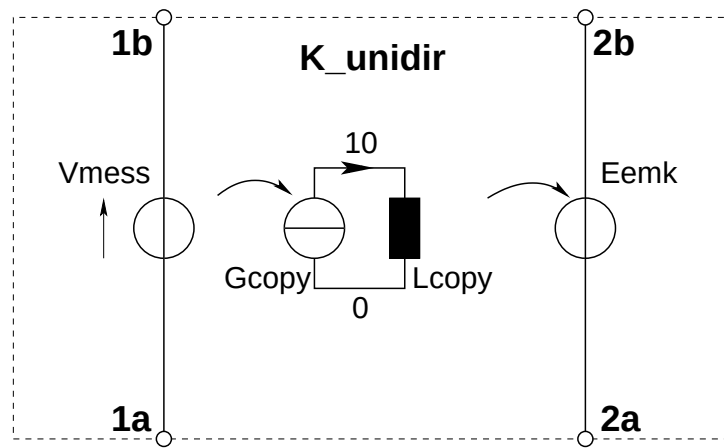


Abb. 8.26: Realisierung eines unidirektionalen rückwirkungsfreien Koppel-elementes in SPICE [302]

Kopplung $K_{1,2}$ zu erzeugen. Sie kann mit einfachen Mitteln in **SPICE** realisiert werden, wie Abb. 8.26 zeigt.

Die Spannungsquelle V_{Mess} ist eine Nullspannungsquelle, die in Serie zu Segment 1 geschaltet wird. Ihr Zweck liegt in der Messung des Stroms durch Segment 1. Die durch Segment 1 induzierte Spannung in Segment 2 wird durch die gesteuerte Spannungsquelle E_{emk} nachgebildet, die in Reihe zu Segment 2 geschaltet wird. Die Berechnung der Spannung kann anschaulich leicht dadurch geschehen, daß man den Strom aus Segment 1 mit Hilfe einer gesteuerten Stromquelle G_{copy} nachbildet und diesen durch eine separate Induktivität L_{copy} fließen läßt, deren Wert der Eigeninduktivität von Segment 1 gleicht. Über der Induktivität L_{copy} wird nun genau die Spannung induziert, die Segment 1 aufgrund seiner Eigeninduktivität erfährt. Da in Segment 2 nach Formel 8.27 gerade die $k\sqrt{L_2/L_1}$ -fache Spannung induziert wird, kann die gesteuerte Spannungsquelle E_{emk} dies mit einem entsprechenden Multiplikator bewerkstelligen. Dies ist nicht die einzig mögliche Lösung des Problems, dafür aber eine sehr anschauliche.

Das oben beschriebene Element ist offensichtlich in der Lage, die Wirkung der magnetischen Kopplung von Segment 1 auf Segment 2 nachzubilden, ohne die für die Eigeninduktivität typische Rückwirkung auf Segment 1 zu erzeugen. Für die Gegenrichtung fehlt dieses Verhalten jedoch noch. Daher werden zwischen zwei Segmenten je zwei der unidirektionalen Koppel-elemente benötigt, die gespiegelt in Reihe geschaltet werden (Abb. 8.27).

Durch die Kombination dieses Verfahrens mit der im vorigen Abschnitt vorgestellten Leiterzerlegung kann die Modellkomplexität für die hier benutzten Spulen um etwa eine Größenordnung reduziert werden, ohne daß ein nennenswerter Verlust an Genauigkeit entsteht. Bei Spulen

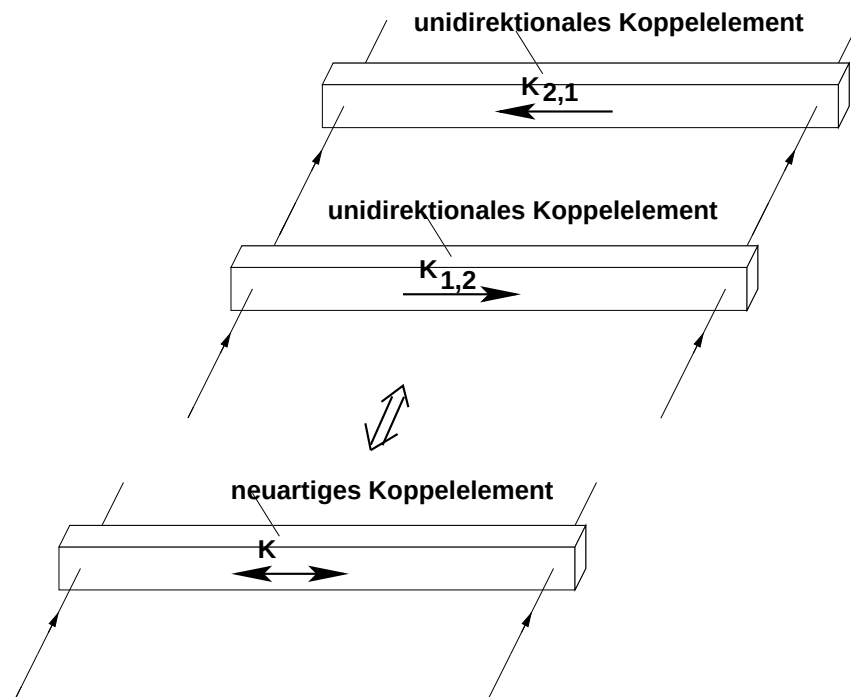


Abb. 8.27: Bidirektionales rückwirkungsfreies Koppellement in SPICE [302]

mit höherer Windungszahl ist der Gewinn noch größer.

8.2.2 Spulenmodellierungs-Software „Grover“

Da die verfügbaren Programme die oben beschriebenen Modellierungsansätze nicht unterstützen, wurden die genannten Verfahren in einem „grover“ getauften Programm umgesetzt³⁴.

Nachdem bereits festgestellt wurde, daß auch Kompaktmodelle an manchen Stellen sinnvoll sein können, wandelt das Programm die verteilten Modelle zudem in ein konzentriertes Modell um.

8.2.2.1 Verarbeitung der Eingabedaten

Im Gegensatz zu vielen kommerziellen Programmen, die eine graphische Beschreibung der Spule verlangen, werden die Spulen in grover durch eine C- Funktion beschrieben. In einer solchen Spulenfunktion werden die einzelnen Segmente definiert und die Knotennamen der Metallisierung für SPICE vorgegeben. In Anhang A ist die Funktion zur Erzeugung eines Segmentes gezeigt.

³⁴Der Name wurde gewählt, weil auch nach 40 Jahren kaum ein Artikel über Spulen erscheint, in dem er nicht zitiert wird

Diese Methode erlaubt die Definition generischer Spulentypen. Dies sind etwa klassische Spiralspulen, bei der Durchmesser, Windungsbreite, Windungsabstand und Windungszahl als Parameter übergeben werden können. In gleicher Weise kann so eine mittenangezapfte Spule realisiert werden, bei der zusätzlich die Position der Anzapfung verschoben werden kann. Darüberhinaus wird auch die Zuleitung zur Spule, d. h., der Weg zwischen Spule und Varaktor, mit in das Modell einbezogen, da diese Induktivität nicht vom Extractor ermittelt werden kann.

8.2.2.2 Parameterberechnung und Netzlistenerzeugung

Nach der Erzeugung der Segmentobjekte im Speicher muß das Programm die Struktur der Spule ermitteln. Dazu ist es erforderlich, Ketten von verschalteten Segmenten, Anfangs- und Endpunkte dieser Ketten sowie Verzweigungen zu finden. Innerhalb dieser Ketten ist die Stromflußrichtung konstant. Da bei der Eingabe nicht unbedingt die Definition der Segmente in Stromflußrichtung eingehalten wurde, muß die Richtung ggf. mit Hilfe des *cur*-Parameters (vgl. Anhang A) umgedreht werden³⁵. Dies ist wichtig, weil die magnetische Kopplung vom Vorzeichen des Stromes abhängt.

Für die spätere Bestimmung eines konzentrierten Modells ist zudem die Spannungsverteilung innerhalb der Spule wichtig. Um diese zu ermitteln, fragt das Programm nach dem Potential an den äußeren Klemmen, also den Endpunkten der Segment-Ketten. Gibt man bei einer Spule z. B. -1 und 1 ein, so entspricht dies einer Gegentaktanregung, bei $+1$ und $+1$ einer Gleichtaktanregung. Geerdete Anschlüsse werden dementsprechend mit 0 gekennzeichnet.

Nach dieser Vorgabe kann die Berechnung des Modells erfolgen. In einem ersten Schritt wird das verteilte Modell³⁶ nach Kapitel 8.2.1.3 aufgebaut, das zur Berechnung auf die Gleichstromgrößen der Segmente zurückgreift. Um dieses Modell später auch bei höheren Frequenzen verwenden zu können bzw. um es zur der Schaltungsoptimierung verwenden zu können, werden in der erzeugten Netzliste alle Elemente mit Koeffizienten versehen, die den voreingestellten Wert $1,0$ erhalten. In der Regel genügt es bei der Simulation schmalbandiger Schaltungen, den Wert des Spulenwiderstandes durch Modifikation seines Koeffizienten auf den bei der Betriebsfrequenz gültigen Wert zu erhöhen, um ein in vielen Fällen ausreichend genaues Modell zu erhalten. Der Koeffizient kann dabei aus einer Simulation mit dem reduzierten verteilten Modell gewonnen werden.

Ausgehend von diesem Modell wird anschließend das vollständige verteilte Modell nach Ka-

³⁵Dieser wird vom Programm ermittelt

³⁶Bezeichnung distributed model, distr

pitel 8.2.1.4 erzeugt³⁷. Hierzu werden die Segmente nach der zuvor festgelegten Verfeinerung in $p \cdot q$ Filamente zerlegt. Dieses Modell dient nur noch als Referenzmodell zur gelegentlichen Kontrolle des anschließend bestimmten reduzierten verteilten Modells³⁸.

Für das reduzierte RF-Modell werden zur Bestimmung der fernen Kopplungen die schon beim verteilten Modell gefundenen Werte benutzt und mit Hilfe der Ersatz-Koppelemente K beschrieben. Dabei muß nicht für jedes Segmentpaar ein neues K -Element erzeugt werden, da die gesteuerten Quellen E_{emk} von mehreren Ursachen gesteuert werden können.

Anschließend wird das konzentrierte Modell³⁹ nach dem erweiterten Schaltbild aus Abb. 8.8 (Seite 248) bestimmt, wobei die Eigen- und Gegeninduktivitäten innerhalb einer Kette zu je einer Teilspule zusammengefaßt werden, die Gegeninduktivitäten zwischen verschiedenen Ketten zu magnetischen Kopplungen zwischen den Teilspulen.

Die an den Klemmen des konzentrierten Modells angreifenden Kapazitäten entsprechen nicht der Summe der einzelnen Kapazitäten, sondern sie müssen anhand des vorgegebenen Anregungsprofils durch eine Abschätzung des Potentialverlaufs innerhalb der Spule gewichtet werden. Dies wurde exemplarisch anhand eines vereinfachten Beispiels in Kapitel 8.1.5 durchgeführt.

8.2.2.3 Ausgabeformate

Alle Modelldaten werden zunächst programmintern in Listen gespeichert. Dies ermöglicht eine Anpassung des Modells an einen gewünschten Simulator. Bislang wurden Schnittstellen zu den Simulatoren HSPICE von Avant! sowie Spectre von Cadence realisiert. Die Syntax dieser Simulatoren ist stark abweichend. Eine Anpassung an andere SPICE-Derivate kann auf der Grundlage der HSPICE-Schnittstelle geschehen, da SPICE3 oder PSPICE eine sehr ähnliche Syntax haben.

Um verifizieren zu können, ob das Programm die „richtige Vorstellung“ von der Spule hatte, wird eine graphische Ausgabe für gnuplot erzeugt, in der die Position und Ausdehnung der Segmente, ihre laufende Nummer sowie die SPICE-Knotennamen der Metallisierung eingezeichnet sind. Mit dieser Hilfe ist es selbst ohne Neubestimmung des Modells möglich, Anzapfungen an den existierenden Knoten vorzunehmen bzw. sich Signale an entsprechender Stelle innerhalb der Spule anzuschauen.

³⁷Bezeichnung RF model, RF

³⁸Bezeichnung reduced RF, RRF

³⁹Bezeichnung lumped

Da die Konstruktion einer Spule sehr mühsam ist, liegt es nahe, die innerhalb des Programms existierende Beschreibung des Layouts weiterzuverwenden. Dies wird besonders hilfreich, wenn man Segmente unterschiedlicher Breite verwendet, wie es zur Öffnung des Spuleninneren vorgeschlagen wurde. Daher ermöglicht grover den Export eines Skill-Scripts⁴⁰, mit dessen Hilfe ein Cadence-Layout erstellt werden kann. Bei der Umsetzung in Layoutdaten sind zuvor das Zeichenmaß (Grid) und der Verkleinerungsfaktor (Shrink) anzugeben, da Layouts bei CMOS-Technologien häufig nicht maßstabsgerecht gezeichnet werden.

8.2.3 Grenzen

Magnetische und elektrische Felder sind verwandt und doch grundverschieden. Der in der Modellierung störendste Unterschied liegt im Feldbild begründet. Während sich das elektrische Feld etwa eines Plattenkondensators weitgehend auf den Raum zwischen den Elektroden begrenzen läßt, sind magnetische Felder bestenfalls durch magnetische Kerne aus ferromagnetischem Material an der räumlichen Ausdehnung zu hindern. Leider zählen Ferromagnetika nicht zum Repertoire der Halbleiterhersteller, zumal ihre Anwendung im HF-Bereich aufgrund der damit verbundenen Verluste nicht unbedingt sinnvoll wäre. Das Feld einer integrierten Spule ragt also weit über die geometrischen Abmessungen heraus. Dies führt zu unerwünschten Kopplungen mit anderen Bauelementen, insbesondere mit Leitungen und anderen Spulen sowie mit Off-Chip-Komponenten wie dem Gehäuse oder der Platine. Diese Interaktion ist oftmals erst gegen Ende des Schaltungsentwurfs bekannt, wenn das Layout abgeschlossen und ein Gehäuse ausgewählt bzw. eine Meßfassung entworfen ist. Eine Optimierung unter Berücksichtigung dieser Komponenten erscheint kaum möglich. Es geht hier vielmehr darum, den schlimmstenfalls zu erwartenden Einfluß zu minimieren. Dies kann z.B. durch die Plazierung von virtuellen „Antennen“ rund um die Spule geschehen, welche die Feldstärke in Abhängigkeit von der Entfernung zur Spule entlang der verschiedenen Raumachsen messen.

All dies kann mit dem vorgestellten Programm grover geschehen. Dennoch ist dieses Programm in seinen Fähigkeiten noch stark eingeschränkt, was zu einem großen Teil auf Zeitmangel zurückzuführen ist. Es wurde deutlich, daß bereits die Modellierung parallel verlaufender Leiterbahnen mit erheblichem Aufwand verbunden ist. Läßt man nicht-90°-Winkel zu, so vervierfacht sich in etwa der mathematische Aufwand.

Daher ist grover⁴¹ derzeit auf Strukturen begrenzt, die sich mit 90°-Winkeln zeichnen lassen.

⁴⁰Eine Lisp-ähnliche Programmiersprache, die innerhalb Cadence verwendet wird

⁴¹Mit rund 7000 Zeilen

Zudem behandelt das Programm nur einlagige Spulen (wenn auch mit Unterführungen), jedoch keine allgemeinen Mehrlagenspulen.

Da in der verwendeten Technologie nur Substrate mittlerer Leitfähigkeit verwendet wurden, konnte auf die Berücksichtigung von Wirbelströmen im Substrat verzichtet werden, weil diese betragsmäßig deutlich kleiner sind als kapazitive Ströme. Daher kann grover in der vorliegenden Fassung nicht bei reinen CMOS-Technologien mit hochdotiertem Substrat angewendet werden.

Ein weiteres Problem ergibt sich bei der Modellierung der elektrischen Substratabschirmung. Ihr Verhalten wurde derzeit überhaupt nicht modelliert, mir ist auch kein Fall bekannt, in dem dies bislang geschehen ist. Eine mögliche Modellierung mit bescheidenem Aufwand könnte in der Definition anisotroper Medien bestehen. Da die Abschirmung generell so ausgelegt wird, daß sie in stromflußrichtung kapazitiv, quer zur Stromflußrichtung jedoch resistiv wirkt, könnte sich die Problemstellung der Modellierung auf die Ermittlung von $\epsilon_{r,l\ddot{a}ngs}$ und ρ_{quer} reduzieren.

8.3 Fazit zu Kapitel 8

Die Planarspule ist die wichtigste Form der integrierten Spule. Obwohl einfach aussehend, ist ihre Berechnung mit erheblichem Aufwand verbunden. Es wurde das Programm „grover“ vorgestellt, mit dem die im Rahmen dieser Arbeit verwendeten Spulen optimiert und modelliert wurden. Die guten Übereinstimmungen zwischen Simulation und Messung der Oszillatoren zeigen, daß das verteilte Spulenmodell gut für die Beschreibung integrierter Planarspulen bei hohen Frequenzen geeignet ist. Darüberhinaus wurden Hinweise gegeben, worauf beim Entwurf einer HF-Spule und eines Schaltungslayouts mit Spulen zu achten ist.

Da in dieser Arbeit fast durchgehend differentielle Schaltungen betrachtet werden, spielt die mittenangezapfte Spule eine besondere Rolle. Um eine elektrische Symmetrie an beiden heißen Enden zu gewährleisten, ist ein spezielles Spulen-Layout erforderlich. Neben dem hier benutzten Layout spielt in der Literatur oft noch eine andere Spulengeometrie eine Rolle (siehe z. B. [105]). Diese ist jedoch aufgrund der vielen Überlappungen hinsichtlich der Eigenkapazität bzw. Eigenresonanz nachteilig.

Die erreichten Güten der Spulen liegen bei ca. 7,5 in der alten (nicht planaren) Technologie bzw. bei ca. 9 in der neuen Technologie (nach ersten Entwürfen). Mit diesen Werten lassen sich die geforderten Phasenrauschwerte für HIPERLAN/2 erreichen, ohne daß eine Anpassung der Technologie an die Spule erfolgen muß. Dies ist ein wesentlicher Unterschied gegenüber vielen veröffentlichten Oszillatoren, bei denen die Spulengüte mit unkonventionellen Herstellungsver-

fahren verbessert wurde, was deren breiten Einsatz verhindert.

Kapitel 9

Zusammenfassung

Diese Dissertation befaßt sich mit monolithisch-integrierten Schaltungen für den kommenden Funkstandard HIPERLAN/2, der drahtlose lokale Computernetzwerke im 5 GHz-Band beschreibt. Dieser Standard wird erstmalig einen Ersatz drahtgebundener Netzwerke erlauben, da sein Durchsatz mit 54 Mbit/s deutlich über dem des klassischen Ethernet liegt.

Nach einer Übersicht über die Entwicklung der Datenkommunikation der letzten Jahre wurden die Anforderungen einiger typischer Anwendungen an die Übertragungsrate ermittelt, um die Entwicklung der Schaltungen zu motivieren.

In Kapitel 2 wurde der HIPERLAN/2-Standard mit dem konkurrierenden Standard IEEE 802.11a verglichen. Dabei zeigte sich, daß letzterer trotz scheinbar gleicher Leistungsdaten um mehr als einen Faktor zwei langsamer ist als HIPERLAN/2.

Ausgehend von den im Standard geforderten Grenzwerten für Empfindlichkeiten und unerwünschte Emissionen wurden die kritischen Parameter der einzelnen Schlüsselfunktionen eines Sendeempfängers ermittelt. Diese Schlüsselfunktionen umfassen Auf- und Abwärtsmischer, LNA und VCO. Der Leistungsverstärker, der ebenfalls dazugehört, wurde aufgrund der niedrigen Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung der hier verwendeten Technologie nicht näher untersucht.

In Kapitel 4 wurden einige Architekturen von Sendeempfängern gegenübergestellt, um deren spezifischen Vor- und Nachteile hinsichtlich der vollen Integration aufzuzeigen. Demnach sind Single-Chip-Sendeempfänger heute zwar realisierbar, jedoch noch nicht im 5 GHz-Band mit den hier angestrebten Übertragungsraten. Dennoch ergeben sich Anhaltspunkte, worauf bei der Entwicklung der Schaltungsfunktionen zu achten ist, um eine weitgehende Integration zu ermöglichen.

Kapitel 5 führte in die Problematik des Mischerentwurfs ein, um anschließend für die Auf- und Abwärtsmischung geeignete Schaltungen vorzustellen. Dabei wurde deutlich, daß nicht simulierbare Effekte wie z. B. die Substratkopplung einen signifikanten Anteil am Schaltungsverhalten haben.

Ebenfalls wurde deutlich, daß für die Auf- und Abwärtsmischung jeweils unterschiedliche Schaltungen benötigt werden. Als geeignete Struktur für den Aufwärtsmischer wurde der stromgefaltete Mischer vorgestellt. Ein einzelner Mischer kann bei 2,7 V mit 35 mW Verlustleistung betrieben werden und erzielt dabei über 200 MHz Basisband-Bandbreite und 6 GHz ausgangsseitige Grenzfrequenz. Die benötigte Eingangsleistung für das Lokaloszillatorsignal beträgt nur -6 dBm. Der erzielte ausgangsseitige Kompressionspunkt beträgt -2 dBm, der ausgangsseitige $IP_{3,2-Ton}$ +6 dBm bei 250 Ω -Last. Für den Abwärtsmischer sind vereinfachte Versionen der Gilbertzelle oder aber der Micromixer nach Gilbert geeignet. Letzterer wurde hier realisiert; bei 2,7 V benötigt die Schaltung 16 mW und erzielt damit eine 1 dB-Bandbreite von 228 MHz. Die benötigte LO-Eingangsleistung beträgt differentiell -1 dBm. Mit einer Konversionsverstärkung von 15 dB und einer Rauschzahl von unter 14,2 dB sowie 4 dBm ausgangsseitigem Kompressionspunkt und 14,8 dBm ausgangsseitigem $IP_{3,2-Ton}$ genügt er den Anforderungen von HIPERLAN/2.

Besonders schwierig zu realisieren ist die Seitenbandunterdrückung beim Aufwärtsmischer, da hierfür hochpräzise Quadraturesignale benötigt werden. Das 5,8 GHz-Trägersignal muß dabei mit analogen Mitteln erzeugt werden und darf durch Prozeßtoleranzen oder Parameterstreuung nicht beeinflußt werden. Zu diesem Zweck wurde das mehrstufige Polyphasenfilter mit nachgeschalteter Phasenkorrektur als robuste Lösung gefunden. Die Messungen eines IQ-Aufwärtsmischers ohne nachgeschaltete Phasenkorrektur (70 mW bei 2,7 V) ergaben bereits eine Seitenbandunterdrückung von 37 dB und eine Isolation des LO-Signals gegenüber dem Ausgang von 32 dB. Alle Mischerschaltungen wurden ohne Spulen realisiert, was einem hohen Integrationsgrad zugute kommt.

In Kapitel 6 wurde der rauscharme Vorverstärker untersucht, eine der kritischsten Komponenten. Es konnte gezeigt werden, daß selbst diese Funktion mit einer einfachen SiGe-HBT-Technologie realisiert werden kann. Die in Simulationen erzielten Kennwerte von 30,8 dB Verstärkung, 3 dB Rauschzahl, 21 dBm ausgangsseitigem $IP_{3,2-Ton}$ und 25,8 dBm ausgangsseitigem Kompressionspunkt genügen ebenfalls den HIPERLAN/2-Anforderungen, allerdings sind diese Werte nur mit Hilfe von integrierten Spulen erzielt worden.

Kapitel 7 führte in die Problematik des Oszillatorentwurfs ein. Es wurden verschiedene

Entwürfe differentieller emittergekoppelter Oszillatoren vorgestellt, die dem HIPERLAN/2-Standard genügen. Hauptmerkmal dieser Oszillatoren ist die mittenangezapfte Spule. Besonderer Wert wurde auf die Stabilität der Frequenz gegenüber Betriebsspannungs- und Temperaturschwankungen gelegt. Es wurde gezeigt, daß im wesentlichen Stromänderungen diese Schwankungen auslösen. Durch eine Amplitudenregelung konnten die Sensitivitäten deutlich reduziert werden. Die erzielten Werte für des Phasenrauschen von -107 dBc/Hz bei einer Offsetfrequenz von 1 MHz zum 5,8 GHz-Träger genügen dem HIPERLAN/2-Standard ebenfalls, aufgrund der geringen Verstimmbarkeit der Basis-Emitter-Dioden ist der Verstimbereich für das obere HIPERLAN-Band (200 MHz) mit nur 203 MHz über 2,7 V Steuerspannung allerdings sehr knapp. Durch Erweiterung des Steuerspannungsbereichs kann dieses Manko jedoch behoben werden. Mit speziellen Varaktor-Bauelementen ist dieses Problem ebenfalls nicht zu erwarten.

Zudem wurde ermittelt, welche Anforderungen an die Isolation verschiedener Schaltungsteile zu stellen ist und wie diese Isolation speziell beim Einsatz integrierter Spulen bewerkstelligt werden kann. Die Ergebnisse zeigen, daß es zwar einfach ist, durch integrierte Spulen verlustleistungsarme Schaltungen mit hervorragenden Eigenschaften herzustellen, daß die exzessive Anwendung von Spulen jedoch zu erheblichen Verkopplungen führt, die nur durch sehr große Chipflächen in den Griff zu kriegen sind.

Da die integrierte Spule unverzichtbar für die Realisierung rauscharmer Vorverstärker und Oszillatoren ist, wurde ihrer Optimierung und Modellierung ein eigenes Kapitel gewidmet. Keines der mir bekannten verfügbaren Programme erfüllt alle Anforderungen, die sich aus Genauigkeit, Flexibilität, Speicherbedarf und Rechenzeitbedarf ergeben. Daher wurde ein neues Verfahren zur Modellierung von rechteckigen Planarspulen entwickelt und in dem Programm „grover“ umgesetzt, dessen Funktionsweise und Merkmale kurz beschrieben wurden.

Man kann festhalten, daß die Entwicklung von analogen integrierten Schaltungen im 5 GHz-Band viele Überraschungen bereithält, da der Einfluß parasitärer Effekte deutlich ausgeprägter ist als bei 1 GHz. Die vom IHP in Frankfurt/Oder bereitgestellte low-cost-SiGe-HBT-Technologie bietet dabei hinreichende Geschwindigkeitsreserven. Die Anforderungen analoger Schaltungen an das Layout lassen sich nur mit wenigstens drei Metallisierungsebenen zufriedenstellend lösen, so daß im Zweifelsfall ein besseres Metallisierungssystem schnelleren Transistoren vorzuziehen ist.

Anhang A

Grover-Interna

Der folgende Ausschnitt aus dem Programm „grover“ zeigt die Deklaration der Funktion, mit deren Hilfe generische Spulen definiert werden:

```
/* Daten eines Segmentes setzen */
void FillIn(tSegment *S,      /* Speicherplatz für
                                die Segmentdaten */
            int nr,           /* laufende Nummer
                                (für die SPICE-Bezeichner) */
            double cur, double pot, /* Strom- und
                                Spannungshilfsgrößen */
            int K1, double x1, double y1, /* SPICE-Knotenname
                                und (x,y)-Anfangsposition des Segmente */
            int K2, double x2, double y2, /* SPICE-Knotenname
                                und (x,y)-Endposition des Segmente */
            double z,          /* Höhe über dem Substrat */
            double w,          /* Breite des Segments */
            double t,          /* Dicke des Segments */
            double u,          /* rel. Dielektrizitätskonstante
                                des Leiters (normal 1) */
            double r,          /* spezifischer Leitwert des
                                Leitermaterials */
            double epsr,       /* rel. Dielektrizitätskonstante
                                in der Umgebung des Leiters */
            double Rdc, double Rac, /* Anfangsdaten des
                                Segments (normal mit 0 initialisiert) */
```

```

        double L, double M,
        double Csub, double Cfr) {
...
} /* FillIn */

```

Der folgende Ausschnitt zeigt die Anwendung auf eine generische mittenangezapfte Spule mit variabler Leiterbreite.

```

/* Anschluss LA an Knoten 10, zu Knoten 20 (links unten startend
nach oben gehend) */
x1=xA; y1=0;
x2=x1; y2=yu;
FillIn(&Segment[seg], ++seg,      /* Seg0, Name 1 */
      +1.0,+1.0,
      10*node, x1, y1, 10*(++node), x2, y2 , /* Knoten 10,20 */
      Z34, W, T34,
      murAlu, rhoAlu, epsr,
      0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0);
/* Segmente bis zur Mittenanzapfung */
for (i=1; i < 2*N+1; i++) {
    x1=x2; y1=y2; /* letzter Endpunkt ist neuer Startpunkt */
    switch (i%4) {
        case 1 : if (i == 1) { /* von unten rechts nach links */
            x2=x1; y2=y1;
            FillIn(&Segment[seg], ++seg,
                  +1.0,+1.0,
                  10*node, x1, y1, 10*(++node), x2, y2 ,
                  Z34, W, T34,
                  murAlu, rhoAlu, epsr,
                  0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0);
        } else { /* Segment mit Underpass-Bereich */
            x1+=2*W+1*dW + 2*D+dD;
            W+=dW;
            D+=dD;
            xh=x1;
            x2=xB+PassDist; y2=y1;

```

```

        FillIn(&Segment[seg], ++seg,
            +1.0,+1.0,
            10*node, x1, y1, 10*(++node), x2, y2 ,
            Z34, W, T34,
            murAlu, rhoAlu, epsr,
            0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0);
x1=x2; y1=y2;
x2=xB-PassDist; y2=y1;
FillIn(&Segment[seg], ++seg,
    +1.0,+1.0,
    10*node, x1, y1, 10*(++node), x2, y2 ,
    Z4, W, T4,
    murAlu, rhoAlu, epsr,
    0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0);
x1=x2; y1=y2;
x2=x1; y2=y1;
FillIn(&Segment[seg], ++seg,
    +1.0,+1.0,
    10*node, x1, y1, 10*(++node), x2, y2 ,
    Z34, W, T34,
    murAlu, rhoAlu, epsr,
    0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0); }

break;
case 2 : if (i == 2) { /* links von unten nach oben */
    yu+=W+dW/2 + D;
} else {
    yu+=2*W+1*dW + 2*D+dD;
    W+=dW;
    D+=dD;}
x2=x1; y2=yu;
FillIn(&Segment[seg], ++seg,
    +1.0,+1.0,
    10*node, x1, y1, 10*(++node), x2, y2 ,
    Z34, W, T34,
    murAlu, rhoAlu, epsr,

```

```
        0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0);
    break;
case 3 : if (i == 3) { /* vo noben links nach rechts */
    xl+=W+dW/2 + D;
    W+=dW;
    D+=dD;
} else {
    xl+=2*W+1*dW + 2*D+dD;
    W+=dW;
    D+=dD;}
/* Segment mit Underpass-Bereich */
    xh=x1;
    x2=xB+PassDist; y2=y1;
    FillIn(&Segment[seg], ++seg,
        +1.0,+1.0,
        10*node, x1, y1, 10*(++node), x2, y2 ,
        Z34, W, T34,
        murAlu, rhoAlu, epsr,
        0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0);
    x1=x2; y1=y2;
    x2=xB-PassDist; y2=y1;
    FillIn(&Segment[seg], ++seg,
        +1.0,+1.0,
        10*node, x1, y1, 10*(++node), x2, y2 ,
        Z4, W, T4,
        murAlu, rhoAlu, epsr,
        0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0);
    x1=x2; y1=y2;
    x2=xl; y2=y1;
    FillIn(&Segment[seg], ++seg,
        +1.0,+1.0,
        10*node, x1, y1, 10*(++node), x2, y2 ,
        Z34, W, T34,
        murAlu, rhoAlu, epsr,
        0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0);
```

```

        break;
    case 0 : yo-=2*W+1*dW + 2*D+dD; /* von oben rechts nach unten */
        W+=dW;
        D+=dD;
        x2=x1; y2=yo;
        FillIn(&Segment[seg], ++seg,
            +1.0,+1.0,
            10*node, x1, y1, 10*(++node), x2, y2 ,
            Z34, W, T34,
            murAlu, rhoAlu, epsr,
            0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0);
        break;
    } /* switch */
} /* for */
x1=x2; y1=y2; /* inneres Segment bis LB */
x2=xB; y2=y1;
FillIn(&Segment[seg], ++seg,
    +1.0,+1.0,
    10*node, x1, y1, 10*(++node), x2, y2 ,
    Z34, W, T34,
    murAlu, rhoAlu, epsr,
    0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0);
x1=x2; y1=y2; /* Underpass fuer LB */
x2=x1; y2=yAB;
FillIn(&Segment[seg], ++seg,
    +1.0,+1.0,
    10*node, x1, y1, 10*(++node), x2, y2 ,
    Z3, W, T3,
    murAlu, rhoAlu, epsr,
    0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0);
W = Wa; /* Anschluss LB */
D = Da;
WD = W+dW/2 + D; /* Spacing */
x1=x2; y1=y2;
x2=x1; y2=0;

```

```
FillIn(&Segment[seg], ++seg,
      +1.0,+1.0,
      10*node, x1, y1, 10*(++node), x2, y2 ,
      Z34, w, T34,
      murAlu, rhoAlu, epsr,
      0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0);

W = Wa; /* Anschluss LC */
D = Da;
WD = W+dW/2 + D; /* Spacing */
x1=0; y1=yAB+diam;
x2=0; y2=y1+yC;
FillIn(&Segment[seg], ++seg,
      +1.0,+1.0,
      10*nodeLC, x1, y1, 10*(++node), x2, y2 ,
      Z34, w, T34,
      murAlu, rhoAlu, epsr,
      0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0);
```

Anhang B

Formeln zur Induktivitätsbestimmung

Eine sehr gute geschlossene Formel für die Eigeninduktivität ist die von Ruehli in [253] beschriebene (vgl. Kapitel 8.2.1.4). Für einen geraden Leiter der Länge l mit rechteckigem Querschnitt (Dicke t und Breite w) werden zunächst die normierten Größen u und v zu

$$\begin{aligned} u &= \frac{l}{w} \\ v &= \frac{t}{w} \end{aligned} \tag{B.1}$$

bestimmt. Zur Verkürzung der Schreibweise seien folgende Ausdrücke definiert:

$$\begin{aligned} A_1 &= \sqrt{1 + u^2} \\ A_2 &= \sqrt{1 + v^2} \\ A_3 &= \sqrt{v^2 + u^2} \\ A_4 &= \sqrt{1 + v^2 + u^2} \\ A_5 &= \log_e \left(\frac{1 + A_4}{A_3} \right) \\ A_6 &= \log_e \left(\frac{v + A_4}{A_1} \right) \\ A_7 &= \log_e \left(\frac{u + A_4}{A_2} \right) \end{aligned} \tag{B.2}$$

Für $v > 0,01$ gilt dann

$$\begin{aligned} L &= \frac{2\mu_0}{\pi} l \cdot \left[\frac{v^2}{24u} \left(\log_e \left(\frac{1 + A_2}{v} \right) - A_5 \right) \right. \\ &\quad + \frac{1}{24uv} (\log_e(v + A_2) - A_6) + \frac{v^2}{60u} (A_4 - A_3) \\ &\quad \left. + \frac{v^2}{24} \left(\log_e \left(\frac{u + A_3}{v} \right) - A_7 \right) + \frac{v^2}{60u} (w - A_2) \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{1}{20u}(A_2 - A_4) + \frac{u}{4}A_5 - \frac{u^2}{6v}\operatorname{atan}\left(\frac{v}{uA_4}\right) \\
& + \frac{u}{4v}A_6 - \frac{v}{6}\operatorname{atan}\left(\frac{u}{vA_4}\right) + \frac{A_7}{4} - \frac{1}{6v}\operatorname{atan}\left(\frac{uv}{A_4}\right) \\
& + \frac{1}{24v^2}(\log_e(u + A_1) - A_7) + \frac{u}{20v^2}(A_1 - A_4) \\
& + \frac{1}{60v^2u}(1 - A_2) + \frac{1}{60uv^2}(A_4 - A_1) \\
& + \frac{u^3}{24v^2}\left(\log_e\left(\frac{1 + A_1}{u}\right) - A_5\right) \\
& + \frac{u^3}{24v}\left(\log_e\left(\frac{w + A_3}{u}\right) - A_6\right) \\
& + \frac{u^3}{60v^2}((A_4 - A_1) + (u - A_3)) \\
& + \frac{u}{20}(A_3 - A_4) \Bigg], \tag{B.3}
\end{aligned}$$

während für $v \leq 0,01$

$$\begin{aligned}
L = & \frac{\mu_0}{6\pi}l \cdot \left[3\log_e\left(u + \sqrt{u^2 + 1}\right) \right. \\
& + 3u \cdot \log_e\left(\frac{1}{u} + \sqrt{\frac{1}{u^2} + 1}\right) \\
& - \exp\left(\frac{3}{2}\log_e\left(\exp\left(\frac{4}{3}\log_e(u)\right) + \exp\left(\frac{2}{3}\log_e\left(\frac{1}{u}\right)\right)\right)\right) \\
& \left. u^2 + \frac{1}{u} \right] \tag{B.4}
\end{aligned}$$

gilt.

Für die Gegeninduktivität zwischen parallel verlaufenden Filamenten hat Ruehli in [253] ebenfalls eine Formel vorgestellt. Sie erweitert den Fall gleich langer paralleler Filamente in [196] dahingehend, daß beide Filamente unterschiedlich lang sein können und in Laufrichtung zueinander verschoben sein können¹.

Die Segmente k und m verlaufen hier in z-Richtung. Der normierte Abstand zwischen ihnen wird über

$$r = \frac{\sqrt{(x_m - x_k)^2 + (y_m - y_k)^2}}{l_m} \tag{B.5}$$

bestimmt. Zwei weitere Normalisierungen sind

$$\begin{aligned}
v &= \frac{l_k}{l_m} \\
p &= \frac{\Delta z}{l_m}, \tag{B.6}
\end{aligned}$$

¹Der originale Artikel enthält leider einen Fehler in der Formel

welche die Längenverhältnisse und die Verschiebung zueinander ausdrücken. Mit den Kürzeln

$$\begin{aligned}
 g_1 &= 1 + p \\
 g_2 &= 1 + p - v \\
 g_3 &= p - v \\
 g_4 &= p
 \end{aligned} \tag{B.7}$$

kann man die Gegeninduktivität durch

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} l_m \sum_{i=1}^4 \left[(-1)^{i+1} \left(g_i \cdot \log_e \left(g_i + \sqrt{g_i^2 + r^2} \right) - \sqrt{g_i^2 + r^2} \right) \right] \tag{B.8}$$

ausdrücken.

Anhang C

Sonstiges

Die Einheit **dBm** bedeutet allgemein Dezibel mit Bezugsgröße Milliwatt. Im HF-Bereich arbeitet man weitgehend mit Wellenwiderständen von $50\ \Omega$, so daß die Umrechnung von Spannungen U in Leistungen P (in dBm) gemäß

$$P[\text{dBm}] = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{U^2}{50\ \Omega \cdot 1\ \text{mW}} \right) \quad (\text{C.1})$$

erfolgen kann. Die Angabe von Ein- und Ausgangsleistungen einzelner Schaltungsteile ist zwar üblich, aber nicht unproblematisch. Zur Erzielung hinreichend großer Pegel bei gleichzeitig niedrigem Stromverbrauch arbeiten On-Chip-Komponenten oft mit höheren Widerständen. Andererseits besitzt ein Aufwärtsmischer mit MOS-Eingangsstufe eine extrem hohe Eingangsimpedanz. Die Angabe einer Leistungsverstärkung im strengen Sinne ist hier aus meiner Sicht nicht sinnvoll¹. Eine Anpassung an diese Verhältnisse kann im ersten Fall leicht durch Impedanztransformation mittels eines Emitterfolgers geschehen, im zweiten Fall durch einen Abschlußwiderstand - oft ohne nennenswerte Beeinflussung der Linearität. Aus diesem Grund werden in dieser Arbeit dBm durchweg für $50\ \Omega$ berechnet. Infolge der festen Zuordnung können dBm, mW und V auf einfache Weise in Diagrammen abgelesen werden:

¹diese Ansicht vertritt auch Barrie Gilbert in [41]

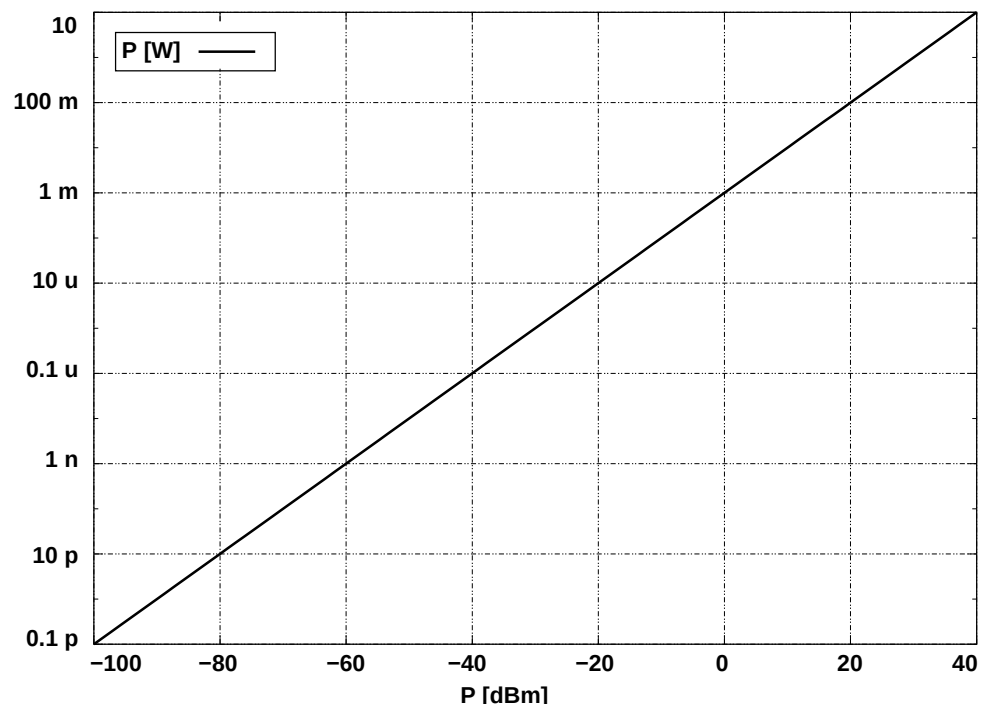


Abb. C.1: Umrechnung von dBm an 50 Ω in mW

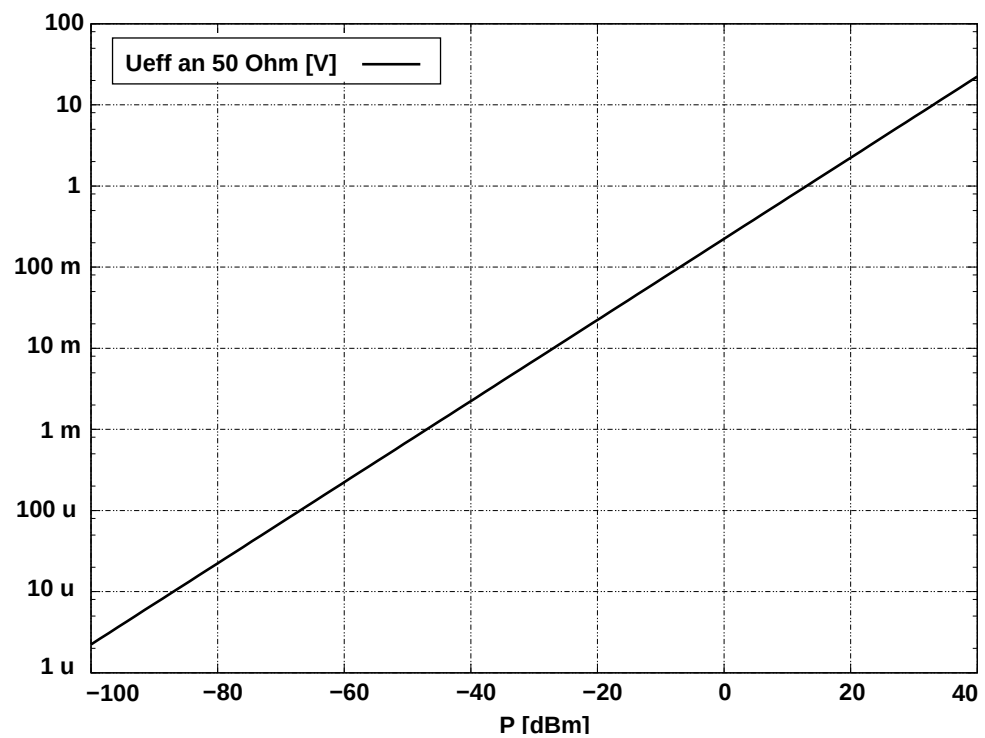


Abb. C.2: Umrechnung von dBm an 50 Ω in V

Abkürzungs- und Symbolverzeichnis

10Base2	Netzwerkverbindung über Koaxialkabel mit 10 Mbit/s (10BaseT: Twisted-Pair-Kabel)
ACC	Association Control Channel, logischer Kanal für die Übertragung von Zuordnungsinformationen zwischen AP und MT
ACF	Association Control Function, Gruppe von Funktionen über dem RLC, welche die Zuordnung von MT und AP regeln
ACP	Adjacent Channel Power, Nachbarkanal-Leistung
ADC	Analog-Digital-Wandler
ad-hoc	ad-hoc-Netzwerke kommen ohne besondere Netzwerkinfrastruktur aus, d.h., es gibt keine zentrale Zugriffskontrolle oder zentrale ID-Vergabestellen. Dies bedeutet, daß auch der sonst übliche Access Point nicht benötigt wird.
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line, Hochgeschwindigkeits-Datenübertragung über herkömmliche verdrehte Kupferkabel, nutzt simultane Mehrkanalübertragung (OFDM)
AFC	Active Feedback Channel, Kanal, auf dem der Zugriffsstatus vorheriger MAC-Frames übertragen wird
AGC	Automatic Gain Controlled = Automatische Verstärkungsregelung
AM	Amplitude Modulation, Amplitudenmodulation
AMD	Arithmetic Mean Distance, arithmetischer mittlerer Abstand
AP	Access Point, zentraler Punkt einer Funkzelle, der die Verbindung zu anderen Netzen bzw. auch die Verbindung zwischen den MTs ermöglicht
ARQ	Automatic Repeat Request
ASK	Amplitude Shift Keying, Pulsamplitudenmodulation (PAM)

ATM	Asynchronous Transfer Mode, Netzwerkspezifikation
back-off	Abstand der Eingangsleistung zum 1-dB-Kompressionspunkt
baud	Netto-Datenrate
BC	Broadcast Channel, Kanal zur Übertragung von Rund-Mitteilungen
BCB	Benzocyclobutene, Polymer mit relativer Dielektrizitätskonstante von 2,7
BCH	Broadcast Channel
BER	Bit Error Rate, Maß für die Übertragungsqualität
BFSK	Binary FSK
Bit	kleinste Informationseinheit, im Wert z.B. 0 oder 1
BJT	Bipolar Junction Transistor, Bipolartransistor
BMBF	Bundesministerium für Bildung und Forschung
bps	Bit Per Second, Maß für die Übertragungsgeschwindigkeit
BPSK	Biphase shift keying, eine Form der digitalen FM
BRAN	Broadband Radio Access Network, 1997 gegründetes Projekt der ETSI, aus dem HIPERLAN (mobiles Funknetz) und HIPERACCESS (ortsfestes Funknetz) hervorging
BSA	Basic Service Area
BSS	Basic Service Set
BW	Bandwidth, Bandbreite
Byte	ein Byte umfaßt 8 Bit. Buchstaben werden i.d.R. im ASCII- oder ANSI-Zeichensatz gespeichert, der mit einem Byte pro Zeichen 256 verschiedene Symbole unterscheiden kann.
c_0	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum, $c_0 = 2,99792458 \cdot 10^8 \frac{m}{s}$
CA	Collision Avoidance
CB	Citizen-Band, Bürgerband
CDMA	Code Division Multiple Access, eine digitale Spread-Spectrum-Modulation, bei der mehrere Verbindungen zeitgleich im selben Frequenzband arbeiten. Die Daten werden durch separate Schlüssel codiert, so daß Daten aus fremden Transfers als Rauschsignal erscheinen
CEPT	Conference Europeenne de Post et Telecommunications, Konferenz der europäischen Post- und Fernmeldeverwaltungen

CIR	Carrier-Interference-Ratio
CL	Convergence Layer, Protokollebene, die für die Umsetzung von Datenpaketen aus anderen Netzen zuständig ist, z.B. die Konvertierung zwischen H/2 und Ethernet oder Firewire. Dabei sind ggf. Segmentierung und Zusammenbau überlanger Pakete zu bewerkstelligen (segmentation and reassembly)
CLCC	Ceramic Leadless Chip Carrier, pinloses Keramikgehäuse
CMOS	Complementary MOS, Schaltungstechnik aus komplementären n-MOS und p-MOS Transistoren, die im Schalterbetrieb arbeiten
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio, Gleichtaktunterdrückung
CNR	Carrier-Noise-Ratio, Abstand zwischen Trägersignal und Rauschleistung
C-SAP	Control Service Access Point
CSMA/CD	Carrier Sense Multiple Access/ Collision Detection, Zugriffsmechanismus für Basisbandnetzwerke wie Ethernet
CTI	Center-Tapped Inductor, Mittenangezapfte Spule
CTS	Clear To Send
DAB	Digital Audio Broadcast, Standard für digitales Fernsehen und digitalen Rundfunk
DAC	Digital-Analog-Wandler
dBc	Dezibel mit Bezug auf den Carrier
dBm	Dezibel bezogen auf 1 mW. Je nach Kontext wird der aktuelle Lastwiderstand oder ein fester Bezugswert (in dieser Arbeit 50 Ω) verwendet
DCC	DLC user Connection Control
DCF	Distributed Coordination Function
DCP	Desired Channel Power, Leistung des gewünschten Kanals
DCS	Digital Cellular System
DECT	Digital European Cellular Telephone, Standard für schnurlose Telefone bei 1.8 GHz
DENIC	DENIC eG, Betreiber eines Nameservers für den deutschsprachigen Raum
DFS	Dynamic Frequency Selection

DFT	Discrete Fourier Transformation, allgemeine numerische Form der harmonischen Interpolation. Die FFT geht aus ihr hervor, indem die Anzahl Stützstellen auf eine Zweierpotenz gesetzt wird.
DIFS	Distributed Coordination Function IFS
DLC	Data Link Control Layer
DLCC	DLC Connection
DLL	Delay-Locked Loop
DNS	Domain Name Server, Einrichtung zur Vergabe lesbarer Namen an Computer, z.B. thorin.mez.ruhr-uni-bochum.de anstelle der schwer zu merkenden IP-Nummer 134.147.56.52
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying
DS	Distributed System
DSB	Double Sideband, Doppelseitenband
DSP	Digitaler Signal-Prozessor, auf die Bearbeitung sehr spezieller Probleme (z. B. FFT) optimierter Prozessor
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
DUC	DLC User Connection
Duplexer	Bezeichnung für den antennenseitigen Umschalter zwischen Sendeeinheit und Empfangsteil
DUT	Device Under Test, Versuchsobjekt
e	Elementarladung, $e = 1.60217733 \cdot 10^{-19} \text{ C}$
EC	Error Control
EDGE	Enhanced Data rate for GSM Evolution, Erweiterung des GSM-Standards für 48 kbit/s pro Zeitschlitz (384 kbit/s insgesamt)
EF	Emitter-Folger
EIRP	Effective Isotropic Radiated Power, Produkt aus Sendeleistung und Antennengewinn
EIRPEP	Effective Isotropic Radiated Peak Envelope Power
EMV	Elektro-Magnetische Verträglichkeit, betrifft Abstrahlungen von Störsignalen und Empfindlichkeiten von Geräten gegenüber Störungen
ESD	Electrostatic Sensitive Device, Bauelemente, die durch statische Aufladung zerstört werden können, z. B. MOSFETs

Ethernet	Bezeichnung für eine Familie von Netzwerkstandards, z.B. 10Base2 oder 10BaseT
ETSI	European Telecommunication Standardisation Institute
F	(Noise) Figure, Rauschzahl
FC	Frame Channel, Übertragungskanal für die Vermittlung von framebezogenen Daten
FCC	Federal Communications Commission, US-Behörde für Telekommunikation
FCH	Frame Channel
FDD	Frequency Division Duplex
FET	Field Effect Transistor, Feldeffekt-Transistor, heute meist ein MOSFET
FFT	Fast Fourier Transformation
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum
IEEE 1394	Bezeichnung für Firewire
FM	Frequency Modulation, Frequenzmodulation
FOM	Figure of Merit, Qualitätsmaß
Frame	Bezeichnung für eine Übertragungseinheit an Daten. Ein Frame enthält normalerweise eine Präambel, einen Header und Daten
FSK	Frequency Shift Keying, Modulation durch diskreten Frequenzhub
FTP	File Transfer Protocol, Übertragungsstandard für das Internet
G	Gain; Bezeichnung für die Verstärkung oder Konversionsverstärkung
GaAs	Gallium-Arsenid
GMD	Geometric Mean Distance, geometrischer mittlerer Abstand
GMSK	Gaussian filtered Minimum Shift Keying
GPRS	General Packet Radio Service, paketorientierte Methode der Datenübertragung, bei der alle acht bei GSM zur Verfügung stehenden Zeitschlitzte einem Nutzer zugeordnet werden
GSM	Global System for Mobile Communications
HBT	Heterojunction-Bipolartransistor
HIPERACCESS	Funkstandard für ortsfeste Funknetze, aus dem ETSI-Projekt BRAN hervorgegangen. HIPERACCESS wird auch als HIPERLAN/3 bezeichnet.

HIPERLAN	High Performance Radio Local Area Network, Funkstandard für mobile Datennetze, das aus dem ETSI-Projekt BRAN hervorging
HIPERLINK	auch HIPERLAN/4 genannt, ortsfeste Richtfunkverbindung bei 17 GHz mit 155 Mbit/s
H/3	HIPERLAN/3 oder auch HIPERACCESS
H/1	HIPERLAN/1
H/4	HIPERLAN/4 oder auch HIPERLINK
H/2	HIPERLAN/2
Host	Gastrechner; Rechner, der Nutzern einen Internetzugang verschafft
HSPICE	Schaltungssimulator der Firma Avant!
HTML	Hypertext Markup Language, Beschreibungssprache für Internetseiten
H2GF	HIPERLAN/2 Global Forum, Gremium zur Unterstützung von H/2
IC	Integrated Circuit, Integrierte Schaltung: Technik, um in wenigen Arbeitsschritten extrem viele Bauelemente auf einem gemeinsamen Träger herzustellen und zu verdrahten
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IF	Intermediate Frequency, Zwischenfrequenz
IFS	Inter-Frame Space
IHP	Institut für Halbleiterphysik in Frankfurt/Oder, Deutschland
I/O	input/output, kennzeichnet die Schnittstelle zwischen verschiedenen Systemen, z.B. Computer und Peripherie
IP	Internet Protocol
IP_3	Intercept Point, Extrapolationspunkt zwischen linearem und kubischem Signal
IR	Infrared
IRDA	Infrared Data Association, Abkürzung für eine weit verbreitete serielle Schnittstelle, bei der Informationen über infrarotes Licht übertragen wird. IRDA bietet Datenraten, die vergleichbar mit der RS232-Schnittstelle sind, d.h. bis zu 1.151 Mbit/s.
I_S	Sättigungsstrom
ISDN	Integrated Services Digital Network
ISI	Inter-Symbol Interference

ISM	Industrial, Science and Medical. Lizenzfreies Frequenzband von 2.4 GHz bis 2.4835 GHz, das von Mikrowellenöfen, medizinischem Gerät etc. benutzt wird.
ISO	International Standardisation Organisation
ITU	International Telecommunication Union, Standardisierungsgremium, welches das CCITT (International Telegraph and Telephone Consultative Committee) 1993 ablöste. ITU-T bezeichnet dabei den für Telekommunikation zuständigen Bereich der ITU.
JPEG	Joint Photographic Experts Group, Verfahren und Dateiformat für verlustbehaftete Graphiken
k_B	Boltzmannkonstante, $k_B = 1,380658 \cdot 10^{-23} \frac{J}{K}$
LAN	Local Area Network, lokales Netzwerk
LC	Abkürzung für eine Kombination aus Spule und Kondensator
LCCH	Link Control Channel
LCH	Long transport Channel
LLC	Logical Link Control
LNA	Low-Noise Amplifier, rauscharmer Vorverstärker
LO	Local Oscillator, Lokaloszillator, zur Erzeugung des Trägersignals
LOS	Line of Sight, Sichtverbindung
LOTUS II	Low Temperature Ultra Scaling II, Forschungsprojekt des BMBF zur Entwicklung und Optimierung von Si/SiGe-HBTs
$\mathcal{L}$	Einseitenband-Phasenrauschen eines Oszillators in dBc/Hz
MAC	Medium Access Control
MBS	Mobile Broadband System
MIM	Metal-Insulator-Metal, Kondensatoranordnung aus zwei parallelen Metallplatten mit dazwischenliegendem Dielektrikum, hier SiO_2
MJC	Koeffizient für die Spannungsabhängigkeit der Basis-Kollektor-Diode eines Bipolartransistors, $C(U) = C_0/(1 + U/U_D)^{MJC}$
MJE	Koeffizient für die Spannungsabhängigkeit der Basis-Emitter-Diode eines Bipolartransistors, $C(U) = C_0/(1 + U/U_D)^{MJE}$
MMAC	Multimedia Mobile Access Communication System, Japanischer Funkstandard für das 5 GHz-Band

Modem	Modulator/Demodulator
MOS	Metal Oxide Semiconductor, Bezeichnung für Feldeffekttransistoren
MOSFET	MOS-FET, Feldeffekt-Transistor mit isoliertem Gate
MPEG	Moving Pictures Expert Group; diese Vereinigung verabschiedete mehrere Standards zur Kompression von Bewegtbildern und Audiosignalen.
MT	Mobile Terminal, Mobiles Endgerät im Funknetz
NACP	Non-Adjacent Channel Power, Leistung eines nicht direkt benachbarten Kanals
NAV	Network Allocation Vector
NIC	Negativ-Impedanz-Konverter, Schaltung zur Erzeugung negativer Impedanzen, z. B. negativer Widerstände
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OQPSK	Offset Quadrature Phase Shift Keying
OSI	Open Systems Interconnection
PA	Power Amplifier, Leistungsverstärker
PAM	Puls-Amplituden-Modulation: Abkömmling der Amplitudenmodulation, bei der z.B. nur zwei diskrete Amplitudenwerte erlaubt sind, mit denen eine logische Information kodiert wird.
PC	Personal Computer
PCS	Personal Communication Service
PDA	Personal Digital Assistant, persönlicher Begleiter, Bezeichnung für taschengroße Geräte, die Funktionen wie Taschenrechner, Wörterbuch, Terminkalender, Notizbuch etc. in sich vereinen.
PDU	Protocol Data Unit
PEEC	Partial Element Equivalent Circuit, Ersatzschaltbild aus Teilen des Gesamtsystems
PGA	Programmable Gain Amplifier, programmierbarer Verstärker
PGS	Patterned Ground Shield, Substratabschirmung gegen elektrische Felder
PHY	Kurzform für Physical Layer, also das Übertragungsmedium
PI	Proportional-Integral, Bezeichnung für einen Reglertypen
PIFS	Point Coordination Function IFS

PLL	Phase Locked Loop
PM	Phase Modulation, Phasenmodulation
P_{-1dB}	Kompressionspunkt, Leistung, bei der die Verstärkung um 1 dB vom nominellen Wert abweicht
PPF	Poly-Phase-Filter, komplexe Filter
PPP	Point to Point Protocol, z.B. für Modem-Verbindungen häufig benutztes Protokoll
PSK	Phase-Shift Keying, Pulsphasenmodulation, digitale Variante der Phasenmodulation
PSRR	Power Supply Rejection Ratio, Betriebsspannungsunterdrückung
PSS	Periodic Steady State, Mischung aus Kleinsignal- und Transientenanalyse für Schaltungen mit einem großen periodischen Signal, anhand dessen ein sich periodisch ändernder Arbeitspunkt ermittelt wird
PSTN	Public Switched Telephone Centre
PTAT	Proportional To Absolute Temperature, eine zur Temperatur in Kelvin proportionale Größe; meist zur Temperaturkompensation der Steilheit erforderliches Verhalten von Referenzspannungsquellen
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service, ein nicht scharf definierter Begriff der Dienstgüte. Zur Veranschaulichung kann das Internet dienen, das zwar die Dienstgüte „zuverlässige Zustellung“ erfüllt, nicht jedoch die Dienstgüte „Echtzeitfähigkeit“ oder „Sicherheit“.
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RBW	Resolution Band Width, Auflösebandbreite bzw. Filterbandbreite des Spektrum-Analysators
RCH	Random Channel
Relaisstation	Bezeichnung für feststehende Sende- und Empfangsanlagen, die Daten über einen größeren Bereich hinweg transportieren oder als Schnittstelle zwischen Funknetz und Festnetz dienen
RF	Radio Frequency, auch HF (high frequency) genannt
RIPE	RIPE Network Coordination Centre
RLC	Radio Link Control

rosa Rauschen	Bezeichnung für Rauschsignale, deren spektrale Leistungsdichte zu tiefen Frequenzen hin zunimmt. Anlehnung an das optische Spektrum (rot=niedrige Frequenz)
RRC	Radio Resource Control
RS232	Bezeichnung für die weit verbreitete serielle Schnittstelle (1.2 kbaud bis 1.44 Mbaud)
RTS	Request To Send
Rx	gebräuchliche Abkürzung für Receiver (Empfänger)
SAP	Service Access Point
SAW	Surface Acoustic Wave, Piezoelektrisches Filter, bei dem durch fingerartig angeordnete Elektroden in einem definierten Abstand eine Körperschallwelle erzeugt wird. Durch die Geometrie der Finger und des Kristalls ergibt sich ein ausgeprägtes Resonanzverhalten mit hoher Güte
SBCH	Slow Broadcast Channel
SCA	Substrate Coupling Analysis, ermittelt ein verteiltes RC-Ersatzschaltbild für das Substrat
SCH	Short transport Channel
SDU	Service Data Unit
Si	Silizium
SIFS	Short IFS
SiGe	Silizium-Germanium-Mischkristall
SiO_2	Siliziumdioxid
SMA	Mikrowellenstecker für bis zu 18 GHz, Durchmesser 3,5 mm
SMD	Surface-Mount Device, Bauteil für die Oberflächenmontage
SMS	Short Message Service
SNR	Signal to Noise Ratio, Signal-Rausch-Verhältnis, Maß für die Qualität eines Signals
SOI	Silicon On Insulator, Halbleiter auf Isolator: Technik, bei der die einzelnen Transistoren vollkommen durch eine isolierende Box geschützt werden (i.d.R. SiO_2)

Spectre	Spectre, Spectre/RF: Schaltungssimulatoren mit erweiterten Funktionen
SPICE	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis, Schaltungssimulator für integrierte Schaltungen
SS	Stromschalter
SSB	Single-Sideband, Einseitenband
SUSI	SUBstrate SIMulator: 3D-Modeling-Tool, vergleichbar SCA
Sync	kurz für Synchronisation
T	absolute Temperatur in Kelvin (K)
TCP	Transmission Control Protocol, Bestandteil des Internetprotokolls TCP/IP
TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time Domain Multiple Access, Mehrfachnutzung von Frequenzbändern durch Vergabe von Zeitschlitten
TFTS	Terrestrial Flight Telephone System
ϑ	Temperatur in Grad Celsius (deg C)
Tx	gebräuchliche Abkürzung für Transmitter (Sendestufe)
TxRx	Transceiver, Kombination aus Transmitter und Receiver
μC	Mikrocontroller
UDCH	User Data Channel
UMTS	Universal Mobile Telephone System, in der Entwicklung befindliches System für mobilen Sprach- und Datentransfer
U-NII	Unlicensed National Information Infrastructure
U-SAP	User-SAP
USB	Universal Serial Bus, serielles Computerinterface zum Anschluß von Mäusen, Tastatur, Scannern, externen Speichern etc.
U_T	sog. Temperaturspannung, $U_T = k_B T / e$
UTRAN	Universal Terrestrial Radio Access Network
VBW	Video-Bandwidth, Filterung des Meßsignals mit einer niedrigen VBW führt zu einer Unterdrückung des Rauschens im angezeigten Spektrum. Bedingung ist jedoch, daß die maximale Signalsteilheit übertragen werden kann, da sonst die angezeigten Pegel nicht mehr stimmen

VCO	Voltage Controlled Oscillator = Spannungsgesteuerter Oszillator
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio, Stehwellenverhältnis oder Welligkeit
WAP	Wireless Application Protocol
WECA	Wireless Ethernet Compatibility Alliance, Forum zur Entwicklung des IEEE 802.11b-Standards (WiFi) im 2,4 GHz ISM-Band
weißes Rauschen	weißes Rauschen bezeichnet Signale mit konstanter spektraler Leistungsdichte, in Anlehnung an weißes Licht
WiFi	Wireless Fidelity, Markenbezeichnung der WECA für den im 2,4 GHz-Band arbeitenden IEEE 802.11b-Standard
WLAN	Wireless LAN, drahtloses lokales Netzwerk
WWW	World Wide Web, synonym gebraucht für das Internet, meint im engeren Sinne jedoch nur einen einzigen Dienst, der die Übertragung graphischer und interaktiver Internetseiten ermöglicht.
ZF	Zwischenfrequenz

Abbildungsverzeichnis

1.1	Entwicklung der Transferrate von Modems	2
1.2	Anstieg der Anzahl von Internet-Hosts	3
1.3	Anstieg der Anzahl von Mobiltelefonen	4
1.4	Übersicht über verfügbare Mobilfunk- und Netzwerklösungen	7
2.1	Architektur 1: vollständig drahtloses Netzwerk	13
2.2	Architektur 2: Unterstützung durch ein Backbone	14
2.3	Spektrum einer Mehrkanalübertragung	18
2.4	Spektrum eines idealen und eines realen Oszillators	19
2.5	Transistorquerschnitt: klassisch und mit Shallow-Trench	22
2.6	Integrierte Schaltung in SOI-Technologie	22
2.7	Typische Ausgangskennlinie eines SiGe-HBT	24
3.1	BER über der relativen Energie pro Bit	30
3.2	BER über der Sendeleistung P_{tx} für IEEE 802.11	31
3.3	Das OSI-7-Schichtenmodell nach ISO	32
3.4	Spektrale Maske für einen H/2-Sender	42
3.5	Effektive versus realer Sendeleistung bei IEEE 802.11	46
3.6	Durchsatz bei IEEE 802.11a und HIPERLAN/2	47
3.7	Empfänger mit zwei kaskadierten schaltbaren LNA	50
3.8	IP_3 im Zusammenhang mit Blocker-Signalen	53
3.9	Nachbarkanalübersprechen und Eingangsempfindlichkeit	56
3.10	Nachbarkanalleistung verursacht durch Phasenrauschen	58
4.1	Struktur eines QPSK-Modulators	66
4.2	Anforderungen an die Isolation zwischen Sender und Empfänger	67
4.3	Blockschaltbild eines Halbduplex-Sendeempfängers	69

4.4	Struktur eines homodynem Halbduplex-Sendeempfängers	71
4.5	Reduktion des Offsetproblems	74
4.6	Struktur des heterodynem Halbduplex-Sendeempfängers	75
5.1	Einfacher Diodenmischer mit Spannungsansteuerung	82
5.2	Ausgangsspektrum des einfachen Mixers	83
5.3	Einfach symmetrischer Diodenmischer	84
5.4	Spektrum des einfach symmetrischen Diodenmixers	85
5.5	Mischer mit spannungsgesteuertem Widerstand	86
5.6	Resistiver MOS-Mischer	87
5.7	Multiplikativer Mischer	88
5.8	Spektrum eines 2-Ton-Tests	91
5.9	Gilbertzelle	92
5.10	Bestimmung des IP_3	93
5.11	Typischer Meßaufbau für Mixer	103
5.12	Ausschnittvergrößerung des Meßaufbaus	104
5.13	Linearer Ausgangsbuffer	105
5.14	Leistungsbezeichnungen des Testaufbaus zur Isolationsmessung	108
5.15	Isolation des Meßaufbaus für $3 \cdot 3 \text{ mm}^2$ -Chips	108
5.16	Fehlerhaftes Layout eines zweistufigen differentiellen Verstärkers	110
5.17	Frequenzplan des Aufwärtsmischers	118
5.18	Schaltplan des stromgefalteten Mixers	119
5.19	Verbesserter stromgefalteter Mischer in BiCMOS-Technologie	122
5.20	Photo des stromgefalteten Aufwärtsmischers „UpMix“	123
5.21	„UpMix“: Konversionsverstärkung und LO-Durchsprechen	125
5.22	Zweitonmessung des Aufwärtsmischers „UpMix“ (1,9 GHz)	126
5.23	Zweitonmessung des Aufwärtsmischers „UpMix“ (5,8 GHz)	126
5.24	„UpMix“: Oberes Seitenband im 2-Ton-Spektrum	127
5.25	Chipphoto des Aufwärtsmischers „UpMixC“	129
5.26	Spektralanteile bei Variation der Lokaloszillatorleistung	131
5.27	Spektralanteile bei Variation der Eingangsleistung	131
5.28	Frequenzplan des Abwärtsmischers	133
5.29	Kapazitiv gekoppelte Mixer	134

5.30	Transformatorisch gekoppelte Mischer	135
5.31	Abwärtsmischer „DnMix“ mit Micromixer-Kern	136
5.32	Translineare Schleife	139
5.33	Rauschanalyse des Abwärtsmischers mit PNoise	141
5.34	Ermittlung des Kompressionspunktes mit SPSS	141
5.35	Harmonische und Verzerrungsprodukte mit PSS	142
5.36	Ermittlung des IP_3 des Abwärtsmischers mit SPSS	142
5.37	Chippfoto des Abwärtsmischers „DnMix“	145
5.38	Struktur eines Quadraturmischers	146
5.39	Seitenbandunterdrückung bei fehlerhaftem IQ-Signal	148
5.40	IQ-Signalerzeugung mit 2:1-Frequenzteilern	149
5.41	Einfaches RC-CR-Filter	150
5.42	Frequenzgang des einfachen RC-CR-Filters	151
5.43	Einstufiges Polyphasenfilter (PPF)	153
5.44	Zeigerdiagramme für verschiedene Eingangssignale	154
5.45	Sequenzabhängige Übertragungsfunktion des einstufigen PPF	155
5.46	I- und Q-Übertragungsfunktion des einstufigen PPF	156
5.47	Robustes dreistufiges Polyphasenfilter	157
5.48	Übertragungsfunktion des dreistufigen PPF	158
5.49	Layout des dreistufigen Polyphasenfilters	159
5.50	Anordnung zur Erzeugung eines 2-Ton-IQ-Signals	159
5.51	Diskretes 40 MHz-PPF mit Peaking-Induktivitäten	159
5.52	Unterseite des diskreten 40 MHz-Polyphasenfilters	160
5.53	Oberseite des diskreten 40 MHz-Polyphasenfilters	160
5.54	Schaltplan der 1,0 V-Referenzspannungsquelle	162
5.55	Schaltplan der 1,7 V-Referenzspannungsquelle	164
5.56	Schaltplan des IQ-Aufwärtsmischers „UpMixIQ“	166
5.57	Chippfoto des IQ-Aufwärtsmischers „UpMixIQ“	167
5.58	2-Ton-Messung des Quadraturaufwärtsmischers „UpMixIQ“	168
5.59	Blockschaltung des Vektoraddierers	171
5.60	Prinzip der Vektoraddition	172
6.1	Schaltbild des rauscharmen Verstärkers	176

7.1	Widersprüchliche Forderungen an den Oszillator	182
7.2	Struktur einer einfachen PLL	184
7.3	Spektrum eines Oszillators mit Phasenrauschen	185
7.4	Gütebestimmung an einer Spule	188
7.5	Ersatzschaltbild von Serien- und Parallelschwingkreis	189
7.6	Prinzip des RC-Relaxationsoszillators	191
7.7	Ringoszillator	194
7.8	LC-Oszillator nach dem negativ-Widerstands-Prinzip	195
7.9	Single-Ended-LC-Oszillator	196
7.10	Differentieller Oszillator Typ a	197
7.11	Differentieller Oszillator Typ b	197
7.12	Differentieller Oszillator mit mittenangezapfter Spule	198
7.13	Resonator mit symmetrierter mittenangezapfter Spule	200
7.14	Negativer Widerstand mit bipolarem U-NIC	202
7.15	Gyrator aus zwei U-NICs	203
7.16	Oszillator mit gyratorbasierter aktiver Spule	205
7.17	Einfacher emittergekoppelter Oszillator mit Gütekorrektur	206
7.18	Frequenzverstimmung und Amplitudenänderung	207
7.19	Chippfoto des LC-Oszillators „EmOs“	209
7.20	Erweitertes konzentriertes Modell	210
7.21	Simuliertes Phasenrauschen: Verschiebung der $1/f$ -Eckfrequenz	211
7.22	Ausgangsspektrum des LC-Oszillators „EmOs“	212
7.23	Betriebsspannungssensitivität des LC-Oszillators „EmOs2“	213
7.24	Steuerkennlinie des LC-Oszillators „EmOs2“	214
7.25	Schaltbild des LC-Oszillators „EmOs3“	216
7.26	Regler des LC-Oszillators „EmOs3“	217
7.27	Chippfoto des LC-Oszillators „EmOs3“	218
7.28	Steuerkennlinie von „EmOs3“	219
7.29	Betriebsspannungssensitivität von „EmOs3“	219
7.30	Spektrum des freilaufenden LC-Oszillators „EmOs3“	221
7.31	LC-Oszillator: „Injection Locking“	223
7.32	Zusammenhang zwischen Störamplitude und Frequenzdifferenz	225
7.33	Magnetische Kopplung zweier benachbarter Spulen	226

7.34	Magnetische Kopplung zwischen Spule und Leitung	228
7.35	Fehlerquellen im Oszillatoraufbau	230
7.36	Abgeschirmter Aufbau des LC-Oszillators „EmOs3“	232
8.1	einfaches Ersatzschaltbild einer Spule	237
8.2	Anordnung eines Runddrahtes über einer Leiterebene	239
8.3	Typische Form von Bonddrähten	240
8.4	Blindwiderstand einer kurzgeschlossenen Leitung	241
8.5	Konventionelle Spiralspule: Modellbestandteile	245
8.6	Konzentriertes Modell	247
8.7	Prinzip der symmetrischen Windung	248
8.8	Konzentriertes Modell der mittenangezapften Spule	248
8.9	Konventionelle Spiralspule: Einfluß der Randkapazitäten C_f	249
8.10	Randkapazitäten der symmetrierten Spule	250
8.11	Skin- und Proximityeffekt	252
8.12	Magnetische und elektrische Substrateffekte	253
8.13	Symmetrische mittenangezapfte Spule mit Substratabschirmung	254
8.14	Querschnitt einer integrierten Spule mit Substratabschirmung	255
8.15	Durch das Spulenfeld verursachte Wirbelströme	256
8.16	Simulation zweier unterschiedlicher Spulen	257
8.17	Einfaches konzentriertes Modell einer Spule	259
8.18	S-Parameter bei einem Zweitor	262
8.19	Ausschnitt aus einem verteilten Modell einer Spule	265
8.20	Zerlegung eines Segments in Filamente	266
8.21	Eigeninduktivität eines rechteckigen Leiters über l	269
8.22	Eigeninduktivität eines rechteckigen Leiters über w	270
8.23	Gegeninduktivität zwischen rechteckigen Leitern über d	271
8.24	Variante der Leiterzerlegung	274
8.25	Trennung von Gegen- und Eigeninduktivität	275
8.26	Unidirektionales rückwirkungsfreies Koppellement	276
8.27	Bidirektionales rückwirkungsfreies Koppellement	277
C.1	Umrechnung von dBm an $50\ \Omega$ in mW	298
C.2	Umrechnung von dBm an $50\ \Omega$ in V	298

Tabellenverzeichnis

2.1	Kenndaten eines SiGe-npn-Transistors	25
3.1	Rauschtemperatur von Antennen	29
3.2	HIPERLAN/1-Kanalraster im 5,15-5,30 GHz-Band	35
3.3	Modulationsverfahren in HIPERLAN/2	37
3.4	HIPERLAN/2-Kanalraster	38
3.5	Übersicht über die HIPERLAN-Familie	39
3.6	Sender- und Empfängerklassen bei H/1	40
3.7	Mindestempfindlichkeit des Empfängers bei H/2	41
3.8	Nachbarkanalunterdrückung bei H/2	41
3.9	Übersteuerungspegel und Spurensignalempfindlichkeit bei H/2	43
3.10	Übersicht über die IEEE 802.11-Familie	43
3.11	Übersicht über QoS-Anforderungen	49
5.1	Simulationsergebnisse des linearen Ausgangsbuffers	106
5.2	Meßergebnisse des „UpMix“ und Extrapolation	128
5.3	Meßergebnisse des Mischer-Redesigns „UpMixC“	132
5.4	Simulationsergebnisse des Abwärtsmischers „DnMix“	144
5.5	Daten der 1,0 V-Referenz	163
5.6	Daten der 1,7 V-Referenz	163
5.7	Ergebnisse des „UpMixIQ“ an 50 Ω und Extrapolation	169
6.1	Simulationsergebnisse des rauscharmen Verstärkers	178
7.1	Kennwerte der Spule von „EmOs1“	210
7.2	Gemessene Werte der Oszillatoren „EmOs “ und „EmOs2“	215
7.3	Kennwerte der Spule von „EmOs3“	218

7.4	Gemessene Werte des Oszillators „EmOs3“	220
7.5	Gegenüberstellung von gemessenen Oszillatordaten	235

Literaturverzeichnis

- [1] **Mobile Lifestreams Ltd.** <http://www.mobileipworld.com>. Technical Report 5, Mobile Lifestreams Ltd., Nov. 2000. 1, 4
- [2] **GSM Association.** <http://www.gsmworld.com>. Technical report, GSM Association, 2001. 1
- [3] **DENIC eingetragenen Genossenschaft.** *Hostcount-Statistik*. <http://www.denic.de>, Jan 2001. 2, 3
- [4] **RIPE Network Coordination Centre.** *Hostcount-Statistik*. <http://www.ripe.net>, Jan 2001. 2, 3
- [5] **ICS Internet Software Consortium.** *Hostcount-Statistik*. <http://www.ics.org>, Jan 2001. 2, 3
- [6] **Comcult Research.** *Internet-Statistiken*. <http://www.comcult.de>, Aug. 1999. 2
- [7] **Friedhelm Hillebrand.** *UMTS and IMT2000, the Path to high Speed Global Mobile Multimedia*. Proceedings of European Wireless, S. 57–64, 1999. 2, 4
- [8] **D. Knoll, B. Heinemann, R. Barth, K. Blum, J. Drews, A. Wolff, P. Schley, D. Bolze, B. Tillaack, G. Kissinger, W. Winkler, H. J. Osten.** *Low cost, 50 GHz f_{max} Si/SiGe heterojunction bipolar transistors technology with epi-free collector wells*. Proc. 30th European Solid-State Device Research Conference, S. 140–143, 1998. 7
- [9] **Joachim N. Burghartz, Mehmet Soyuer, Keith A. Jenkins, Michael Kies, Margaret Dolan, Kerneth J. Stein, John Malinowski, David L. Harame.** *Integrated RF Components in a SiGe Bipolar Technology*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 32(9): S. 1440–1445, Sept. 1997. 20
- [10] **Ken Stein, Joe Kocis, Gary Hueckel, Ernie Eld, Tom Bartush, Rob Groves, Nancy Greco, Dave Harame.** *High Reliability Metal Insulator Metal Capacitors for Silicon Germanium Analog Applications*. Proceedings of IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting, S. 191–194, 1997. 20
- [11] **S. Decoutere, F. Vleugels, R. Kuhn, R. Loo, M. Caymax, S. Jeinei, J. Croon, S. Van Huylenbroeck, M. Da Rold, E. Rosseel, P. Chevalier, P. Coppens.** *A 0.35um SiGe BiCMOS Process*

- Featuring a 80 GHz Fmax HBT and Integrated High-Q RF Passive Components.* IEEE BCTM, S. 106–109, 2000. [20](#), [263](#)
- [12] **Ed Callaway.** *1-Volt RF Circuit Design for Pagers.* Proc. of Workshop on Advances in Analog Circuit Design (AACD), S. 5.1–5.20, April 1998. [21](#)
- [13] **Lawrence E. Larson.** *Integrated Circuit Technology Options for RFIC's - Present Status and Future Directions.* Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 169–176, 1997. [22](#)
- [14] **Ulf König.** *SiGe & GaAs competitive technologies for RF-applications.* IEEE Proc. Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting, S. 87–92, 1998. [22](#)
- [15] **Rainer Götzfried, Frank Beisswanger, Stephan Gerlach.** *Design of RF Integrated Circuits Using SiGe Bipolar Technology.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 33(9): S. 1417–1428, Sept. 1998. [22](#), [59](#)
- [16] **M. Borgarino, S. Kovacic, H. Lafontaine, Z. Feng Zhou, R. Plana.** *Low Noise Considerations in SiGe BiCMOS Technology for RF Applications.* Proc. of European Wireless, S. 39–44, 1999. [22](#)
- [17] **S. Subbanna, D. Ahlgren, D. Harame, B. Meyerson.** *How SiGe Evolved into a Manufacturable Semiconductor Production Process.* Proc. of IEEE International Solid-State Circuits Conference, S. 66–67, 1999. [22](#)
- [18] **Bernd-Ulrich Klepser, Wolfgang Klein.** *Ramp-up of first SiGe Circuits for mobile Communications: Positioning of SiGe vs. GaAs and Silicon.* Proc. of 21st IEEE GaAs-IC Symposium, S. 37–40, 1999. [22](#)
- [19] **W. Winkler, J. Borngräber, He. Erzgräber, Ha. Erzgräber, B. Heinemann, D. Knoll, H. J. Osten, M. Pierschel, K. Pressel, P. Schley.** *Wireless communication integrated circuits with CMOS-compatible SiGe HBT technology modules.* IEEE Proc. Custom Integrated Circuit Conference, S. 351–358, 1999. [23](#)
- [20] **D. Knoll, B. Heinemann, H. J. Osten, K. E. Ehwald, B. Tillack, P. Schley, R. Barth, M. Mattes, Kwang Soo Park, Young Kim, W. Winkler.** *Si/SiGe:C Heterojunction Bipolar Transistors in an Epi-Free Well, Single-Polysilicon Technology.* IEEE IEDM, S. 703–706, 1998. [24](#)
- [21] **K. Ehwald, D. Knoll, B. Heinemann, K. Chang, J. Kirchgessner, R. Mauntel, I-S Lim, J. Steele, P. Schley, B. Tillac, A. Wolff, K. Blum, W. Winkler, M. Pierschel, U. Jagdhold, R. Barth, T. Grabolla, H. Erzgräber, B. Hunger, H. J. Osten.** *Modular Integration of High-Performance*

- SiGe:C HBTs in a Deep Submicron, Epi-free CMOS Process.* IEDM Technical Digest, S. 561–564, 1999. [24](#)
- [22] **M. Jonsson.** *HiperLAN/2 - The Broadband Radio Transmission Technology Operating in the 5 GHz Frequency Band.* White Paper, Vers. 1, <http://www.hiperlan2.com>, 1999. [27](#)
- [23] **Arndt Kadelka, Andreas Hettich, Stefan Dick.** *Performance Evaluation of the MAC Protocol of the ETSI BRAN HIPERLAN/2 Standard.* Proceedings of European Wireless, S. 157–162, 1999. [27](#)
- [24] **R. Kraemer, M. Methfessel.** *A Vertical Approach to Energy Management.* Proceedings of European Wireless, S. 181–185, 1999. [27](#)
- [25] **Markus Radimirsch, Vasco Vollmer.** *HIPERLAN Type 2 Standardisation - An Overview.* Proceedings of European Wireless, S. 139–144, 1999. [27](#)
- [26] **Karsten Kluge.** *Effect of Link Adaption on Overall Capacity in HIPERLAN-Systems.* Proceedings of European Wireless, S. 163–167, 1999. [27](#)
- [27] **Jean-Pierre Ebert, Adam Wolisz.** *Power Saving in Wireless LANs: Analyzing the RF Transmission Power and MAC Retransmission Trade-Off.* Proceedings of European Wireless, S. 187–192, 1999. [28](#), [29](#), [30](#), [31](#), [45](#), [46](#)
- [28] **Ermert.** *Grundlagen der Hochfrequenztechnik.* Vorlesungsscript der Ruhr-Uni-Bochum, 1993. [29](#), [240](#)
- [29] **Wolfgang Zirwas, Christian Drewes, Ralph Hasholzner, Christoph Heer, Karl Heinz Möhrmann.** *Baseband processing for PHP-radio systems with reduced complexity.* Proceedings of European Wireless, S. 151–156, 1999. [30](#)
- [30] **ISO.** *Information Technology - Open Systems Interconnection - Basic Reference Model - Conventions for the Definition of OSI Services.* ISO/IEC 10731, 1994. [32](#)
- [31] **M.Scheller, K.-P. Boden, A. Geenen, J. Kampermann.** *Internet: Werkzeuge und Dienste.* Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 1994. [33](#)
- [32] **Tsuneo Tsukahara, Junzo Yamada.** *3 to 5 GHz Quadrature Modulator and Demodulator using a Wideband Frequency-Doubling Phase Shifter.* Proc. of IEEE International Solid-State Circuits Conference, S. 384–385, 2000. [34](#)
- [33] **HiperLAN/2 Global Forum.** *HiperLAN/2.* <http://www.hiperlan2.org>, 1999. [34](#), [37](#)

- [34] **Wolfgang Eberle, Mustafa Badaroglu, Veerle Derudder, Steven Thoen, Patrick Vandenameele, Liesbet Van der Perre, Mario Vergara, Bert Gyselinckx, Marc Engels, Ivo Bolsens.** *Digital 80Mb/s OFDM Transceiver IC for Wireless LAN in the 5GHz Band.* Proc. of IEEE ISSCC, S. 74–75, 2000. [36](#)
- [35] **Jamshid Khun-Jush, Peter Schramm, Udo Wachsmann, Fabian Wenger.** *Link Performance of the HIPERLAN/2 Physical Layer in Fading Environments.* Proceedings of European Wireless, S. 145–149, 1999. [36](#), [54](#)
- [36] **B. Walke.** *Mobilfunknetze und ihre Protokolle Bd. 1 und 2.* B. G. Teubner, Stuttgart, 1998. [39](#), [42](#), [43](#)
- [37] **Andreas Hettich, Matthias Schröter.** *IEEE 802.11 or ETSI BRAN HIPERLAN/2: Who will win the race for a high-speed wireless LAN standard?* Proceedings of European Wireless, S. 169–174, 1999. [46](#), [47](#)
- [38] **Zoran Hadzi-Velkov, Liljana Gavrilovska.** *Influence of Hidden Terminals over the Performance of the MAC Protocol for IEEE 802.11 Wireless LANs.* Proceedings of European Wireless, S. 175–179, 1999. [47](#)
- [39] **Aldert van der Ziel.** *Noise: Sources, Characterization, Measurement.* Prentice Hall, 1970. [51](#)
- [40] **P. Andreani, L. Sundström.** *Chip for wideband digital predistortion RF power amplifier linearisation.* Electronics Letters, 33(11): S. 925–926, May 1997. [54](#)
- [41] Gerson A. S. Machado, editor. *Low-Power HF Microelectronics, a unified approach*, volume 8 of *IEE Circuits and Systems Series*. The Institution of Electrical Engineers (IEE), London, 1996. [54](#), [105](#), [297](#)
- [42] **Kenneth S. Kundert.** *Introduction to RF Simulations and Its Application.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 34(9): S. 1298–1319, Sept. 1999. [55](#), [56](#), [99](#)
- [43] **Markus Zannoth, Bernd Kolb, Josef Fenk, Robert Weigel.** *A Fully Integrated VCO at 2GHz.* Proceedings of IEEE ISSCC, S. 224–225, 1998. [56](#)
- [44] **Stefan Heinen.** *Integrated Transceivers for Digital Cordless Applications.* IEEE BCTM, S. 44–51, 2000. [61](#)
- [45] **Behzad Razavi.** *RF Transmitter Architectures and Circuits.* Proc. of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 197–204, 1999. [64](#), [66](#)

- [46] **Beom-Kyu Ko, Dong-Bin Cheon, Seong-Wook Kim, Jin-Su Ko, Jeong-Keun Kim, Byeong-Ha Park.** *A 1.8 GHz BiCMOS RF Receiver IC Taking into Account the Cross Modulation for CDMA Wireless Applications.* ESSCIRC, S. 346–349, 1999. [68](#)
- [47] **Behzad Razavi.** *Challenges in the Design of Frequency Synthesizers for Wireless Applications.* Proceedings of IEEE Customs Integrated Circuits Conference, S. 395–402, 1997. [69](#)
- [48] **H. Ainspan, M. Soyuer.** *A Fully-Integrated 5 GHz Frequency Synthesizer in SiGe BiCMOS.* Proceedings of IEEE BCTM, S. 165–168, 1999. [70](#)
- [49] **Joop P.M. van Lammeren, Roy W.B. Wissing.** *Mixed signal quadrature demodulator with a multi-carrier regeneration system.* Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 209–212, 1999. [73](#), [146](#)
- [50] **Ting-Ping Liu, Eric Westerwick, Nader Rohani, Ran-Hong Yan.** *5GHz CMOS Radio Transceiver Front-End Chipset.* Proc. of IEEE International Solid-State Circuits Conference, S. 320–321, 2000. [73](#)
- [51] **Sergio A. Sanielevici, Kenneth R. Cioffi, Bahman Ahrai, Paul S. Stephenson, David L. Skoglund, Masoud Zargari.** *A 900 MHz Transceiver Chipset for Two-Way Paging Applications.* Proceedings of IEEE ISSCC, S. 44–45, 1998. [76](#)
- [52] **Jan Crols, Michiel S. J. Steyaert.** *Low-IF Topologies for High-Performance Analog Front Ends of Fully Integrated Receivers.* IEEE Transactions on Circuits and Systems - II: Analog and Digital Signal Processing, 45(3): S. 269–282, March 1998. [76](#), [77](#), [152](#)
- [53] **Jan-Michael Stevenson, Edgar Sanchez-Sinencio.** *A Practical Quality Factor Tuning Scheme for IF and High-Q Continuous-Time Filters.* Proceedings of IEEE ISSCC, S. 218–219, 1998. [76](#)
- [54] **Jan-Michael Stevenson, Edgar Sanchez-Sinencio.** *An Accurate Quality Factor Tuning Scheme for IF and High-Q Continuous-Time-Filters.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 33(12): S. 1970–1978, Dec. 1998. [76](#)
- [55] **Clarc T.-C. Nguyen.** *Micromechanical Circuits for Communication Transceivers.* IEEE BCTM, S. 142–149, 2000. [76](#)
- [56] **Yunseomg Eo, Seokbong Hyun, Pilsoon Choi, Kwyro Lee, Gilhwan Oh, Joong-Won Lee.** *Reference SAW Oscillator on Quarz-on-Silicon(QoS) Wafer for PolyLithic Integration of True Single-Chip-Radio.* Proc. of IEEE IEDM, S. 31.6.1–31.6.4, 1999. [76](#)
- [57] **S. Wu, B. Razavi.** *A 900MHz / 1.8 GHz CMOS Receiver for Dual Band Applications.* Proceedings of IEEE ISSCC, S. 124–125, 1998. [76](#)

- [58] **Farbod Behbahani, John Leete, Weeguan Tan, Yoji Kishigami, Ali Karimi-Sanjaani, Andreas Roithmeier, Koichi Hoshino, Asad Abidi.** *An Adaptive 2.4 GHz Low-IF Receiver in 0.6 μ m CMOS for Wideband Wireless LAN.* Proceedings of IEEE International Solid-State Circuits Conference, S. 146–147, 2000. [77](#)
- [59] **I. N. Bronstein, K. A. Semendjajew.** *Taschenbuch der Mathematik.* Verlag Nauka Moskau, 1991. [82](#), [89](#)
- [60] **Eugen Philippow.** *Taschenbuch Elektrotechnik 3.* Carl Hanser Verlag München Wien, 1985. [84](#)
- [61] **Hwann-Kaeo Chiou, Yu-Ru Juang, Hao-Hsiung Lin.** *Miniature MMIC star double balanced mixer using lumped dual balun.* Electronics Letters, 33(6): S. 503–505, Mar. 1997. [84](#)
- [62] **M. Borremans, M. Steyaert.** *A 2V, Low Power, Single-Ended 1GHz CMOS Direct Upconversion Mixer.* Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 517–520, 1997. [86](#)
- [63] **Marc A. F. Borremans, Michiel S. J. Steyaert.** *A 2-V, Low Distortion, 1-GHz CMOS Up-Conversion Mixer.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 33(3): S. 359–366, Mar. 1998. [86](#)
- [64] **Mitsuru Harada, Tsuneo Tsukahara, Junzo Yamada.** *0.5-1V 2GHz RF Front-end Circuits in CMOS/SIMOX.* Proc. of IEEE International Solid-State Circuits Conference, S. 378–379, 2000. [86](#)
- [65] **Soren Laursen.** *Second Order Distortion in CMOS Direct Conversion Receivers for GSM.* ESSCIRC, S. 342–345, 1999. [87](#)
- [66] **Özgür Sevdiren.** *Untersuchung von Mischerkonzepten in SiGe-BiCMOS-Technologie für ein drahtloses lokales Netzwerk bei 5,8 GHz.* Lehrstuhl für Elektronische Bauelemente und Integrierte Schaltungen, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Ruhr-Uni Bochum, Diplomarbeit SAD 221, 2001. [88](#), [173](#)
- [67] **P. J. Sullivan, B. A. Xavier, D. Costa, W. H. Ku.** *A Low Voltage Evaluation of a 1.9 GHz Silicon MOSFET Gilbert Cell Downconversion Mixer.* Proc. of ESSCIRC, S. 212–215, 1996. [91](#)
- [68] **Günter Grau.** *Entwurf von monolithisch-integrierten Abwärts- und Aufwärtsmischern für Transceiver für Transceiver der Mobilkommunikation.* Lehrstuhl für Elektronische Bauelemente und Integrierte Schaltungen, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Ruhr-Uni Bochum, Diplomarbeit SAD 184, 1996. [92](#), [104](#), [105](#), [106](#), [140](#), [152](#), [197](#), [215](#)
- [69] **Hooman Darabi, Asad A. Abidi.** *Noise in RF-CMOS Mixers: A Simple Physical Model.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 35(1): S. 15–25, Jan. 2000. [99](#)

- [70] **David Long, Robert Melville, Kirk Ashby, Brian Horton.** *Full-Chip Harmonic Balance*. Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 379–382, 1997. [99](#)
- [71] **K. Mayaram, D. C. Lee, S. Moinian, D. Rich, J. Roychowdhury.** *Overview of Computer-Aided Analysis Tools for RFIC Simulation: Algorithms, Features, and Limitations*. Proceedings of Custom Integrated Circuits Conference, S. 505–512, 1997. [99](#)
- [72] **G. Grau, U. Langmann, W. Winkler, D. Knoll, J. Osten, K. Pressel.** *A Current-Folded Up-Conversion Mixer and a VCO with Center-Tapped Inductor in a SiGe-HBT Technology for 5 GHz Wireless LAN Applications*. Proc. Bipolar/BiCMOS Circuit and Technology Meeting, S. 161–164, 1999. [101](#), [119](#), [208](#)
- [73] **G. Grau, U. Langmann, W. Winkler, D. Knoll, J. Osten, K. Pressel.** *A Current-Folded Up-Conversion Mixer and a VCO with Center-Tapped Inductor in a SiGe-HBT Technology for 5 GHz Wireless LAN Applications*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, S. 1345–1352, Sept. 2000. [101](#), [119](#)
- [74] **Abdelghani El-Kacimi.** *Untersuchung von linearen Verstärkern für Transceiver der Mobilkommunikation bei 5,8 GHz*. Lehrstuhl für Elektronische Bauelemente und Integrierte Schaltungen, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Ruhr-Uni Bochum, Diplomarbeit SAD 203, 1998. [105](#)
- [75] **Barrie Gilbert.** *The Multi-tanh Principle: A Tutorial Overview*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 33(1): S. 2–17, Jan. 1998. [105](#)
- [76] **Martin Pfof, Hand-Martin Rein.** *Modeling and Measurement of Substrate Coupling in Si-Bipolar IC's up to 40 GHz*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 33(4): S. 582–591, April 1998. [107](#)
- [77] **Wolfgang Steiner, Martin Pfof, Hans-Martin Rein, Anton Stürmer, Andreas Schüppen.** *Methods for Measurement and Simulation of Very Weak Substrate Coupling in High-Speed Bipolar ICs*. submitted to IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2001. [107](#)
- [78] **Jinsong Zhao, Wayne Dai, Robert C. Frye, King L. Tai.** *Green function via moment matching for rapid and accurate substrate parasitics evaluation*. Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 371–374, 1997. [107](#)
- [79] **Nishath K. Verghese, David J. Allstot.** *Verification of RF and Mixed-Signal Integrated Circuits for Substrate Coupling Effects*. Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 363–370, 1997. [107](#)

- [80] **Nishath K. Verghese.** *Modeling Noise Coupling in Mixed-Signal/RF ICs.* Proc. of IEDM, S. 11.1–11.10, 1998. [107](#)
- [81] **John T. Colvin, Saket S. Bhatia, Kenneth K. O.** *Effects of Substrate Resistances on LNA Performance and a Bondpad Structure for Reducing the Effects in a Silicon Bipolar Technology.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 34(9): S. 1339–1344, Sept. 1999. [111](#), [178](#)
- [82] **Jean-Oliver Plouchard, Herschel Ainspan, Mehmet Soyuer.** *A 5.2 GHz 3.3V I/O SiGe RF Transceiver.* Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 217–220, 1999. [111](#), [168](#), [169](#)
- [83] **G. Gramegna, A. Magazzu, C. Sclafani, M. Paparo.** *Ultra-Wide Dynamic Range 1.75dB Noise-Figure, 900MHz CMOS LNA.* Proc. of IEEE International Solid-State Circuits Conference, S. 380–381, 2000. [111](#)
- [84] **Miles A. Copeland, Sorin P. Voinigescu, David Marchesan, Petre Popescu, Michael C. Maeliepaard.** *5-GHz SiGe HBT Monolithic Radio Transceiver with Tunable Filtering.* IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 48(2): S. 170–181, Feb. 2000. [113](#), [147](#), [169](#), [179](#)
- [85] **William D. Mack, Robert G. Meyer.** *Design Techniques for 1 GHz Downconversion CMOS ICs Fabricated in a 1 μ m 13 GHz BiCMOS Process.* (unknown), S. 247–262, 1992. [114](#)
- [86] **Arani Sinha.** *Mesh-Structured On-Chip Power/Ground: Design for Minimum Inductance and Characterization for Fast R, L Extraction.* Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 461–464, 1999. [114](#), [222](#)
- [87] **Ranjit Gharpurey.** *A Methodology for Measurement and Characterization of Substrate Noise in High Frequency Circuits.* Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 487–490, 1999. [115](#)
- [88] **Raminderpal Singh.** *A Review of Substrate Coupling Issues and Modeling Strategies.* Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 491–498, 1999. [115](#)
- [89] **Tsuneo Tsukahara, Masayuki Ishikawa, Masahiro Muraguchi.** *A 2-V 2-GHz Si-bipolar direct-conversion quadrature modulator.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 31(2): S. 263–267, Feb 1996. [117](#), [121](#), [128](#)
- [90] **G. Fraello, G. Palmisano.** *Low voltage folded-mirror mixer.* Electronics Letters, 33(21): S. 1780–1781, Oct. 1997. [117](#), [121](#), [128](#)

- [91] **Akihiro Yamagishi, Masayuki Ishikawa, Tsuneo Tsukahara, Shigeru Date.** *A 2-V, 2-GHz Low-Power Direct Digital Frequency Synthesizer Chip-Set for Wireless Communication.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 33(2): S. 210–217, Feb. 1998. [121](#), [128](#)
- [92] **M. Klemme, E. Barke.** *An Extended Bipolar Transistor Model For Substrate Crosstalk Analysis.* Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 579–582, 1999. [128](#)
- [93] **M. Schröter, D. R. Pehlke, T.-Y. Lee.** *Compact modeling of high-frequency distortion in bipolar transistors.* ESSDERC, 1999. [128](#)
- [94] **Hiroshi Komurasaki, Hisayasu Sato, Nagisa Sasaki, Takahiro Miki.** *A 2-V 1.9-GHz Si Down-Conversion Mixer with an LC Phase Shifter.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 33(5): S. 812–815, May 1998. [133](#)
- [95] **H. Darabi, A. A. Abidi.** *An Ultralow Power Single-Chip CMOS 900 MHz Receiver for Wireless Paging.* Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 213–216, 1999. [133](#)
- [96] **John R. Long, Michael C. Maliepaard.** *A 1V 900MHz Image-Reject Downconverter in 0.5um CMOS.* Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 665–668, 1999. [133](#)
- [97] **Jan Sevenhans, Bart Verstraeten.** *Radio Transceiver circuits in Silicon Germanium.* Proceedings of Workshop on Advances in Analog Circuit Design, S. 16.1–16.14, 1998. [133](#)
- [98] **Ahmadreza Rofougaran, Glenn Chang, Jacob J. Rael, James Y.-C. Chang, Maryam Rofougaran, Paul J. Chang, Masoud Djafari, M.-K. Ku, Edward W. Roth, Asad A. Abidi, Henry Samueli.** *A Single-Chip 900-MHz Spread-Spectrum Wireless Transceiver in 1-um CMOS—Part II: Receiver Design.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 33(4): S. 535–547, April 1998. [133](#)
- [99] **Ahmadreza Rofougaran, Glenn Chang, Jacob J. Rael, James Y.-C. Chang, Maryam Rofougaran, Paul J. Chang, Masoud Djafari, M.-K. Ku, Edward W. Roth, Asad A. Abidi, Henry Samueli.** *A Single-Chip 900-MHz Spread-Spectrum Wireless Transceiver in 1-um CMOS—Part I: Architecture and Transmitter Design.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 33(4): S. 515–534, April 1998. [133](#)
- [100] **John R. Long, Robert A. Hadaway, David L. Harame.** *A 5.1-5.8GHz Low-Power Image-Reject Downconverter in SiGe Technology.* Proc. IEEE BCTM, S. 67–70, 1999. [134](#), [135](#)
- [101] **Werner Simbuerger, Hans-Dieter Wohlmuth, Peter Weger, Alexander Heinz.** *A Monolithic Transformer Coupled 5-W Silicon Power Amplifier with 59% PAE at 0.9 GHz.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 34(12): S. 1881–1892, Dez. 1999. [134](#)

- [102] **Barrie Gilbert.** *The “MICROMIXER”: A highly linear variant of the Gilbert Mixer Using a Bisymmetric Class-AB Input Stage.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 32(9): S. 1412–1423, Sept. 1997. [136](#)
- [103] **Zinke, Brunswig.** *Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, Band 1.* Springer-Verlag, Berlin, 1986. [139](#), [251](#)
- [104] **A. A. Abidi, J. C. Leete.** *De-Embedding the Noise Figure of Differential Amplifiers.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 34(6): S. 882–885, June 1999. [143](#)
- [105] **James Maligeorgos, John Long.** *A 2V 5.1-5.8GHz Image-Reject Receiver with Wide Dynamic Range.* Proc. IEEE ISSCC, S. 256–257, 2000. [147](#), [179](#), [281](#)
- [106] **Jose Macedo, Miles A. Copeland, Peter Schvan.** *A 1.9GHz Silicon Receiver with On-Chip Image Filtering.* Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 181–184, 1997. [147](#)
- [107] **Jose A. Macedo, Miles A. Copeland.** *A 1.9-GHz Silicon Receiver with Monolithic Image Filtering.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 33(3): S. 378–386, March 1998. [147](#)
- [108] **M. Mahdihian, T. Drenski, L. Desclos, H. Yoshida, H. Hirabayashi, T. Yamazaki.** *A 5-GHz-Band BiCMOS Up/Down-Converter Chip for GMSK Modulation Wireless Systems.* Proc. IEEE International Solid-State Circuits Conference, S. 374–375, 1998. [147](#), [169](#)
- [109] **Mohammad Mahdihian, Tomislav Drenski, Laurent Desclos, Hiroshi Yoshida, Hiroshi Hirabayashi, Tohru Yamazaki.** *A 5-GHz-Band Multifunctional BiCMOS Transceiver Chip for GMSK Modulation Wireless Systems.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 34(1): S. 25–32, Jan 1999. [147](#), [169](#)
- [110] **Ali M. Niknejad, Robert G. Meyer, Joo Leong Tham.** *Fully-Integrated Low Phase Noise Bipolar Differential VCOs at 2.9 and 4.4 GHz.* ESSCIRC, S. 198–201, 1999. [148](#), [221](#)
- [111] **Bart de Smedt, Georges Gielen.** *On the Evaluation of Phase Noise in Frequency Dividers.* Proc. of ESSCIRC, S. 260–263, 1998. [148](#)
- [112] **Hiroto Matsutoka, Tsuneo Tsukahara.** *A 5-GHz Frequency-Doubling Quadrature Modulator with a Ring-Type Local Oscillator.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 34(9): S. 1345–1348, Sept. 1999. [149](#), [192](#)
- [113] **Katsuji Kimura, Hiroshi Asazawa.** *Frequency Mixer with a Frequency Doubler for Integrated Circuits.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 29(9): S. 1133–1137, Sept. 1994. [149](#)

- [114] **Tobias Ellermeyer.** *Entwurf von monolithisch-integrierten Oszillatoren und Mischern für mobile Datenübertragung bei 5,8 GHz.* Lehrstuhl für Elektronische Bauelemente und Integrierte Schaltungen, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Ruhr-Uni Bochum, Diplomarbeit SAD 190, 1997. [149](#), [150](#), [191](#), [192](#), [201](#), [206](#), [207](#), [208](#), [214](#)
- [115] **Thomas H. Lee.** *Oscillator Phase Noise: A Tutorial.* Proc. of IEEE CICC, S. 373–380, 1999. [149](#), [187](#), [192](#)
- [116] **Chan-Hong Park, Beomsup Kim.** *A Low-Noise, 900-MHz VCO in 0.6 μ m CMOS.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 34(5): S. 586–591, Mai 1999. [149](#), [193](#)
- [117] **J. T. Hwang, S. H. Woo, J. Y. Ryu, K. Lee, G. H. Cho.** *New High Performance and Wide Range Tunable Two-Stage 3 GHz CMOS RF Hetero-Linked Oscillators.* ESSCIRC, S. 354–357, 1999. [149](#), [193](#)
- [118] **Martin Kosakowski.** *Entwurf von Schaltungen in SiGe-HBT-Technologie zur Erzeugung von amplituden- und phasenstabilen Quadratursignalen für den Einsatz in Transceivern für ein 5,8 GHz WLAN.* Lehrstuhl für Elektronische Bauelemente und Integrierte Schaltungen, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Ruhr-Uni Bochum, Diplomarbeit SAD 211, 1999. [150](#), [151](#), [152](#), [153](#), [221](#), [222](#)
- [119] **Paolo Orsatti, Francesco Piazza, Qiuting Huang.** *A 20-mA-Receive, 55-mA-Transmit, Single-Chip GSM Transceiver in 0.25- μ m CMOS.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 34(12): S. 1869–1880, Dec. 1999. [150](#)
- [120] **Caesar S. Wong.** *A 3-V GSM Baseband Transmitter.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 34(5): S. 725–730, May 1999. [150](#)
- [121] **Takafumi Yamaji, Hiroshi Tanimoto, Hideyuki Kokatsu.** *An I/Q Active Balanced Harmonic Mixer with IM2 Cancelers and a 45° Phase Shifter.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 33(12): S. 2240–2246, Dec. 1998. [150](#)
- [122] **Behzad Razavi.** *A 900-MHz/1.8-GHz CMOS Transmitter for Dual-Band Applications.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 34(5): S. 573–579, May 1999. [150](#)
- [123] **S. Pipilos, Y. Tsvividis.** *RLC active filters with electronically tunable centre frequency and quality factor.* Electronics Letters, 30(6): S. 472–474, March 1994. [150](#)
- [124] **Shoji Otaka, Takafumi Yamaji, Ryuichi Fujimoto, Chikau Takahashi, Hiroshi Tanimoto.** *A Low Local Input 1.9 GHz Si-Bipolar Quadrature Modulator with No Adjustment.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 31(1): S. 30–37, Jan 1996. [150](#)

- [125] **G. Irvine, S. Herzinger, R. Schmidt, D. Kubetzko, J. Fenk.** *An Up-Conversion Loop Transmitter IC for digital Mobile Telephones.* Proceedings of IEEE ISSCC, S. 364–365, 1998. [151](#)
- [126] **J. Sevenhans, D. Haspeslagh, A. Delarbre, L. Kiss, Z. Chang, J. F. Kukielka.** *An Analog Radio Front-end Chip Set for a 1.9GHz Mobile Radio Telephone Application.* Proc. of IEEE International Solid-State Circuits Conference, S. 44–45, 1994. [152](#), [170](#)
- [127] **Marc Borremans, Michiel Steyaert, Takashi Yoshitomi.** *A 1.5 V, wide-band 3 GHz, CMOS quadrature direct-up-converter for multi-mode wireless Communications.* Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 79–82, 1998. [152](#)
- [128] **Michiel Steyaert, Marc Borremans, Johan Janssens, Bram de Muer, Nobuyuki Itoh, Jan Craninckx, Jan Crols, Eiji Morifuji, Hisayo Sasaki Momose, Willy Sansen.** *A Single-Chip CMOS Transceiver for DCS-1800 Wireless Communications.* Proceedings of IEEE ISSCC, S. 48–49, 1998. [152](#)
- [129] **M. Steyaert, M. Borremans, J. Janssens, B. De Muer, N. Itoh, J. Craninckx, J. Crols, E. Morifuji, H. Momose, H. Sasaki, W. Sansen.** *A Single-Chip CMOS Transceiver for DCS-1800 Wireless Communications.* Proceedings of IEEE ISSCC, slides, S. 36–37, 1998. [152](#)
- [130] **Carl de Ranter, Marc Borremans, Michiel Steyaert.** *A Wideband Linearisation Technique for Non-Linear Oscillators using a Multi-Stage Polyphase Filter.* ESSCIRC, S. 214–217, 1999. [152](#)
- [131] **A. Paul Brokaw.** *A Simple Three-Terminal IC Bandgap Reference.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, SC-9(6): S. 388–393, Dec. 1974. [161](#)
- [132] **Alberto Bilotti, Eduardo Mariani.** *Noise Characteristics of Current Mirror Sinks/Sources.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, Sc-10(6): S. 516–524, Dec. 1975. [161](#)
- [133] **K. J. de Langen, J. H. Huijsing.** *Compact Low-Voltage PTAT-Current-Source and Bandgap-Reference Circuits.* ESSCIRC, 1998. [161](#)
- [134] **Arne Buck, Charles McDonald, Stephen Lewis, T. R. Viswanathan.** *A CMOS Bandgap Reference without Resistors.* Proc. of IEEE International Solid-State Circuits Conference, S. 442–443, 2000. [161](#)
- [135] **C. Samori, A. L. Lacita, A. Zanchi, S. Levantino, F. Torrisi.** *Impact of Indirect Stability on Phase Noise Performance of Fully Integrated LC Tuned VCOs.* ESSCIRC, S. 202–205, 1999. [161](#)

- [136] **C. Samori, A. L. Lacaita, A. Zanchi, S. Levantino, G. Cali.** *Phase Noise Degradation at High Oscillation Amplitudes in LC-Tuned VCO's*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 35(1): S. 96–99, Jan. 2000. [161](#), [214](#)
- [137] **Hirad Samavati, Hamid R. Rategh, Thomas H. Lee.** *A 5-GHz CMOS Wireless LAN Receiver Front End*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 35(5): S. 765–772, May 2000. [169](#), [179](#)
- [138] **Edwin Bautista, Babak Bastani, Joseph Heck.** *Improved Mixer IIP2 Through Dynamic Matching*. Proc. of IEEE International Solid-State Circuits Conference, S. 376–377, 2000. [170](#)
- [139] **Farbod Behbahani, Ali Fotowat, Saeed Navid, Rainer Gaethke, Michael Delurio.** *A Low Distortion Bipolar Mixer for Low Voltage Direct Up-Conversion and High IF Systems*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 32(9): S. 1446–1450, Sept. 1997. [170](#)
- [140] **M. Faulkner, M. Johansson.** *Correction of Mixer Nonlinearity in Quadrature Modulators*. Electronics Letters, 28(3): S. 293–295, Jan. 1992. [170](#)
- [141] **Murat Vural.** *Optimierter Neuentwurf eines Einseitenband-Aufwärtsmischers in Si/SiGe-HBT-Technologie für ein 5,8 GHz-Funk-LAN*. Lehrstuhl für Elektronische Bauelemente und Integrierte Schaltungen, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Ruhr-Uni Bochum, Studienarbeit SAS 181, 2001. [171](#)
- [142] **Ahmet Qarbi.** *Untersuchung von rauscharmen Verstärkern für 5,8 GHz WLAN-Systeme in SiGe-HBT-Technologie*. Lehrstuhl für Elektronische Bauelemente und Integrierte Schaltungen, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Ruhr-Uni Bochum, Studienarbeit SAS 174, 2000. [175](#)
- [143] **R. Müller.** *Rauschen*. Number 15 in Halbleiter-Elektronik. Springer-Verlag, Berlin, 1990. [177](#)
- [144] **Hiroki Fujii, Hisamitsu Suzuki, Hiroshi Yoshida, Tohru Yamazaki.** *A 0.15 μ m/0.6dB- NF_{min} RF BiCMOS Technology Using Cobalt Silicide Ground Shields*. IEEE BCTM, S. 98–101, 2000. [178](#)
- [145] **Brian A. Floyd, Jesal Metha, Carlos Gamero, Kenneth K. O.** *A 900-MHz, 0.8- μ m CMOS Low Noise Amplifier with 1.2-dB Noise Figure*. Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 661–664, 1999. [178](#)
- [146] **Danielle Coffing, Eric Main.** *A Low-Noise Low-Power IF Amplifier with Input and Output Impedance Matching*. IEEE BCTM, S. 66–69, 2000. [178](#)

- [147] **Herschel Ainspan, Mehmet Soyuer, Jean-Oliver Plouchard, Joachim Burghartz.** *A 6.25-GHz Low DC Power Low-Noise Amplifier in SiGe.* Proc. of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 177–180, 1997. [179](#)
- [148] **Herschel Ainspan, Charles S. Webster, Jean-Oliver Plouchard, Mehmet Soyuer.** *A 5.5-GHz Low-Noise Amplifier in SiGe BiCMOS.* Proc. of ESSCIRC, S. 21–25, 1998. [179](#)
- [149] **Jakub J. Kucera, Urs Lott.** *Low DC Power Monolithic Cascode LNAs for 1.6 and 5.2 GHz Wireless Applications.* ESSCIRC, 1998. [179](#)
- [150] **Frank Op't Eynde, Jan Craninckx, Paul Goetschalckx.** *A Fully-Integrated Zero-IF DECT Transceiver.* Proc. of IEEE ISSCC, S. 138–139, 2000. [180](#)
- [151] **Li Lin, Luns Tee, Paul R. Gray.** *A 1.4GHz Differential Low-Noise CMOS Frequency Synthesizer using a Wideband PLL Architecture.* Proc. of IEEE International Solid-State Circuits Conference, S. 204–205, 2000. [181](#)
- [152] **N. Krishnapura, P. Kinget.** *A 5.3 GHz Programmable Divider for HiPerLAN in 0.25um CMOS.* Proceedings of ESSCIRC, S. 142–145, 1999. [183](#)
- [153] **George Chien.** *Low-Noise Local Oscillator Design Techniques using a DLL-based Frequency Multiplier for Wireless Applications.* Dissertation, University of California, Berkeley, 2000. [183](#)
- [154] **Behzad Razavi.** *Analysis, Modeling, and Simulation of Phase Noise in Monolithic Voltage-Controlled Oscillators.* Proc. of IEEE CICC, S. 323–326, 1995. [186](#)
- [155] **D. B. Leeson.** *Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum.* IEEE Proceedings Letters, S. 966–967, Feb. 1965. [187](#)
- [156] **Thomas H. Lee, Ali Hajimiri.** *Oscillator Phase Noise: A Tutorial.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 35(3): S. 326–336, Mar. 2000. [187](#), [192](#)
- [157] **H. B. Chen, A. van der Ziel, K. Ammerlaan.** *Oscillator with Odd-Symmetrical Characteristics Eliminates Low-Frequency Noise Sidebands.* IEEE Transactions on Circuits and Systems, CAS-31(9): S. 807–809, Sept. 1984. [187](#), [211](#)
- [158] **Ali Hajimiri, Thomas H. Lee.** *A General Theory of Phase Noise in Electrical Oscillators.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 33(2): S. 179–194, Feb 1998. [187](#), [211](#), [235](#)
- [159] **Ali Hajimiri, Sotirios Limotyrakis, Thomas H. Lee.** *Phase Noise in Multi-Gigahertz CMOS Ring Oscillators.* Proc. of IEEE CICC, S. 49–52, 1998. [187](#), [192](#), [211](#)

- [160] **J. E. Post Jr., I. R. Linscott, M. H. Oslick.** *Waveform symmetry properties and phase noise in oscillators.* Electronics Letters, 34(16): S. 1547–1548, Aug 1998. [187](#), [211](#)
- [161] **Behzad Razavi.** *A Study of Phase Noise in CMOS Oscillators.* IEEE Journal of Solid State Circuits, 31(3): S. 331–343, March 1996. [189](#)
- [162] **Tong Chen, Kihong Kim, Kenneth O.** *Application of a New Circuit Design Oriented Q Extraction Technique to Inductors in Silicon IC's.* IEEE IEDM, 1998. [190](#), [252](#)
- [163] **M. H. Splithof, A. J. M. van Tuijl, S. L. J. Gierking, E. A. M. Klumperink.** *Current-Ratio Temperature Compensation in Bipolar Relaxation Oscillators.* ESSCIRC, 1998. [192](#)
- [164] **Tirdad Sowlati, Hossein Shakiba.** *A 20-800MHz Relaxation Oscillator with Automatic Swing Control.* Proceedings of IEEE ISSCC, S. 222–223, 1998. [192](#)
- [165] **J. R. Westra, J. J. M. Verhoeven, A. H. M. van Roermund.** *Resonance-mode selection and Crosstalk Elimination Using Resonator-Synchronized Relaxation Oscillators.* ESSCIRC, 1998. [192](#)
- [166] **J. R. Westra, J. J. M. Verhoeven, A. H. M. van Roermund.** *Effect-Oriented Modelling of Noise in Relaxation Oscillators.* ESSCIRC, 1998. [192](#)
- [167] **Manop Thamsirianunt, Thadeus Kwasniewski.** *CMOS VCO's for PLL Frequency Synthesis in GHz Digital Mobile Radio Communications.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 32(10): S. 1511–1524, Oct. 1997. [192](#)
- [168] **Asad A. Abidi, Robert G. Meyer.** *Noise in Relaxation Oscillators.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, sc-18(6): S. 794–802, Dec. 1983. [192](#)
- [169] **S. L. J. Gierking, A. J. M. van Tuijl.** *A Coupled Sawtooth Oscillator combining Low Jitter and High Control Linearity.* ESSCIRC, 1998. [192](#)
- [170] **S. L. J. Gierking, E. A. M. Klumperink, T. J. Ikkink, A. J. M. van Tuijl.** *Reduction of Intrinsic $1/f$ Device Noise in a CMOS Ring Oscillator.* ESSCIRC, 1998. [192](#)
- [171] **Behzad Razavi.** *A 2-GHz 1.6-mW Phase-Locked Loop.* IEEE Journal of Solid-State-Circuits, 32(5): S. 730–735, May 1997. [192](#)
- [172] **Frank Herzel, Behzad Razavi.** *Oscillator Jitter Due to Supply and Substrate Noise.* Proc. of IEEE CICC, S. 489–492, 1998. [192](#)
- [173] **Roger Muat.** *Designing Oscillators for spectral purity.* Microwaves & RF, S. 133–166, 166–170, 211–217, July-Sept. 1984. [197](#)

- [174] **Qiuting Huang.** *Power Consumption vs LO Amplitude for CMOS Colpitts Oscillators.* Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 255–258, 1997. [197](#)
- [175] **Qiuting Huang.** *Exact Calculation of Oscillation Amplitude and Predicting Power Consumption for CMOS Colpitts Oscillators.* Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems, S. 1401–1404, 1997. [197](#)
- [176] **Qiuting Huang.** *On the Exact Design of RF Oscillators.* Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 41–44, 1998. [197](#)
- [177] **Leon Heslen, Eduard Stikvoort.** *An enhanced Colpitts UHF oscillator for TV tuners.* ESSCIRC, 1998. [197](#)
- [178] **Nhat M. Nguyen, Robert G. Meyer.** *Start-up and Frequency Stability in High-Frequency Oscillators.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 27(5): S. 810–820, May 1992. [197](#)
- [179] **Chih-Ming Hung, Kenneth K. O.** *An 1.1 GHz Packaged CMOS VCO with Phase Noise of -126 dBc/Hz at a 600-kHz Offset.* ESSCIRC, S. 330–333, 1999. [197](#)
- [180] **Jae Joon Kim, Beomsup Kim.** *A Low-Phase-Noise CMOS LC Oscillator with a Ring Structure.* Proc. of IEEE International Solid-State Circuits Conference, S. 430–431, 2000. [197](#), [200](#)
- [181] **A. Kral, F. Behbahani, A. A. Abidi.** *RF-CMOS Oscillators with Switched Tuning.* Proc. of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 555–558, 1998. [200](#)
- [182] **Frank Herzel, Heide Erzgräber, Nikolay Ilkov.** *A New Approach to Fully Integrated CMOS LC-Oscillators with a Very Large Tuning Range.* CICC, May 2000. [200](#)
- [183] **Wei-Zen Chen, Jieh-Tsorng Wu.** *A 2 V 2 GHz BJT Variable-Frequency Oscillator.* Proceedings of IEEE BCTM, S. 61–63, 1997. [200](#)
- [184] **Wei-Zen Chen, Jieh-Tsorng Wu.** *A 2 V 2 GHz BJT Variable-Frequency Oscillator.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 33(9): S. 1406–1410, Sept. 1998. [200](#)
- [185] **Wei-Zen Chen, Jieh-Tsorng Wu.** *A 2 V 1.6 GHz BJT Phase-Locked Loop.* Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 563–566, 1998. [200](#)
- [186] **Ting-Ping Liu.** *A 6.5GHz Monolithic CMOS Voltage-Controlled Oscillator.* Proceedings of IEEE ISSCC, S. 404–405, 1999. [201](#)
- [187] **Jan Craninckx, Michiel Steyaert.** *Low-Phase-Noise Gigahertz Voltage-Controlled Oscillators in CMOS.* Analog Circuit Design, Kluwer Academic Publishers, Netherlands, S. 383–400, 1996. [201](#)

- [188] **Shigetaka Takagi, Hajime Nitta, Jorge Koyama, Makoto Furihata, Nobuo Fujii, Minoru Nagata, Takeshi Yanagisawa.** *100-MHz Monolithic Low-Pass Filters with Transmission Zeros Using NIC Integrators.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 26(4): S. 669–671, April 1991. [204](#)
- [189] **Ali M. Niknejad, Robert G. Meyer.** *Analysis and Optimization of Monolithic Inductors and Transformers for RF IC's.* Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 375–378, 1997. [208](#), [261](#)
- [190] **Ali M. Niknejad.** *Analysis, Design and Optimization of Spiral Inductors and Transformers for Si RF ICs.* Master thesis, University of California, Berkeley, Berkeley, 1997. [208](#), [245](#)
- [191] **Ali M. Niknejad, Robert G. Meyer.** *Analysis, Design, and Optimization of Spiral Inductors and Transformers for Si RF IC's.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 33(10): S. 1470–1481, Oct 1998. [208](#), [261](#)
- [192] **Ali M. Niknejad.** *Analysis, Simulation, and Application of Passive Devices on Conductive Substrates.* Phd-thesis, University of California, Berkeley, Spring 2000. [208](#), [261](#)
- [193] **Kirk B. Ashby, Ico A. Koullias, William C. Finley, John I. Bastek, Shahriar Moinian.** *High Q Inductors for Wireless Applications in a Complementary Silicon Bipolar Process.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 31(5): S. 4–8, May 1996. [208](#)
- [194] **William B. Kuhn, F. William Stephanson, Aicha Elshabini-Riad.** *A 200 MHz CMOS Q-Enhanced LC Bandpass Filter.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 31(8): S. 1112–1122, Aug 1996. [208](#), [247](#)
- [195] **H. M. Greenhouse.** *Design of Planar Rectangular Microelectronic Inductors.* IEEE Trans. on Parts, Hybrids and Packaging, PHP-10(2): S. 101–109, June 1974. [208](#), [245](#), [269](#), [271](#)
- [196] **R.N. Grover.** *Working Formulas and tables for inductance calculations.* Dover, 1962. [208](#), [238](#), [245](#), [267](#), [268](#), [269](#), [270](#), [271](#), [294](#)
- [197] **Pietro Andreani.** *A Comparison between two 1.8 GHz CMOS VCOs Tuned by Different Varactors.* ESSCIRC, 1998. [209](#)
- [198] **A.-S. Porret, T. Melly, C. C. Enz.** *Design of High-Q Varactors for Low-Power Wireless Applications using a Standard CMOS Process.* Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 641–644, 1999. [209](#)
- [199] **P. Andreani, S. Mattisson.** *A 1.8 GHz CMOS VCO tuned by an accumulation-mode MOS varactor.* IEEE Proc. International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), S. 315–318, 2000. [209](#)

- [200] **D. Ham, A. Hajimiri.** *Design and Optimization of a Low-Noise 2.4 GHz CMOS VCO with Integrated LC tank and MOSCAP tuning.* IEEE Proc. International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), S. 331–334, 2000. [209](#)
- [201] **HongMo Wang.** *A 9.8 GHz Back-Gate Tuned VCO in 0.35um CMOS.* Proc. of IEEE ISSCC, S. 406–407, 1999. [209](#), [234](#), [235](#)
- [202] **Wallace Ming Yip Wong, Ping Shing Hui, Zhiheng Chen, Keqiang Shen, Jack Lau, Philip C. H. Chan, Ping-Keung Ko.** *A Wide Tuning Range Gated Varaktor.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 35(5): S. 773–779, May 2000. [209](#)
- [203] **F. Svelto, S. Deantoni, R. Castello.** *A 1.3GHz CMOS VCO with 28% frequency tuning.* Proc. of IEEE CICC, S. 645–648, 1999. [209](#)
- [204] **Theerachet Soorapant, C. Patrick Yue, Derek K. Shaeffer, Thomas H. Lee, S. Simon Wong.** *Analysis and Optimization of Accumulation-Mode Varactor for RF ICs.* Proceedings of IEEE VLSI Symp., 1998. [209](#)
- [205] **S.-P. Woyciehowsky, R. N. Nottenburg.** *10 GHz LC-Tuned VCO with coarse and fine frequency control.* Electronics Letters, 33(11): S. 917–918, May 1997. [212](#)
- [206] **H. Knapp, H.-D. Wohlmuth, J. Böck, A. Scholtz.** *22 GHz monolithically integrated oscillator in silicon bipolar technology.* Electronics Letters, 35(6): S. 438–439, March 1999. [212](#)
- [207] **Günter Grau, Ulrich Langmann, Wolfgang Winkler, Dieter Knoll, Klaus Pressel.** *A 5.8 GHz Si/SiGe VCO with Amplitude Control for Wireless LAN Applications.* Topical Workshop on Heterostructure Microelectronics (TWHM '00), S. 82–83, 2000. [214](#), [216](#), [217](#), [218](#), [219](#), [220](#), [221](#), [234](#), [235](#)
- [208] **Günter Grau, Ulrich Langmann, Wolfgang Winkler, Dieter Knoll, Klaus Pressel.** *A 5.8 GHz Si/SiGe VCO with Amplitude Control for Wireless LAN Applications.* IEICE Transactions on Electronics, E84-C(10), Oct. 2001. [214](#), [216](#), [217](#), [218](#), [219](#), [220](#), [221](#), [235](#)
- [209] **Mihai A. Margarit, Loo Leong Tham, M. Jamal Deen, Robert G. Meyer.** *Noise Analysis of a VCO with Automatic Amplitude Control.* Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 381–384, 1997. [214](#)
- [210] **Mihai A. Margarit, Joo Leong (Julian) Tham, Robert G. Meyer, M. Jamal Deen.** *A Low-Noise, Low-Power VCO with Automatic Amplitude Control for Wireless Applications.* IEEE Journal of Solid-State-Circuits, 34(6): S. 761–771, June 1999. [214](#)

- [211] **W. B. Kuhn, A. Elshabini-Riad, F. W. Stephenson.** *Centre-tapped spiral inductors for monolithic bandpass filters.* Electronics Letters, 31(8): S. 625ff, Aug. 1995. [216](#), [247](#)
- [212] **Bart de Smedt, Georges Gielen.** *Accurate Simulation of Phase Noise in Oscillators.* Proc. ESSCIRC, 1997. [220](#)
- [213] **Bart de Smedt, Georges Gielen.** *Nonlinear Behavioral Modeling and Phase Noise Evaluation in Phase Locked Loops.* Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 53–56, 1998. [220](#)
- [214] **Alper Demir, Amit Mehrotra, Jaijeet Roychowdhury.** *Phase Noise and Timing Jitter in Oscillators.* Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 45–48, 1998. [220](#)
- [215] **Alper Demir, Jaijeet Roychowdhury.** *Modeling and Simulation of Noise in Analog/Mixed-Signal Communication Systems.* Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 385–392, 1999. [220](#)
- [216] **Ali Hajimiri, Thomas H. Lee.** *Phase Noise in CMOS Differential LC Oscillators.* IEEE Digest of Technical Papers on VLSI Circuits, S. 48–51, 1998. [220](#)
- [217] **Ali Hajimiri, Thomas H. Lee.** *Design Issues in CMOS Differential LC Oscillators.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 34(5): S. 717–724, May 1999. [220](#)
- [218] **Johan van der Tang, Dieter Kasperkovitz.** *Fast Phase Noise Analysis Method for Noise Optimization of Oscillators.* ESSCIRC, 1998. [220](#)
- [219] **Tsutomu Wakimoto, Shinsuke Konaka.** *A 1.9 GHz Si-bipolar quadrature VCO with fully-integrated LC tank.* IEEE Symp. on VLSI, S. ?, 1998. [221](#)
- [220] **Behzad Razavi Christopher Lam.** *A 2.6 GHz/5.2 GHz CMOS voltage controlled oscillator.* Proceedings of IEEE ISSCC, S. 402–403, 1999. [221](#)
- [221] **Behzad Razavi Christopher Lam.** *A 2.6 GHz/5.2 GHz Frequency Synthesizer in 0.4-um CMOS Technology.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 35(5): S. 788–794, May 2000. [221](#), [235](#)
- [222] **Eli Chiprout.** *Interconnect and Substrate Modeling and Analysis: An Overview.* Bipolar/BiCMOS Circuits and Technologies Meeting, S. 158–165, Sept. 1997. [222](#)
- [223] **Eli Chiprout.** *Interconnect and Substrate Modeling and Analysis: An Overview.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 33(9): S. 1445–1452, Sept. 1998. [222](#)

- [224] **Zhijiang John He, Lawrence T. Pileggi.** *A Simple Algorithm for Calculating Frequency-Dependent Inductance Bounds.* Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 199–202, 1999. [222](#)
- [225] **Lei He, Norman Chang, Shen Lin, O. Sam Nakagawa.** *An Efficient Inductance Modeling for On-Chip Interconnects.* Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 457–460, 1999. [222](#)
- [226] **Byron Krauter, Sharad Mehrotra, V. Chandramoulli.** *Including Inductive Effects in Interconnect Timing analysis.* Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 445–452, 1999. [222](#)
- [227] **Hi-Deok Lee, Myong-Jun Jang, Dae-Gwan Kang, Jeong-Mo Hwang, Yong-Joo Kim, Oh-Kyong Kwon, Dae-Mann Kim.** *Characterization of Crosstalk-Induced Noise for 0.18 μ m CMOS Technology with 6-Level Metallization Using Time Domain Reflectometry and S-Parameters.* Proc. of IEEE IEDM, S. 37.4.1–37.4.4, 1999. [222](#)
- [228] **Yasushi Nakahara, Hitoshi Yano, Tomohisa Hirayama, Yasuyuki Suzuki, Akio Furukawa.** *Impact of Interconnect Capacitance Reduction on RF-Si Device Performance.* Proc. of IEEE IEDM, S. 35.5.1–35.5.4, 1999. [222](#)
- [229] **Xiaoning Qi, Bendik Kleveland, Zhiping Yu, Simon Wong, Robert Dutton, Tak Young.** *On-Chip Inductance Modeling of VLSI Interconnects.* Proc. of IEEE International Solid-State-Circuits Conference, S. 172–173, 2000. [222](#)
- [230] **Bendik Kleveland, Xiaoning Qi, Liam Madden, Robert W. Dutton, S. Simon Wong.** *Line Inductance Extraction and Modeling in a Real Chip With Power Grid.* Proc. of IEEE IEDM, S. 37.3.1–37.1.4, 1999. [222](#)
- [231] **Franck Badets, Yann Deval, Jean-Baptiste Begueret, Anne Spataro, Pascal Fouillat.** *A 2.7V 2.64GHz Fully Integrated Synchronous Oscillator for WLAN Applications.* ESSCIRC, S. 210–213, 1999. [225](#)
- [232] **Hamid R. Rategh, Hiran Samavati, Thomas H. Lee.** *A CMOS Frequency Synthesizer with an Injection-Locked Frequency Divider for a 5-GHz Wireless LAN Receiver.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 35(5): S. 780–787, May 2000. [225](#)
- [233] **Tony Yeung, Alan Pun, Zhiheng Chen, Jack Lau, Francois J. R. Clement.** *Noise Coupling in Heavily and Lightly Doped Substrate from Planar Spiral Inductor.* IEEE International Symposium on Circuits and Systems, S. 1405–1408, June 1997. [229](#)

- [234] **Nobuyuki Itoh, Bram De Muer, Michiel Steyaert.** *Low Supply voltage fully integrated CMOS VCO with Three terminals spiral inductor.* ESSCIRC, S. 194–197, 1999. [233](#)
- [235] **P. G. M. Baltus, A. G. Wagemans, R. Dekker, A. Hoogstraate, H. Maas, A. Tombeur, J. van Sinderen.** *A 3.5-mW, 2.5-GHz Diversity Receiver and a 1.2-mW, 3.6-GHz VCO in Silicon on Anything.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 33(12): S. 2074–2079, Dec. 1998. [233](#), [234](#), [235](#), [254](#)
- [236] **Johan van der Tang, Dieter Kasperkovitz.** *Oscillator Design Efficiency: A new Figure of Merit for Oscillator Benchmarking.* Proc. of IEEE International Symposium on Circuits and Systems, S. 5333–536, 2000. [234](#)
- [237] **Peter Kinget.** *A Fully Integrated 2.7V 0.35um CMOS VCO for 5GHz Wireless Applications.* Proceedings of IEEE International Solid-State Circuits Conference, S. 226–227, 1998. [235](#)
- [238] **Jean-Oliver Plouchart, Bernd-Ulrich Klepser, Herschel Ainspan, Mehmet Soyuer.** *Fully-Monolithic 3 V SiGe Differential Voltage Controlled Oscillators for 5 GHz and 17 GHz Wireless Applications.* Proc. European Solid-State Circuits Conference, S. 332–335, 1998. [234](#), [235](#)
- [239] **Hideo Suwaki, Tadao Nakagawa, Takashi Ohira.** *An MMIC Local Oscillator for 16-QAM Digital Microwave Radio Systems.* IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 43(6): S. 1230–1235, June 1995. [234](#), [235](#), [242](#)
- [240] **P. Wambacq, S. Donnay, P. Pieters, W. Diels, K. Vaesen, W. de Raedt, E. Beyne, M. Engels, I. Bolsens.** *Chip-Package Co-design of a 5GHz RF Front-End for WLAN.* Proc. of IEEE International Solid-State Circuits Conference, S. 318–319, 2000. [235](#), [255](#)
- [241] **Jan Craninckx, Michiel Steyaert.** *Low-Noise Voltage-Controlled Oscillators Using Enhanced LC-Tanks.* IEEE Trans. on Circuits and Systems II, 42(12): S. 794–804, Dec. 1995. [237](#)
- [242] **Charles S. Walker.** *Capacitance, Inductance, and Crosstalk Analysis.* Artech House, Boston, 1990. [238](#), [242](#)
- [243] **Nordic Electronics.** *The Nordic Electronics Packaging Guideline.* <http://extra.ivf.se/ngl>, 2001. [240](#)
- [244] **Yong-Goo Lee, Sang-Ki Yun, Hai-Young Lee.** *Novel High-Q Bondwire Inductor for MMIC.* IEEE IEDM, 1998. [240](#)
- [245] **Klaus Ettinger, Markus Bergmayr, Harald Pretl, Wolfgang Thomann, Josef Fenk, Robert Weigel.** *An Integrated 20 GHz SiGe Bipolar Differential Oscillator with High Tuning Range.* IEEE BCTM, S. 161–163, 2000. [242](#)

- [246] **Brian C. Wadell.** *Transmission Line Design Handbook*. Artech House, Boston, 1991. [242](#)
- [247] **K. C. Gupta, Ramesh Garg, Inder Bahl, Prakash Bhartia.** *Microstrip Lines and Modeling*. Artech House, Boston, 1996. [242](#)
- [248] **Jun-Bo Yoon, Bon-Kee Kim, Chul-Hi Han, Euisik Yoon, Kwyro Lee, Choong-Ki Kim.** *High-Performance Electroplated Solenoid-Type Integrated Inductor (SI^2) for RF Applications Using Simple 3D-Surface Micromachining Technology*. IEEE IEDM, 1998. [244](#)
- [249] **R. G. Medhurst.** *H.F. Resistance and Self-Capacitance of Single-Layer Solenoids*. *Wireless Engineer*, S. 35–43, 80–92, Feb, March 1947. [245](#)
- [250] **Sunderarajan S. Mohan, Maria del Mar Hershenson, Stephen P. Boyd, Thomas H. Lee.** *Simple Accurate Expressions for Planar spiral Inductances*. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 34(10): S. 1419–1424, Oct. 1999. [245](#)
- [251] **B. Rejaei, D. C. van der Pol, J. L. Tauritz.** *Analysis of Circular Spiral Inductors on CMOS Substrates*. *Proceedings of ESSDERC*, S. 672–675, 1999. [245](#), [258](#)
- [252] **Ewald Pettenpaul, Hartmut Kapusta, Andreas Weisberger, Heinrich Mampe, Jürgen Luginsland, Ingo Wolff.** *CAD Models of Lumped Elements on GaAs up to 18 GHz*. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 36(2): S. 294–304, Feb. 1988. [245](#)
- [253] **A. E. Ruehli.** *Inductance Calculations in a Complex Integrated Circuit Environment*. *IBM Journal of Research and Development*, S. 470–481, 1972. [245](#), [266](#), [268](#), [269](#), [270](#), [271](#), [274](#), [293](#), [294](#)
- [254] **W. T. Weeks, L. L. Wu, M. F. McAllister, A. Singh.** *Resistive and Inductive Skin Effect in Rectangular Conductors*. *IBM Journal of Research and Development*, S. 470–481, 1979. [245](#), [266](#), [274](#)
- [255] **W. T. Weeks.** *Multiconductor Transmission-Line Theory in the TEM Approximation*. *IBM Journal of Research and Development*, S. 604–611, Nov. 1972. [245](#)
- [256] **Pierce A. Brennan, Norman Raver, Albert E. Ruehli.** *Three-Dimensional Inductance Computations with Partial Element Equivalent Circuits*. *IBM Journal of Research and Development*, 23(6): S. 661–668, Nov. 1979. [245](#)
- [257] **M. R. Frei, N. R. Belk, D. C. Dennis, M. S. Carroll, W. Lin, M. R. Pinto, V. D. Archer, T. G. Ivanov, S. Moinian, K. K. Ng, J. Chu.** *Integration of high-Q inductors in a latch-up resistant CMOS technology*. *Proc. of IEEE IEDM*, S. 31.5.1–31.5.4, 1999. [246](#)

- [258] **Jerome Lescot, Jihad Haidar, Fabien Ndagijimana.** *Accurate and Fast Modelling of Planar Inductors in CMOS Technologies.* Proceedings of ESSDERC, S. 668–671, 1999. [246](#)
- [259] **Min Park, Cheon Soo Kim, John Moon Park, Hyun Kyu Yu, Kee Soo Nam.** *High-Q Microwave Inductors in CMOS Double-Metal Technology and its Substrate Bias Effects for 2 GHz RF IC Application.* Proceedings of IEEE IEDM, S. 59–62, 1997. [246](#)
- [260] **Paolo Arcioni, Rinaldo Castello, Luca Perregrini, Enrico Sacchi, Francesco Svelto.** *An Innovative Modelization of Loss Mechanism in Silicon Integrated Circuits.* IEEE Trans. on Circuits and Systems, 46(12): S. 1453–1460, Dec. 1999. [246](#)
- [261] **M. Danesh, J.R. Long, R. Hadaway, D. Harame.** *A Q-Factor Enhancement Technique for MMIC Inductors.* IEEE MTT-S International Microwave Symposium, S. 183–186, 1998. [247](#)
- [262] **H.B. Erzgräber, M. Pierschel, G. G. Fischer, Th. Grabolla, A. Wolff.** *High Performance Integrated Spiral Inductors Based on a Minimum AC Difference Voltage Principle.* Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, 2000. [250](#)
- [263] **Jan Craninckx, Michiel S. J. Steyaert.** *A 1.8-GHz Low-Phase-Noise CMOS VCO Using Optimized Hollow Spiral Inductors.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 32(5): S. 736–744, May 1997. [252](#), [253](#), [255](#)
- [264] **Patrick Yue, S. Simon Wong.** *On-Chip Spiral Inductors with Patterned Ground Shields for Si-Based RF IC's.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 33(5): S. 743–752, May 1998. [252](#)
- [265] **Joachim N. Burghartz.** *Progress in RF Inductors on Silicon - Understanding Substrate Losses.* Proceedings of IEDM, S. 523–526, 1998. [252](#)
- [266] **D. Shaeffer, A. Sharani, S. Mohan, H. Samavati, H. Rategh, M. Hershenson, M. Xu. C. Yue, D. Eddleman, T. Lee.** *A 115mW CMOS GPS Receiver.* Proceedings of IEEE ISSCC, S. 122–123, 1998. [252](#)
- [267] **Seong-Mo Yim, Tong Chen, Kenneth K. O.** *The Effects of a Ground Shield on Spiral Inductors Fabricated in a Silicon Bipolar Technology.* IEEE BCTM, S. 157–160, 2000. [252](#)
- [268] **Tallis Blalack.** *Design Techniques to Reduce Substrate Noise.* Proc. of AACD, S. 9.1–9.20, 1998. [252](#)
- [269] **Takashi Yoshitomi, Yasuharu Sugawara, Eiji Morifuji, Tatsuya Ohuguro, Hideki Kimijima, Toyota Morimoto, Hisayo Sasaki Momose, Yasuhiro Katsumata, Hiroshi Iwai.** *On-Chip Spiral Inductors with Diffused Shields Using Channel-Stop Implant.* IEEE IEDM, 1998. [252](#)

- [270] **Joachim N. Burghartz, Albert E. Ruehli, Keith A. Jenkins, Mehmet Soyuer, Dominique Nguyen-Ngoc.** *Novel Substrate Contact Structure for High-Q Silicon-Integrated Spiral Inductors.* Proceedings of IEEE IEDM, S. 55–58, 1997. [253](#)
- [271] **Alan Pun, Tony Yeoung, Jack Lau, Francois J. R. Clement, David Su.** *Experimental Results and Simulation of Substrate Noise Coupling via Planar Spiral Inductor in RF ICs.* Proceedings of IEEE IEDM, S. 325–328, 1997. [253](#)
- [272] **Alan L. L. Pun, Tony Yeung, Jack Lau, Francois J. R. Clement, David K. Su.** *Substrate Noise Coupling Through Planar Spiral Inductor.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 33(6): S. 877–884, June 1998. [253](#)
- [273] **H. B. Erzgräber, Th. Grabolla, H. H. Richter, P. Schley, A. Wolff.** *A Novel Buried Oxide Isolation for Monolithic RF Inductors on Silicon.* IEEE Proc. International Electron Devices Meeting, S. 535–539, 1998. [254](#)
- [274] **Ya-Hong Xie, Michel R. Frei, Andrew J. Becker, Clifford A. King, D. Kossives, L. T. Gomez, S. K. Theiss.** *An Approach for Fabricating High-Performance Inductors on Low-Resistivity Substrates.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 33(9): S. 1433–1438, Sept. 1998. [254](#)
- [275] **R. Dekker, P. Baltus, M. van Deurzen, W. v.d. Einden, H. Maas, A. Wagemans.** *An Ultra Low-Power RF Bipolar Technology on Glass.* Proceedings of IEDM, S. 921–923, 1997. [254](#)
- [276] **A. Wagemans, P. Baltus, R. Dekker, A. Hoogstraate, H. Maas, A. Tombeur, J. van Sinderen.** *A 3.5-mW 2.5-GHz Diversity Receiver and a 1.2-mW 3.6-GHz VCO in Silicon on Anything.* Proc. IEEE ISSCC, S. 250–251, 1998. [254](#)
- [277] **Johan van der Tang, Steffen Hahn.** *A Monolithic 0.4 mW SOA LC Voltage-Controlled Oscillator.* ESSCIRC, S. 150–153, 1999. [254](#)
- [278] **Yun-Bo Yoon, Chul-Hi Han, Euisik Yoon, Choong-Ki Kim.** *Monolithic High-Q Overhang Inductors Fabricated on Silicon and Glass Substrates.* Proc. IEEE IEDM, S. 31.4.1–31.4.4, 1999. [254](#)
- [279] **Hongrui Jiang, Jer-Liang Andrew Yeh, Ye Wang, Norman Tien.** *Electromagnetically Shielded High-Q CMOS-Compatible Copper Inductors.* Proc. of IEEE International Solid-State Circuits Conference, S. 330–331, 2000. [255](#)
- [280] **P. Davis, P. Smith, E. Campbell, J. Lin, K. Gross, G. Bath, Y. Low, M. Lau, Y. Degani, J. Gregus, R. Frye, K. Tai.** *Silicon-on-Silicon Integration of a GSM Transceiver with VCO Resonator.* Proceedings of ISSCC, S. 248–249, 1998. [255](#)

- [281] **Peter Kinget, Robert Frye.** *A 2.4 GHz CMOS VCO with MCM-inductor.* ESSCIRC, 1998. [255](#)
- [282] **Darrin J. Young, Vincent Malba, Jia-Jiunn Ou, Anthony F. Bernhardt, Bernhard E. Boser.** *Monolithic High-Performance Three-Dimensional Coil Inductors for Wireless Communication Applications.* Proceedings of IEEE IEDM, S. 67–70, 1997. [255](#)
- [283] **D. R. Pehlke, A. Burstein, M. F. Chang.** *Extremely High-Q Tunable Inductor for Si-Based RF Integrated Circuit Applications.* Proceedings of IEEE IEDM, S. 63–66, 1997. [255](#)
- [284] **Sharad Kapur, David E. Long, Jinsong Zhao.** *Efficient Full-Wave Simulation in Layered, Lossy Media.* Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 211–214, 1998. [258](#)
- [285] **Nikolaus Klemmer.** *Applications of Inductance Calculations for MCM Design, Assembly and Packaging.* GME-Fachbericht Mikroelektronik, S. 115–120, 1995. [258](#)
- [286] **Y. Koutsoyannopoulos, Y. Papananos, C. Alemanni, S. Bantas.** *A Generic CAD Model for Arbitrarily Shaped and Multi-Layer Integrated Inductors on Silicon Substrates.* Proc. European Solid-State Circuits Conference, S. 320–323, 1997. [258](#)
- [287] **Jenshan Lin.** *An Integrated Low-Phase-Noise Voltage Controlled Oscillator for Base Station Applications.* Proc. of IEEE International Solid-State Circuits Conference, S. 432–433, 2000. [258](#)
- [288] **J. Lee, A. Kral, A. A. Abidi, N. G. Alexopoulos.** *Design of Spiral Inductors on Silicon Substrates with a Fast Simulator.* Proceedings of ESSCIRC, S. 328–331, 1998. [258](#)
- [289] **John R. Long, Miles A. Copeland.** *The Modeling, Characterization, and Design of Monolithic Inductors for Silicon RF IC's.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 32(3): S. 357–369, Mar 1997. [258](#)
- [290] **Joachim N. Burghartz, D. C. Edelstein, Mehmet Soyuer, H. A. Ainspan, Keith A. Jenkins.** *RF Circuit Design Aspects of Spiral Inductors on Silicon.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, 33(12): S. 2028–2034, Dec. 1998. [260](#)
- [291] **J. Burghartz, D. Edelstein, M. Soyuer, H. Ainspan, K. Jenkins.** *RF Circuit Design Aspects of Spiral Inductors on Silicon.* Proceedings of IEEE International Solid-State Circuits Conference, S. 246–247, 1998. [260](#)
- [292] **Joachim N. Burghartz.** *Status and Trends of silicon RF Technology.* ESSDERC, 1999. [260](#)
- [293] **Zhaojun Bai, Peter Feldmann, Roland W. Freund.** *How to Make Theoretically Passive Reduced-Order Models Passive in Practice.* Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 207–210, 1998. [261](#)

- [294] **Hewlett Packard.** *S-Parameter Techniques for Faster, More Accurate Network Design*. Application Note on <http://www.hp.com/go/tmappnotes>, 1997. [262](#), [263](#)
- [295] **Sunderarajan S. Mohan, C. Patrick Yue, Maria del Mar Hershenson, S. Simon Wong, Thomas H. Lee.** *Modeling and Characterization of On-Chip Transformers*. IEEE IEDM, 1998. [263](#)
- [296] **S. Putot, F. Charlet, P. Witomski.** *A Fast and Accurate Computation of Interconnect Capacitance*. Proc. of IEEE IEDM, S. 37.1.1–37.1.4, 1999. [263](#)
- [297] **Mattan Kamon.** *Efficient Techniques for Inductance Extraction of Complex 3-D Geometries*. Master thesis, Massachusetts Institute of Technology, Pennsylvania State University, Feb. 1994. [263](#), [268](#)
- [298] **Albert E. Ruehli.** *Survey of Computer-Aided Electrical Analysis of Integrated Circuit Interconnections*. IBM Journal of Research and Development, 23(6): S. 626–639, Nov. 1979. [264](#)
- [299] **C. M. Sakkas.** *Potential Distribution and Multi-Terminal DC Resistance Computations for LSI Technology*. IBM Journal of Research and Development, 23(6): S. 640–651, Nov. 1979. [264](#)
- [300] **Kenneth L. Shepard, Zhong Tian.** *Return-Limited Inductances: A Practical Approach to On-Chip Inductance Extraction*. Proceedings of IEEE Custom Integrated Circuits Conference, S. 453–456, 1999. [264](#)
- [301] **Mina Danesh, John R. Long.** *Monolithic Inductors for Silicon Radio Frequency Integrated Circuits*. Master Thesis, Univ. of Toronto, Jan. 1999. [264](#)
- [302] **Günter Grau.** *Verfahren zur Modellierung von Induktivitäten*. Deutsches Patent DPA 101 09 554.6 (angemeldet), Deutsches Patentamt München, Feb. 2001. [275](#), [276](#), [277](#)

Index

- π -Glieder, [140](#)
- c_0 , [35](#)
- 1-Ton-Anregung, [140](#)
- 1-Ton-Test, [94](#)
- $1/f$ -Eckfrequenz, [57](#), [187](#)
- $1/f$ -Frequenz, [211](#)
- $1/f$ -Rauschfrequenz, [75](#)
- $1/f$ -Rauschen, [76](#), [122](#), [140](#), [186](#), [187](#), [211](#), [222](#)
- 10Base2, [6](#)
- 10 dB/Dekade, [186](#)
- 17 GHz, [27](#)
- 180°-Hybrid, [119](#), [120](#), [156](#)
- 180°-Phasensplitter, [170](#)
- 180°-Phasenverschiebung, [172](#)
- 1 V-Referenz, [214](#)
- 2-Ton-Messung, [165](#)
- 2-Ton-Test, [94](#)
- 20 dB/Dekade, [57](#), [186](#)
- 20 dB/Dekade, [187](#)
- 30 dB/Dekade, [186](#), [187](#)
- 3D-Modellierung, [246](#)
- 3 dB-Bandbreite, [34](#), [189](#), [195](#)
- 3 dB-Grenzfrequenz, [96](#)
- 5,8 GHz-VCO, [192](#)
- 50 Ω -Quelle, [136](#)
- 50 Ω -Widerstand, [106](#)
- 50 Ω -Leitung, [241](#), [262](#)
- 5 GHz-Band, [27](#)
- 64QAM, [36](#)
- 90°-phasenverschoben, [144](#)
- Abbildungsverfahren, [261](#)
- Abfallzeit, [55](#)
- abgeschirmt, [158](#)
- abgeschirmt
 - gegenüber dem Substrat, [224](#)
- Abgleich
 - von Daten, [5](#)
 - von Dokumenten, [15](#)
- Abgleichmöglichkeiten, [147](#)
- Abhängigkeit
 - zwischen Störspannung und Differenzfrequenz, [223](#)
- abhören, [16](#)
- Abhörer, [16](#)
- Abhörmaßnahmen, [16](#)
- Abklingzeit, [19](#)
- Abmessungen, [106](#)
- Abschirmung, [73](#), [103](#), [113](#), [178](#), [210](#), [241](#), [252](#)
 - Erdung der, [253](#)
 - magnetisch wirkende, [255](#)
 - magnetische, [201](#)
- Abschirmung
 - Spannungsabfall längs der, [231](#)
- Abschirmungen, [104](#)
- Abschluß, [109](#)
 - externer, [118](#)
 - interner, [106](#)
- Abschlußwiderstand, [297](#)
 - ohmscher, [175](#)
- Abschlußwiderstände, [111](#), [113](#), [143](#)

- Abschwächung, 29
- Abschwächungsreserve, 29
- Absolutwert, 104
- Absolutwerte, 192
- Abstand, 225
 - geometrischer mittlerer, 267
 - horizontaler, 226
 - variabler, 227
 - zwischen Spulen, 198
- Abstimmbarkeit, 183
- Abstimmung, 96
- Abstrahlung, 70, 81
- Abstraktion, 32
- Abstraktionsebenen, 32
- Abtastrate, 10, 36, 78
- Abtasttheorem, 64
- Abtastwerte, 36
- Abwärtsmischer, 58, 90, 102, 132
- Abwärtsmischung, 173
- Abweichungen, 170
 - zwischen Simulation und Messung, 184
- AC-Analyse, 97, 99, 260
- AC-Ausgangswiderstand, 163
- AC-Betriebsspannungsabhängigkeit, 163
- AC-Stromquelle, 162
- AC-Widerstand, 263
- Access Point, 12, 28, 47
- ad-hoc-Netzwerk, 44, 48
- ADC, 77, 78
- ADC-Auflösung, 78
- Addition
 - vektorielle, 172
- Additionstheoreme, 120
- adjacent channel rejection, 41
- Administration, 38
- Administrationsaufwand, 15
- Administratorrechte, 16
- Adressen
 - Bereitstellung, 33
- ADSL, 36
- ähnlich
 - geometrisch, 208
- Aktivität
 - Messung der, 45
- Aliasing-Fehler, 98
- Aluminium, 238, 244, 251
- AM, 64
- AM-PM-Konversion, 151, 172
- AM/PM-Konversion, 170
- AMD, 270
- Amplitude, 64, 82, 89, 95, 98, 226
 - einheitliche, 170
 - Messung der, 65
 - momentane, 186
 - niedrige, 116
 - Reduktion der, 224
 - reduzierte, 120
- Amplitude
 - endgültige, 183
- amplitude-shift-keying, 65
- Amplitudenbalance, 153
- Amplitudendifferenz, 151
- Amplitudenfehler, 120, 144, 154, 157, 158, 170
 - Auswirkung eines, 146
- Amplitudengang, 154, 157
- Amplitudengleichheit, 151, 197
- Amplitudenmessung, 214
- Amplitudenmessungen, 100
- Amplitudenmodulation, 64
- Amplitudenrauschen

- des Oszillators, 148
- Amplitudenregelkreis, 183
- Amplitudenregelung, 207, 214
- Amplitudenregelungen, 100
- Amplitudenverhältnis, 147
- Amplitudenwerte
 - diskrete, 65
- analog, 146, 155
- Analog-Digital-Konverter, 77
- Analogschaltungen, 73
- Analysegeräte, 100
- Anfangsknoten, 266
- Anhebung, 220
- Ankopplung
 - direkte, 175
- Annahme
 - vereinfachende, 245
- Anordnung
 - klassische, 117
- Anpassung, 17, 73, 100, 136
 - eingangsseitige, 175
- Anregung, 127
 - differentielle, 107
 - Messungen mit verschiedenartiger, 260
 - monofrequente, 260
- Anregungsprofil, 279
- Anschluß
 - innerer, 199
 - vorübergehender, 15
- Anschlüsse
 - äußere, 109, 197
 - heiße, 199
- Anschwingen, 195, 214
 - Sicherstellung, 196
- anschwingen, 183
- Ansteuerung
 - differentielle, 258
- Anstiegszeit, 55
- anstoßen, 183
- Anteil
 - resistiver, 210
- Antenne, 29, 70, 73, 81, 229
 - virtuelle, 280
- Antennen, 227
- Antennenabmessungen
 - handliche, 81
- Antennengewinn, 31
- Antennensignal, 73, 178
- Antennenwirkung, 96
- Antwortzeiten, 48
- Anwender, 31
- Anwendung, 33
- Anwendungsbeispiele, 9
- Anwendungsprozesse, 33
- Anwendungsschicht, 32
- Anzapfung, 279
 - Position der, 278
- Anzapfungen, 264
- AP, 12, 28
- application layer, 33
- Arbeitsfrequenz, 241
- Arbeitsplatzcomputer, 15
- Arbeitsplatzrechner, 15
- Arbeitspunkt, 98
 - Einstellung des, 82
- Arbeitspunkt
 - Abhängigkeit des, 121
 - periodisch ändernder, 99
- Arbeitspunkteinstellung, 133, 134
- Arbeitspunktstabilisierung, 176

- Architektur, 172
 - stromgefaltete, 173
- Architekturen, 61
 - klassische, 78
- Asbest, 15
- ASITIC, 208, 261
- ASK, 65
- Assoziationen
 - Aufbau und Lösen, 33
- Asymmetrie, 204
- Asymmetrien, 165, 207
- asymmetrisch, 199, 224
- ATM, 27, 28
- Atmosphäre, 29
- Atmosphärische Störungen, 65
- ätzen
 - galvanisches, 254
- Ätzung, 254
- Audioübertragung, 48
- Aufbau
 - differentieller, 83, 178
- Aufbautechnik, 101, 102
- Aufladestrom, 191
- Auflösebandbreite, 98, 186
- Auflösung
 - feine, 186
 - numerische, 271
- Aufteilung
 - der Substratkapazität, 260
- Aufwand
 - technologischer, 21
- Aufwärtsmischer, 59, 98, 109, 116, 130, 155, 297
 - stromgefalteter, 165
- Aufwärtsmischung, 76, 173
- Ausbeute, 62, 151
- Ausbreitung, 72
- Ausbreitungswege, 124
- Ausdehnung
 - laterale, 135
 - radiale, 246
- Ausfallsicherheit, 48
- Ausgang, 116, 117, 130
 - Belastung des, 152
 - hohe Grenzfrequenz des, 117
- Ausgangsamplitude, 105, 207
 - gemessene, 216
 - maximale, 157
 - Stabilisierung der, 207
- Ausgangsamplituden
 - kleine, 205
- Ausgangsbuffer, 106, 230
 - linearer, 104, 216
- Ausgangsimpedanz, 109, 161
 - endliche, 112
 - niedrigere, 161
- Ausgangskapazität, 130
- Ausgangskennlinienfeld
 - dynamisch gemessenes, 23
- Ausgangsleistung, 54, 95, 297
- Ausgangspad, 111
- Ausgangspegel, 136
- Ausgangssignal, 73, 84, 97, 102, 138, 196
 - des Schleifenfilters, 184
 - differentielles, 91, 197
 - maximales, 95
 - schmalbandiges, 130
- Ausgangsspannung, 82, 88, 118, 230
 - kleinere, 101
- Ausgangsspektrum, 91, 129, 140, 185, 187, 211

- Eckfrequenz im, 211
- gemessenes, 211
- oberwellenhaltiges, 89
- Ausgangsstrom, 101, 193
- Ausgangsströme, 165
- Ausgangsstroms, 88
- Ausgangsstufe, 109
- Ausgangstreiber, 209, 216
 - linearer, 143
- Ausgangswiderstand, 121, 161
 - Bestimmung des, 162
 - Frequenzgang des, 162
- Ausgangswiderstand
 - höherer, 163
- Ausgleichsstrom, 239
- Ausgleichsströme, 227
- Ausgleichsstücke, 121, 155
- Ausgleichsvorgänge, 100
- Auskopplung, 156
 - kapazitive, 106
- Auslöschung, 107, 154
 - des LO-Signals, 124
 - durch Interferenz, 29
 - völlige, 145
- Ausschuß, 62, 182
- Außenbereich, 12
- Außenbereiche, 17
- Außendurchmesser, 258
- Außenhaut, 251
- Aussetzer, 48
- Aussparung
 - geätzte, 255
- Aussteuerbereich
 - erhöhter, 130
- Aussteuerung
 - geringe, 101
 - kleine, 88
- Authentifizierung, 48
- Back-Gate-Steuerung, 234
- back-off, 36, 54
- Backbone, 12, 17
- Balance, 91
- Balanced-Unbalanced, 119
- balanciert, 198
- Ball-Bond, 239
- Balun, 73, 119, 143, 170
- Bandbreite, 3, 18, 28, 48, 64, 95–98, 116, 119,
132, 143, 185, 186, 231, 238
 - des Senders, 18
 - hohe, 105
 - relative, 20
- Bandbreiteneffizienz, 63, 64, 73
- Bandbreitenproblem, 95, 130
- Bandbreitenprobleme, 76
- Bänder
 - beide, 184
- Bandgap-Schaltung, 162
- Bandpaß, 75, 189
- Bandpaßfilter, 51, 76
- Bandpaßfilterung, 75
- Bandsperre, 153, 189
- Basen, 208
- Basis-Emitter-Spannung, 137
- Basis-Kollektor-Diode, 111
- Basis-Kollektor-Dioden, 208
- Basis-Kollektor-Kapazität, 120, 124, 161, 175,
177, 207
- Basisbahnwiderstand, 23, 24, 117, 177
 - niedriger, 178

- ohmscher, 177
- Basisband, 61, 69, 76, 140, 181
- Basisband-Eingänge, 156
- Basisbandfrequenz
 - niedrige, 117
- Basisbandleistung, 130
 - Variation der, 130
- Basisbandschaltung, 36
- Basisbandsignal, 84, 89, 100, 116, 118, 121, 145, 155
 - Harmonische des, 84
- Basisbandsignale, 73
- Basisbandstrom, 85
- Basisbandteil, 78
- Basisbandverstärker, 76, 129, 133, 161, 165
- Basisbandverstärkung, 117
- Basislaufzeit, 125
- Basismaterial, 20
- Basisschaltung, 136
- Basisstrom, 156, 177, 207
- Batterie, 62
- Batteriebetrieb, 21, 62
- Batterielebensdauer, 61, 95, 187
- batterietauglich, 128
- batterietaugliche Betriebsspannung, 61
- baud, 1
- Bauelement, 170, 259
 - Verhalten des, 263
- Bauelement-Kapazitäten
 - parasitäre, 111
- Bauelement-Paare, 113
- Bauelement-Parameter
 - Streuung von, 152
- Bauelement-Parasiten, 148
- Bauelement-Toleranzen, 62, 121, 161, 195
- Bauelemente, 222
 - aktive, 20, 84
 - externe, 76, 181
 - konzentrierte, 259
 - kritische, 221
 - mit nichtlinearer Kennlinie, 81
 - nichtlineare, 82
 - passive, 20
 - Rauschen der aktiven, 205
 - rauschende, 222
 - rheolineare, 84
- Bauelementgröße, 182
- Bauelementgüte, 190
- Bauelementkennlinie, 82
- Bauelementpaare, 73, 152
- Bauelementparameter, 88
 - Modulierbarkeit von, 84
 - Streuung der, 148
- Bauelementtoleranz, 222
- Bauelementwerte
 - konstante, 260
- BC-Diode, 208
- BC-Dioden, 206
- BCB, 253
- BE-Diode, 208, 224
- BE-Dioden, 206
- BE-Kapazitätskoeffizient, 24
- BE-Spannung, 161
- BE-Sperrschichtkapazität, 213
- BE-Strecke, 118
 - zweite, 163
- BE-Varaktordiode, 214
- Beeinflussung
 - erhebliche, 226
 - gegenseitige, 63

Begrenzer, [140](#), [144](#), [170](#), [171](#)

 Betriebsstrom des, [124](#)

 nachgeschalteter, [151](#)

Begrenzererfunktion, [148](#)

Begrenzerverstärker, [89](#)

begrenzt, [196](#)

Begrenzung, [193](#)

 einsetzende, [195](#)

Begrenzung

 innewährende, [144](#)

Belag

 kapazitiver, [242](#)

Belastung

 kapazitive, [162](#)

 starke kapazitive, [155](#)

Benutzer, [67](#)

 verschiedene, [81](#)

Benutzerdichte, [16](#), [17](#)

Benutzung

 gemeinsame, [69](#)

BER, [30](#), [49](#)

Bereiche, [186](#)

Berührung, [232](#)

Beschreibung

 geometrische, [208](#)

 graphische, [277](#)

Bestandteil

 frequenzbestimmender, [224](#)

Betrag

 idealer, [120](#)

Betrag

 zu groß, [195](#)

Betragsverlauf, [150](#)

Betragsverlauf

 der Güte, [190](#)

Betrieb

 differentieller, [247](#)

 drahtloser, [62](#)

 geregelter, [217](#)

 leistungsarmer, [38](#)

 symmetrischer, [197](#), [250](#)

Betrieb

 störungsarmer, [38](#)

Betriebsart, [273](#)

Betriebsart

 Einfluß der, [246](#)

Betriebsfrequenz, [20](#), [67](#), [237](#), [248](#), [278](#)

Betriebsspannung, [99](#), [121](#), [144](#), [213](#), [229](#), [231](#)

 2,7 V, [212](#)

 fallende, [212](#)

 negative, [102](#), [253](#)

 niedrige, [62](#), [173](#), [205](#)

 Reduktion, [21](#)

 unter 3 V, [117](#)

 zunehmende, [212](#)

Betriebsspannung

 Änderung der, [149](#)

 Abhängigkeit von der, [121](#)

 Frequenz über der, [217](#)

 Störungen auf der, [102](#)

Betriebsspannungen, [115](#)

 negativer, [115](#)

 verschiedene, [212](#)

Betriebsspannungsabhängigkeit, [184](#), [192](#), [212](#),
[217](#)

Betriebsspannungsbereich

 gesamter, [207](#)

Betriebsspannungsgrenzen, [96](#)

Betriebsspannungsreserve, [133](#)

Betriebsspannungsschwankungen, [195](#)

- Betriebsspannungssensitivität, 128, 162, 192, 196
- Betriebsspannungsunabhängigkeit, 121
- Betriebsspannungsunterdrückung, 161
- Betriebsspannungszufuhr, 110, 114
- Betriebsstrom, 95, 122, 144, 149, 176, 212, 214
- Betriebsstrom
- Änderung des, 214
- Bezugsgröße, 297
- Bezugspunkt, 113
- gemeinsamer, 152
 - zeitlicher, 186
- BFSK, 65
- Bias-Tee, 102, 119
- Frequenzgang, 102
- Biaswiderstände, 207
- BiCMOS-Technologie, 121, 169, 173
- Bildfehler, 48
- Bildpunkte, 10
- Bildschirmgröße, 1
- Bipolar-Differenzverstärker, 117
- Bipolar-Emitterfolger, 88
- Bipolar-Technologie, 190
- Bipolartechnologie, 173
- Bipolartransistor, 177
- Bipolartransistoren, 89
- schnelle, 23
- Bit, 10, 18
- Bitfehlerrate, 30, 45, 48
- Bitübertragungsschicht, 33, 37
- BJT, 88
- Blechgehäuse, 158
- Blindanteil
- optimaler, 177
- Blindwiderstand, 241
- Blitze, 65
- Block-Kondensator, 110, 112, 220, 227
- Block-Kondensatoren, 111, 114, 115
- Blocker, 51
- blocking level, 41
- Blockkondensatoren, 231
- Bluetooth, 5, 14, 15
- BMBF, 22, 409
- Bogenmaß, 189
- Boltzmannkonstante, 28, 187
- Bonddraht, 114, 238
- Bonddraht
- Eigeninduktivität, 239
- Bonddrähte, 103, 110–113, 162, 170
- benachbarte, 110, 267
 - kurze, 240
 - nebeneinanderliegende, 239
 - parallelgeschaltete, 114
- Bonddrahtes
- Form des, 240
- Bonden, 232
- manuelles, 240
- Bondinduktivität, 175, 199
- Bonding-Verfahren, 240
- Bondpad, 68, 73, 199
- Bondpads, 102, 110, 143, 162, 165, 178
- Bondpads
- signalführende, 111, 113
- Bondrafter, 103
- Bonds
- parallelgeschaltete, 112
- Bondverbindung, 240
- Bondvorrichtung, 239
- BPSK, 50
- Breitband-Ausgangsbuffer

- linearer, 105
- breitbandig, 119, 146, 264
- Breitbandigkeit, 121, 143, 147, 173
- Breitbandnetze, 20
- Breite
 - Segmente unterschiedlicher, 280
- Bridge, 12
- Brummschleife, 231
- BT, 34
- Buffer, 104, 106, 216
- Buffer
 - Verstärkung des, 143
- Bürogebäude, 6
- Bussysteme, 62
- Bypass, 50
- Byte, 10

- Cadence, 107, 280
- carrier, 42
- Carrier Sense Multiple Access, 44
- CB, 4
- CB-Funk, 4
- CD-Qualität, 10
- CDMA, 16
- CE-Durchbruchspannung, 25
- CE-Strecke, 118
- center-tapped inductor, 248
- Charakter
 - physikalischer, 275
 - verteilter, 259, 264
- Charakterisierung, 100
- Charakterisierung
 - meßtechnische, 100
- Charakteristik
 - gleiche, 192
- Chip, 70, 100, 102, 104, 149, 170, 178, 227, 239
 - Umgebung des, 107
 - Zuleitung zum, 73
- Chip-Layout, 107
- Chipfläche, 110, 114, 135, 143, 222
 - benötigte, 69, 114
- Chipgröße, 111
- Chiplayout, 122
- Chipnähe, 118
- Clapp, 197
- Class-AB-Eingangsstufe, 136
- CLCC, 232
- CMOS, 62, 122, 133, 193
- CMOS-Prozeß, 24
- CMOS-Ringoszillator, 193
- CMOS-Schaltungen
 - digitale, 115
- CMOS-Substrate, 246
- CMOS-Technologie, 133, 173, 280
 - bestehende, 23
- CNR, 186
- Collision Detection, 44
- Colpitts, 197
- common-centroid-layout, 115, 216
- Computers
 - anderer, 33
- Computersystem, 62
- constant envelope, 65
- CSMA/CD, 44, 45
- CTI, 248
- Current-Folded-Mixer, 117

- DAB, 36
- DAC, 66
- Dämpfung, 29, 44, 113, 114, 116, 157, 197

- variable, 65
- Dämpfungsglied, 114
- Dämpfungsglieder, 102, 119, 127
- Dämpfungsreserve, 31
- Darstellungsschicht, 33
- data link layer, 33
- Dateitransfer, 48
- Daten
 - Fragmente, 16
 - Vorhaltung, 17
- Daten
 - Übertragung, 1
- Datenaufkommen, 17
- Datenaustausch
 - Synchronisation, 33
- Datendienste, 3
- Datendurchsatz pro Nutzer, 44
- Datenkompression, 33
- Datenpaket
 - weiterleiten, 12
- Datenpakete
 - fehlerhaft empfangene, 42
- Datenrate, 1, 2, 10, 57, 63
 - des Systems, 29
 - festgelegte, 18
 - hohe, 63
 - niedrige, 34
 - nutzbare, 13
- Datenrate
 - benötigte, 19
 - Erhöhung, 3
- Datensignal, 69, 73, 75, 81, 117
 - moduliertes, 116
- Datenströme, 66
- Datenstrukturen
 - Anpassung von, 33
- Datentransfer
 - asynchron, 5
 - synchron, 5
- Datentransport
 - transparenter, 33
- Datenübertragung
 - hochbitratige, 183
- dBc, 55
- dBm, 297
- DC-Ausgangswiderstand, 163
- DC-Betriebsspannungsabhängigkeit, 163
- DC-Betriebsstrom, 199
- DC-Induktivität
 - Messungen der, 259
- DC-Komponente, 75, 82
- DC-Kurzschluß, 152
- DC-Pegel, 102, 118, 215
- DC-Pfad, 102, 106, 119, 127, 206
- DC-Signale, 232
- DC-Spannungsabfall, 175
- DC-Strom, 96
 - Ableitung des, 119
- DC-Widerstand, 258, 259, 263
- deaktiviert, 215
- Deckoxid, 217, 241, 258
- DECT, 20
- deep trenches, 253
- Degenerationswiderstand, 117, 121
- Degenerationswiderstände, 95, 121
 - große, 114
- degenerieren, 176
- Dekade, 120, 260
- Demodulation, 65, 77, 78
 - fehlerfreie, 65

- Design
 - differentielles, 72, 182
- Design-Risiko, 130
- Design-Werkzeuge, 79
- Designablauf, 78
- Designparameter, 63
- Designregeln, 244
- Designrichtlinien, 217
- Detektierbarkeit, 64
- dezentral, 44
- Dezibel, 297
- Dezibel-Maß, 92
- DFT, 97
- Dialogsteuerung, 33
- Dialogsysteme, 48
- Dielektrikum, 102, 107
- Dielektrizitätskonstante, 253
 - Einstellung der, 102
 - von Si, 21
- Dienste
 - simultane, 34
- differentiell, 110, 260
- Differenz der Übertragungswege, 35
- Differenzfrequenz, 223
- Differenzfrequenzen
 - sehr kleine, 223
- Differenzsignal, 143, 215
- Differenzverstärker, 138, 161, 215, 221
 - begrenzende, 171
 - begrenzender, 154
 - bipolarer, 93
 - gegengekoppelter, 95
 - kreuzgekoppelter, 195
 - nachgeschalteter, 196, 199
- Diffusionskapazität, 125, 215
- Diffusionskapazitäten, 212
- Diffusionsspannung, 190
- Digital-Analog-Interface, 65
- Digital-Analog-Wandler, 66
- Dimensionen, 106
- Dimensionierung
 - Freiheitsgrade in der, 121
 - ungeeignete, 155
- Diode, 82
 - ideale, 82
- Dioden, 192, 214
- Dioden-Ringmischer, 84
- Diodenmischer, 84
- Direktkonversion, 173
- Direktkonverter, 69, 73, 116, 117, 227
- Distanz, 29, 107
 - zum Sender, 29
- DNS, 2
- DNS-Server, 2
- Dokumente
 - Abgleich, 5
- doppellogarithmisch, 92
- dotiert
 - stark, 113
- Downlink, 68
- DQPSK, 30
- Draht
 - parallel verlaufend, 239
- Drahtdurchmesser
 - optimaler, 239
- Drahtlänge, 110, 242
- drahtloses Ethernet, 43
- Drahtquerschnitt, 243
- Drahtquerschnittsfläche, 242
- Drahtwiderstand, 242

- Drain-Source-Spannung, 86, 87
- Drehrichtung, 152
- Drifteffekt, 184
- Drifttransistoren, 168
- DSB, 74
- DSL-Technik, 36
- DSP, 77, 78, 146
- DSSS, 31, 42
- Duplexer, 70
- Durchbruchsbereich, 21
- Durchbruchspannung, 23
 - Kollektor-Emitter, 21
- Durchkontaktierung, 244, 253
- Durchkontaktierungen
 - stapelbare, 115
- Durchmesser, 110, 238, 239, 258, 278
- Durchsatz, 48
- Durchsatz
 - und Paketlänge, 46
- durchschnittliche Paketlänge, 45
- Durchsprechen, 124
- Durchsprechen
 - störendes, 86
- Durchsprechmessung, 123
- DUT, 231
- Dynamikbereich, 50, 63, 67, 73, 90
- e-Funktion, 82
- Earlyspannung, 25
- Eckfrequenz, 211
- eddy current, 255
- EDGE, 3
- Effekte
 - induktive, 124
 - lokale, 274
 - nichtlineare, 263
 - thermische, 23
 - Vermeidung nicht simulierbarer, 128
- effektive Übertragungskapazität, 45
- Effektivspannungen, 223
- Effektivwert, 225
- Effizienz
 - spektrale, 66
- Eigenfrequenz, 100, 220
- Eigeninduktivität, 109, 276
 - Verknüpfung zwischen Gegen- und, 275
- Eigenkapazität, 246
 - der Spule, 201
- Eigenresonanz, 175, 176, 258
 - Leitung bei, 241
- Eigenresonanzfrequenz, 190, 198, 209, 238, 240, 244, 247, 248, 250, 258, 259, 263
 - niedrige, 175
 - reduzierte, 197
- Eigenschaften
 - gemessene, 210
 - simulierte, 210
- Ein-Chip-Sendeempfänger, 78
- Einbrüche, 93
- Eindringtiefe, 251
- Einflüsse
 - induktive, 113
 - störende, 107
- Eingang, 116, 178
 - DC-Komponenten am, 119
- Eingänge
 - Vertauschen der, 193
- Eingangs-Abschlußwiderstände, 112
- Eingangs-Emitterfolger, 171
- Eingangsamplitude, 89

- wachsende, 95
- Eingangsempfindlichkeit, 49, 63, 182, 187
- Eingangsfehler
 - Maß des, 172
- Eingangsimpedanz, 263
 - Abweichung der, 138
 - hohe, 297
 - reelle, 175
- Eingangskapazität, 177
- Eingangsleistung, 38, 49, 51, 67, 95, 297
 - maximal auftretende, 51
- Eingangspegel, 106
- Eingangsquelle, 136
- Eingangsrauschspannungsquelle, 177
- Eingangsrauschstromquelle, 177
- Eingangssignal, 170, 175, 215
 - differentielles, 112
 - effektives, 120
 - ideales, 154
 - Phasenfehler im, 170
- Eingangssignal
 - Größenordnung des, 121
- Eingangssignale
 - nichtideale, 155
 - Oberwellen der, 168
- Eingangsspannung, 193
- Eingangsspannungen
 - kleine, 111
- Eingangsspannungsbereich, 97
- Eingangsstufe, 116
 - schmalbandige, 133
- Eingangswiderstand, 140
- eingeschwungen
 - vollständig, 220
- Eingriffe
 - äußere, 212
- Einhüllende
 - konstante, 66
- Einkopplungen, 73
 - kapazitive, 113
- Einpoligkeit, 121
- Einrasten, 224
- Einschalten, 195
- Einschwingvorgänge, 98
- Einschwingzeit, 19
- Einschwingzeiten
 - große, 220
- Einseitenband-Mischer, 144
- Einseitenbandmischung, 221
- Einstiegskosten, 6
- Einstrahlung, 73
- Einzelader, 231
- EIRP, 37
- EIRPEP, 40
- Eisen, 73
- elektrische Störungen, 63
- Elektroden
 - Raum zwischen den, 280
- elektronische Komponenten, 20
- Elemente
 - Extraktion parasitärer, 121
 - parasitäre, 107, 149
 - zylinderförmige, 246
- Email, 48
- Emissionen, 54
- Emitter, 114
- Emitter-Fläche, 176
- Emitter-Flächenverhältnis, 106
- Emitterdegeneration, 161
- Emitterfläche, 25, 137

- Vergößerung der, 177
- Emitterflächen, 106
- Emitterfolger, 88, 101, 102, 104, 109, 118, 121, 129, 204, 297
 - gekoppelte, 215
 - treibende, 117, 155
- Emitterfolgerpaar, 119, 230
- Emitterfolgerstromquellen, 161
- Emitterknoten
 - Potential am, 215
- Emittersignal, 215
- Emitterwiderstände
 - separate, 118
- Empfang
 - quittieren, 45
- Empfänger, 61, 70, 181, 182
- Empfängerklasse, 38
- Empfängerklassen, 37
- Empfängerrauschzahl, 49
- Empfängerseite, 65
- Empfangsbestätigung, 45
- Empfangsbetrieb, 68
- Empfangsdaten, 16
- Empfangsfeldstärke, 17
- Empfangsleistung, 45
- Empfangssignal
 - Pegelmessung, 38
- Empfindlichkeit, 38, 161, 213
 - Herabsetzung der, 68
- Empfindlichkeit
 - des Empfängers, 30
 - große, 182
- Enden
 - heiße, 199
- Endgerät, 1
- Endknoten, 266
- Endprodukt, 147
- Endwert, 186
- Energie, 89, 96, 98, 135
 - gespeicherte, 190, 194
- Energie
 - zur Übertragung, 29
- Energie pro Bit, 30
- Energiebedarfs, 70
- Energieeffizienz, 64
- Energiefluß, 70
- Energiespar-Effekt, 17
- Energiespeicher
 - unabhängige, 194
- Energieverbrauch, 45
- Engpaß, 13
- Entfernung
 - zum Kondensator, 112
- entkoppelt
 - kapazitiv, 143
- Entkopplung, 153, 204, 230
 - bei hohen Frequenzen, 176
 - kapazitive, 102
- Entladestrom, 191
- Entscheidung
 - eindeutige, 65
- Entwicklungsschwerpunkte
 - Verschiebung, 20
- Entwurfsablauf, 107
- Entwurfsumgebungen, 107
- Entwurfszeit, 187
- Entwurfszeitpunkt, 242
- Erde, 230
- erdpotentialfrei, 230
- Erdschleifen, 229

- Erdung
 einseitige, 273
Ergänzungsnetzwerk, 12
Ergebnis
 identisches, 273
Ersatz-Koppelemente, 279
Ersatz-Varaktoren, 207
Ersatzschaltbild, 204, 237
 Elemente des, 246
ESD, 230
Ethernet, 6, 12, 13, 27, 28, 45
ETSI, 37
Europa, 34
Exemplarstreuungen, 184
Extractor, 278
Extraktion, 97
 aufwendige, 263
Extrapolation, 57, 127

Fairness, 48
Fall
 statischer, 23
Faltungsoperation, 99
FastHenry, 268
Fehlanpassung, 262
Fehlerbehandlung, 33
Fehlererkennung, 33
Fehlerkorrektur, 64
Fehlerkorrekturmechanismus, 30
Fehlerquelle, 181
Fehlerrate, 44
Feld
 elektrisches, 252, 280
 magnetisches, 280
Feldbild, 280

Felder
 elektrische, 210
Feldlinien, 72, 213
Feldstärke, 280
 Abnahme, 29
Fernfeldnäherung, 107
Ferritkerne, 231
ferromagnetisch, 73
Fertigung
 preiswerte, 23
 schnelle, 20
Fertigung
 präzise, 238
Fertigungsmaßnahmen
 spezifische, 238
Fertigungstechnologie, 253
Feststation, 12
FFT, 36, 97–99, 143
FHSS, 42
Figure of Merit, 233
Filament, 266
Filamentabstand, 267
Filamente, 275, 279
 Feld von, 271
 Kopplung der, 274
 Querschnittsabmessungen der, 266
 zusammenliegende, 267
Filamente
 Eigeninduktivität der, 267
Filamentpaare, 270
Filter, 76, 84, 144, 150, 181, 184, 186, 189, 220, 221
 abstimbare, 20
 externe, 169
 nachgeschaltetes, 222

- schmalbandige, 145
- Filter
 - Güte des, 184
 - höherer Ordnung, 116
 - hoher Güte, 117
- Filterkondensator, 215
- Filterkondensatoren, 143
- Filtern
 - Einschwingzeit von, 186
- Filterproblem, 132
- Filtersignal
 - rauschfreies, 185
- Filterspannung
 - Konvertierung der, 220
- Filterung, 64, 65, 89
 - auf dem Chip, 139
- Filterwirkung, 200
- Finite-Elemente-Simulation, 268
- Finite-Elemente-Simulationen, 246
- Finite-Elemente-Simulator, 103, 268
- Finite-Elemente-Simulatoren, 263
- Finite-Elemente-Verfahren
 - Modellgewinnung durch, 263
- Firewire, 28
- Fitten, 246, 260, 262, 263
- Fläche, 215
 - eingeschlossene, 244, 251
 - minimale, 122
 - umschlossene, 199, 242
- Flächenbedarf, 198, 199
 - geringer, 150
- Flächensparnis, 183
- Flächenkapazität, 246
- Flächenstrom
 - homogener, 242
- Flächenverbrauch, 182
 - großer, 150
- Flächenverhältnisse, 137
- Flachspule, 199
- Flanken
 - steile, 137
- Flankensteilheit
 - niedrige, 116
- Flexibilität, 15, 32, 62
- Floorplanning, 70
- Fluktuation
 - der Mittenfrequenz, 186
- Flußbereich, 82
- Flußpolung, 111
- FM, 64
- FOM, 233
- Forderung
 - gegensätzliche, 190
- Forderungen
 - entgegengesätzliche, 182
 - gegensätzliche, 181
- Form
 - symmetrische, 66
 - zylindrische, 155
- Formel
 - empirische, 245
 - geschlossene, 242, 251
- Formeln
 - empirische, 245
 - geschlossene, 264
- Fortbewegung
 - des Nutzers, 44
- forwarding, 12, 44
- Fourierkoeffizient, 89
- Fourierkomponenten, 89, 154

- Fourierzerlegung, 89
- Freiheitsgrad, 204
- Frequency Hopping, 16
- frequency shift keying, 65
- Frequenz, 81, 183, 185, 193, 246
 - des Oszillators, 223
 - diskrete, 170
 - doppelte, 148
 - dynamische Zuweisung, 48
 - Knappheit, 16
 - unterschiedliche, 201
 - Vorzeichen der, 152
 - zunehmende, 107
- Frequenz
 - benötigte, 183
 - gewünschte, 184
 - ursprüngliche, 186
- frequenzabhängig, 246
- Frequenzabhängigkeit, 125, 195, 238, 265
- Frequenzachse, 140
- Frequenzänderung, 192
- Frequenzanteile, 97
- Frequenzauflösung, 98, 186
- Frequenzband, 64, 68
 - lizenzfrei, 5
 - oberes, 184
 - schmales, 153
 - unteres, 184
- Frequenzband
 - höheres, 20
- Frequenzbänder, 3, 81
 - lizenzpflichtige, 13
- Frequenzbeeinflussung
 - über das Substrat, 224
- Frequenzbereich, 16, 81, 98, 170, 258, 260, 273
 - anderer, 260
 - begrenzter, 260
 - enger, 260
 - oberer, 102
 - schmaler, 237
- Frequenzbereich
 - größerer, 260
 - meßbarer, 220
- Frequenzdifferenz, 224, 225
 - zunehmende, 223
- Frequenzdifferenz
 - größere, 226
- Frequenzdifferenzen, 97
- Frequenzduplex, 68
- Frequenzen, 69
 - benachbarte, 183
 - diskrete, 97
 - hohe, 96, 100, 104, 197, 247
 - niedrige, 96
 - unterschiedliche, 114
- Frequenzen
 - höhere, 114, 257
- Frequenzgang, 143, 152, 156, 195, 209
- Frequenzgangkompensation, 121
- Frequenzgangs
 - Feineinstellung des, 162
- Frequenzgrenze
 - obere, 97
- Frequenzhub, 17, 34
- Frequenzinstabilität, 185
- Frequenzkombination, 117
- Frequenzkomponenten, 94
 - Anzahl von, 143
 - zwei, 156
- Frequenzkonstanz

- hohe, 182
- Frequenzmodulation, 64, 231
- frequenzmoduliert
 - sinusförmig, 224
- Frequenznormal, 183
- Frequenznormale
 - justierte, 183
- Frequenzoffset, 65
- Frequenzplan, 97
- Frequenzsprünge, 65
- Frequenzsprungverfahren, 16, 34, 68, 183
- Frequenzstabilität, 183, 193
- Frequenzteiler, 148
- Frequenzumsetzung, 61
- Frequenzvergleich, 65
- Frequenzwechseln, 207
- Fringing-Kapazität, 246
- FSK, 34, 65
- FTP, 9, 48
- Full-Duplex, 5
- Funkbereiche
 - gängige, 14
- Funkkanal, 64
- Funknetz, 12, 16
- Funknetzwerke, 62
- Funkraum, 81
- Funkreichweite, 44
- Funksysteme, 62, 192
- Funktion
 - C-, 277
- Funktionsblöcke
 - Trennung verschiedener, 143
- Funktionsprinzip, 171
- Funkübertragung, 29
- Funkübertragungen, 67
- Funkübertragungssystem, 183
- Funkzelle, 5, 28, 35
- Funkzellen, 17
- GaAs, 22, 62, 179, 240, 244
- Galliumarsenid, 62
- galvanische Zelle, 62
- Garantie
 - einer Fehlerrate, 48
 - von Bandbreite, 48
 - von Latenzzeit, 48
- Gateway, 12
- Gauss-Filter, 65
- geerdet
 - einseitig, 197, 246
- gefiltert
 - mehrfach, 215
- Gegenfeld, 256
- Gegeninduktivität, 109, 226, 239, 246, 251
 - Überschätzung der, 269
 - Bestimmung der, 268
 - Unterschätzung der, 270
- Gegeninduktivitäten, 225
 - direkte Berechnung von, 271
- Gegenkopplungswiderstand, 104
- Gegenrichtung, 251, 276
- Gegenspannungen, 251
- Gegenstrom, 251
- Gegentakt-Störsignal, 112
- Gegentaktanregung, 273, 278
- Gegentaktsignal, 156, 199, 224
- Gegentaktsignale, 172
- Gegentaktstörung, 225
- Gegentaktstörungen, 113
- Gehäuse, 198, 227, 229, 280

- Generator, 157
- Generatoradmittanz, 177
- Generatorausgang, 156
- Generatorwiderstand, 177
 - optimaler, 177
- geometric mean distance, 267
- Geometrie, 208
- Gerät
 - batteriebetrieben, 12
- Geräte
 - batteriebetriebene, 181, 213
 - Integration, 15
- Gerätegehäuse, 227
- Gesamtenergiebedarf, 45
- Gesamtfehler, 120
- Gesamtfläche
 - kleinere, 199
- Gesamtinduktivität, 198, 252
 - Fehler in der, 271
- Gesamtkapazität, 4
 - Steigerung, 17
- Gesamtmodell, 208
- Gesamtschaltung
 - robuste, 182
- Gesamtschaltung
 - Dämpfung der, 154
- Gesamtstrom, 251
- geschlossener Raum, 29
- Geschwindigkeit, 57
- Gesprächsgebühren, 14
- Gewicht
 - zusätzliches, 181
- Gewinnspanne, 62
- GHz-Bereich
 - unterer, 242
- Gilbertmischer, 133
- Gilbertzelle, 84, 91, 117, 168, 169, 173
- Glasträger, 254
- Glättungsdrossel, 232
- Gleichanteils, 73
- Gleichrichterausgang, 215
- Gleichrichtercharakter, 215
- Gleichrichterschaltung
 - mit Dioden, 214
- Gleichrichtung, 214
- Gleichspannung, 153
- Gleichstrom, 102, 199, 268
- Gleichstromgrößen, 278
- Gleichstromwiderstand
 - Vielfaches des, 246
- Gleichtakt, 260
- Gleichtaktamplitude
 - Entstehung einer, 120
- Gleichtaktanregung, 273, 278
- Gleichtaktsignale, 199
- Gleichtaktstörung, 72, 91, 222, 227
- Gleichtaktstörungen, 73, 113, 139, 197, 199
- Gleichtaktunterdrückung, 118, 122, 211, 224
 - gute, 197, 224
 - starke, 211
- Gleichungssystem, 98
 - lineares, 262
- GMD, 267, 268
- GMSK, 34, 65
- GND-Leitung, 114
- Gold, 238
- Gold-Metallisierung, 244
- GPRS, 3, 4, 20
- Graben
 - oxidgefüllter, 21

- Gradmaß, 190
- Greenhouse, 208, 270
- Grenzen
 - lithographische, 244
- Grenzfrequenz, 20, 77, 95, 116, 140, 156, 173, 175, 186, 251
 - Anpassung der, 151
 - Fehler der, 151
 - geringe, 116
 - gleiche, 150
 - niedrige, 186, 227
 - untere, 102
 - unterschiedliche, 152
 - Verstimmung der, 151
- Grenzwerte, 94
- Grid, 280
- Größe
 - physikalische, 246
- Grover, 208, 268
- grover, 225, 227, 237, 277
- Grundfrequenz, 97
- GSM, 1, 3, 10, 20, 68
- Gültigkeitsbereich, 268, 273
 - Ausdehnung des, 248
 - Näherungslösungen mit begrenztem, 268
- Gummel-Poon-Modell, 21, 23, 213
- Güte, 96, 130, 175, 198, 204, 237, 240, 248, 250, 258
 - Änderung der, 207
 - erzielbare, 76
 - Frequenz bei maximaler, 248
 - Frequenz der maximalen, 210, 238
 - höhere, 222
 - maximal erzielte, 204
 - maximale, 96, 238, 258
 - niedrige, 181
 - Optimierung der, 239
 - Punkt maximaler, 246
 - Resonatoren hoher, 181
 - schlechte, 201
 - schlechtere, 197
- Güteänderungen, 214
- Gütekorrektur, 207
- Gütemaximum, 217
- Güteminderung, 199
- Güteverlauf, 238
- gutmütig, 206
- Gyrator, 201, 204
 - Funktion des, 204
 - idealer, 201
 - perfekt symmetrischer, 204
- Gyratorschaltung
 - Realisierung einer, 204
- Gyratorwiderstand, 202, 204
- h-Parameter, 263
- H/1, 27
- H/2, 27, 77
- H/2-Kanal, 49
- H2GF, 34
- Halbduplexbetrieb, 70
- Halbleiter, 254
- Halbleitertechnologie, 20
- Handhabung, 217
- Handies, 68
- handover, 44
- handshaking, 33
- Handy, 1
- Hardwareentwicklung, 32
- Harmonic Balance, 99

- Harmonische, [140](#)
 - geradzahlige, [84](#)
- Hartley, [197](#)
- Hauptmaximum, [238](#)
- HBT, [7](#), [22](#), [23](#), [62](#), [179](#)
- Herstellung, [253](#)
- Herstellungskosten, [14](#)
- Herstellungstoleranzen, [183](#)
- Herstellungsverfahren, [240](#)
- Heterodynarchitektur, [76](#)
- Heterodynkonverter, [84](#)
- Heterodynprinzip, [74](#)
- Heterodyntransceiver, [76](#)
- HF-Bereich, [297](#)
- HF-Effekte, [273](#)
- HF-Komponenten
 - Filterung der, [215](#)
- HF-Leitungen, [103](#)
- HF-Steilheit, [123](#)
- HF-Substrat, [103](#)
- HF-Widerstand, [266](#)
- hidden terminals, [47](#)
- Hilfsnetz, [12](#)
- Hilfsspannung
 - externe, [147](#)
- HIPERACCESS, [27](#), [37](#)
- HIPERLAN, [6](#), [14](#), [18](#), [20](#), [27](#), [34](#), [57](#), [149](#)
- HIPERLAN-Band, [96](#), [133](#)
- HIPERLAN-Familie, [184](#)
- HIPERLAN-Oszillator, [190](#)
- HIPERLAN-Standard, [173](#), [185](#)
- HIPERLAN/1, [34](#), [42](#)
- HIPERLAN/2, [27](#), [35](#), [43](#), [48](#), [57](#), [78](#), [139](#), [184](#),
[187](#)
- HIPERLAN/2-Anforderungen, [205](#), [222](#)
- HIPERLAN/2-Band, [231](#)
- HIPERLAN/2-Kanal
 - Bandbreite eines, [224](#)
- HIPERLAN/2-Sendeempfänger, [222](#)
- HIPERLAN/2-Sender, [40](#)
- HIPERLAN/2-Signale, [121](#)
- HIPERLAN/2-Standard, [58](#)
- HIPERLAN/2-Zielwert, [192](#)
- HIPERLAN/3, [27](#)
- HIPERLAN/4, [27](#)
- HIPERLINK, [27](#), [37](#)
- hochbitratige Funkverbindungen, [37](#)
- Hochfrequenz-Effekte, [20](#)
- Hochfrequenzeffekt, [250](#)
- Hochfrequenzeffekte, [246](#), [259](#)
- Hochfrequenzkomponenten, [19](#)
- Hochfrequenzsubstrat, [102](#)
- hochohmig, [109](#), [227](#)
- Hochpaß, [150](#), [152](#)
- Homodyn-Architektur, [72](#)
- Homodynarchitektur, [76](#)
- Homodynkonverter, [69](#)
- Homodynkonverters, [84](#)
- Homodynkonzept, [76](#)
- Homodynprinzip, [69](#)
- Homodyntransceivers, [73](#)
- horizontal, [213](#)
- Host, [2](#)
- HSPICE, [107](#), [279](#)
- HTML, [1](#)
- Hub
 - maximal zulässiger, [190](#)
- Hübe, [96](#)
- Huth-Kühn, [197](#)
- Hybrid, [170](#)

- Hybridkoppler, 143
- Hysterese, 192
- Hysterese
 - Änderung der, 192
- I-Pfad, 161, 172
- I-Phase, 36
- I-Signal, 165
- I/O, 62
- IC, 20
- Ideal
 - theoretisches, 106
- IEEE 802.11, 31
- IEEE 802.11a, 27
- IEEE 1394, 28
- IEEE 802.11, 57
- IEEE 802.11a, 184
- IF, 74
- IHP, 23, 24, 109, 179, 409
- Imaginärteil, 258
- Impedanz, 102, 111, 130, 202
 - Betrag der, 258
 - transformierte, 203
- Impedanzen, 100
- Impedanztransformation, 297
- Implementierung, 176
- In-Phase, 144
- Induktionsgesetze, 255, 266
- Induktivität, 103, 110, 114, 130, 148, 190, 199,
204, 237, 242, 263, 264
 - äußere, 251
 - effektive, 114
 - Einfluß auf die, 240
 - Güte der, 113, 190
 - gewünschte, 261
 - gleiche, 258
 - halbe, 198
 - hohe, 175
 - innere, 251
 - parasitäre, 102
 - Reduktion der, 245, 256
 - separate, 276
 - Toleranz der, 240
 - Unsicherheit in der, 244
 - vergrößerte, 199
 - Werte der, 199
- Induktivitäten, 95
 - Berechnung von, 258
 - Einsatz von, 173
 - Parallelschaltung von verkoppelten, 271
 - partielle, 208, 245
 - umschlossene, 113
 - Verzicht auf, 78
- Induktivitätswert, 190, 243
- Information
 - Kodierung, 17
- Information
 - zu übertragende, 64
- Infrastruktur, 5, 15
- Injection Locking, 224, 226
- injection locking, 72
- Injektion, 114, 223
- Injektionsverstimmung, 72
- Innenraum
 - sinkender, 247
- Innenraum
 - großer, 256
 - vergrößern, 256
- Innenwiderstand, 137
 - endlicher, 72

- Insellösung, [13](#)
- instabil, [183](#), [220](#)
- Instabilität, [111](#), [135](#)
- Installationen, [13](#)
- Instrument
 - Masse des, [230](#)
- Instrumente
 - Gehäuse der, [230](#)
- Integration, [24](#), [70](#)
 - weitgehende, [78](#)
- Integrator, [184](#)
- integrierbar
 - monolithisch, [227](#)
- Integrierbarkeit, [61](#), [173](#)
- integriert, [215](#)
- Intercept-Punkt, [55](#)
- Interceptpunkt, [92](#)
- Interferenz, [29](#), [35](#), [38](#), [130](#)
- Interferenz
 - symbolabhängige, [66](#)
- Interferenzeffekt, [130](#)
- Interferenzeffekte, [70](#)
- Interferenzprobleme, [42](#)
- Intermodulationsprodukte, [124](#)
- Intermodulationspunkt, [68](#)
- Intermodulationsverzerrungen, [94](#)
- Internet, [1](#), [12](#), [17](#)
- Interoperabilität, [28](#), [37](#), [48](#)
 - zwischen Netzwerken, [32](#)
- Interpolation, [98](#)
 - harmonische, [97](#), [98](#)
- IP_3 , [92](#)
- IQ-Aufwärtsmischer, [165](#)
- IQ-Eingangssignal
 - amplitudenkorrektes, [172](#)
- IQ-Generator, [170](#)
- IQ-Mischer, [113](#), [144](#), [156](#), [168](#)
 - Teil des, [122](#)
- IQ-Signale, [155](#)
 - Korrektur der, [165](#)
- IQ-Signalerzeugung, [158](#)
- IQ-Signalpaar, [172](#)
- IRDA, [11](#), [12](#)
- ISM, [42](#)
- ISM-Band, [42](#)
- ISO, [32](#)
- ISO OSI-Referenzmodell, [32](#)
- Isolation, [68](#), [70](#), [78](#), [83](#), [94](#), [111](#), [125](#)
 - bessere, [129](#)
 - Sicherstellung der, [135](#)
 - von Transistoren, [21](#)
- Isolationen, [67](#)
- Isolationsprobleme, [149](#), [256](#)
- Japan, [34](#)
- JPEG, [10](#)
- Justage
 - einer Richtantenne, [31](#)
- justierbar, [215](#)
- Kabelschacht, [15](#)
- Kabelverlängerungen, [102](#)
- Kanal, [16](#), [29](#), [34](#), [73](#), [183](#)
- Kanal
 - gewünschter, [183](#)
- Kanalabstand, [18](#), [36](#)
- Kanalbandbreite, [63](#), [185](#)
- Kanäle, [63](#), [81](#)
 - Anzahl, [16](#)
 - mehrere, [184](#)
- Kanalkapazität, [28](#)

- Kanallängenmodulation, 86
- Kanalraster, 18, 35, 38, 317
- Kanalrauschen, 30
- Kanalstrom, 87
- Kanalzahl, 16, 20
- Kanalzahl
 - Erhöhung, 19
- Kantenlänge, 68
- Kapazität, 21, 204
 - angeschlossene, 249
 - angreifende, 121
 - Größe der, 102
 - große, 184
 - parasitäre, 96, 190
 - verstimmbare, Parallelschaltung einer, 190
- Kapazitäten, 139
 - Einfluß der, 124
 - externe, 162
 - große, 76, 209
 - integrierte, 151
 - Modellierung der, 266
 - negative, 261
 - nichtlineare, 101
 - parasitäre, 23, 95, 117, 192
 - Toleranzen der, 184
- Kapazitätssteigerung, 19
- Kapazitätswert, 111
 - erforderlicher, 204
- Kapazitätswuchs, 17
- kaskadierte LNA, 50
- Kaskadierung, 153
- Kaskode-Stufe, 175
- Kegel, 186
- Kenngößen, 48, 89, 237
- Kennlinie, 95
 - nichtlineare, 81
 - quadratische, 122
- Kennlinienfeld, 21
- Kennlinienform, 24
- Kennliniengleichung, 85, 86
 - kubische, 87
- Kennung
 - Zuweisung, 15
- Kennwerte
 - simulierte, 106
- Keramik-Chip-Carriern, 232
- Kern
 - magnetischer, 280
- Kette, 279
- Ketten, 278
- Kettenmatrix
 - resultierende, 202
- Klasse-1-Empfänger, 50
- Klasse-2-Empfänger, 50
- Kleinsignal-Rauschanalyse, 98
- Kleinsignalanalyse, 161
- Kleinsignalverhalten, 97, 161
 - Simulation des, 162
- Kleinstnetzwerk, 15
- Klemmen
 - äußere, 278
- Klemmenspannung, 190
- Klemmenverhalten, 263
- Knackser, 48
- Knoten
 - gemeinsamer, 197
- Knotennamen, 277
- Koaxkabel, 231
- Kodierung
 - mehrbittige, 65

- Koeffizienten, 278
- Koeffizienten $M_{i,0}$, 272
- Kollektor, 224
- Kollektor-Basis-Kapazität
 - niedrige, 178
- Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung, 59
- Kollektor-Substrat-Kapazität, 24
 - niedrige, 178
 - spannungsabhängige, 224
- Kollektoren, 208, 214
- Kollektorkapazität, 116
- Kollektorstrom, 177
 - proportional zum, 212
- Kollektorwiderstand, 24
- Kollision, 12
- Kollisionen, 45, 46, 48
- Kollisionen
 - Häufigkeit, 32
- Kommunikation
 - Daten-, 15
 - drahtlose, 17
 - Sprach-, 15
 - unkoordinierte, 12
- Kommunikation
 - störungsfreie, 18
- Kommunikationsboom, 1
- Kommunikationsschaltungen
 - Eignung für, 181
- Kommunikationsschicht, 33
- Kompensation, 258
- Kompensationskapazitäten, 105
- kompensieren
 - vollständig, 120
- kompensiert
 - lokal, 113
- Komplexität, 69, 70, 147, 265
- Komponente
 - kritische, 181
 - passive, 158
- Komponenten
 - harmonische, 98
- Komponenten
 - handelsübliche, 157
- Komponenten dritter Ordnung, 55
- Kompression, 10
- Kompressionsfaktor, 10
- Kompressionspunkt, 36, 51, 54, 59, 68, 94, 95, 124, 138, 140, 144, 169
 - ausgangsseitiger, 169
 - eingangsseitiger, 58
- Kompressionspunkt
 - größtmöglicher, 116
- Kondensator, 112, 194, 197, 199, 215, 231
- Kondensator
 - großflächiger, 114
- Kondensatoren, 20
 - kleine, 114
- Kondensatorfläche
 - erforderliche, 140
- konstante Amplitude, 34
- Konstantstromquelle, 134
- Kontakte, 114, 244
- kontaktieren, 102
- Kontaktierung, 244
- Kontaktwiderstände
 - Einfluß der, 105
- Kontrolle der Übertragungsqualität, 44
- Kontrollpunkt, 118
- Konvergenz, 99, 220
- Konvergenzprobleme, 261

- Konvergenzschicht, [47](#)
- Konversion
 - direkte, [69](#)
- Konversionsverstärkung, [50](#), [83](#), [89](#), [92](#), [101](#),
[123](#), [132](#), [140](#), [144](#), [169](#), [173](#)
 - größtmögliche, [116](#)
 - höhere, [169](#)
 - hohe, [132](#), [134](#)
 - reduzierte, [120](#)
 - Verlust an, [140](#)
 - Verlust der, [133](#)
 - volle, [124](#)
- Konversionswiderstand, [121](#)
- Koordination, [12](#)
- Koplanarleitung, [103](#)
- Koppelement
 - neuartiges, [275](#)
 - unidirektionales, [276](#)
- Koppelfaktor, [225](#), [258](#)
 - magnetischer, [275](#)
- Koppelfaktor
 - zwischen Bonddrähten, [239](#)
- Koppelkapazität, [21](#), [68](#), [110](#), [210](#), [246](#), [253](#),
[259](#), [264](#)
 - größere, [250](#)
- Koppelkondensator, [119](#), [143](#), [175](#)
- Koppelkondensatoren, [156](#), [222](#)
- Koppelpartner, [275](#)
- Kopplung, [73](#), [111](#), [113](#), [226](#), [239](#)
 - Absolutwert der, [274](#)
 - Asymmetrien in der, [121](#)
 - kapazitive, [68](#), [124](#), [133](#), [197](#)
 - magnetische, [110](#), [112](#), [183](#), [199](#), [225](#), [229](#),
[244](#), [245](#), [263](#), [264](#), [274](#)
 - starke, [211](#)
 - transformatorische, [134](#)
 - unidirektionale, [276](#)
 - vertikale, [227](#)
- Kopplungen, [67](#), [116](#)
 - induktive, [70](#), [107](#), [109](#), [222](#)
 - kapazitive, [70](#), [107](#), [109](#)
 - magnetische, [111](#)
 - resistive, [70](#), [107](#), [109](#)
 - signifikante, [227](#)
- Kopplungen
 - unerwünschte, [114](#), [183](#), [198](#)
- Kopplungsparameter, [125](#)
- Kopplungspartner, [132](#)
- Kopplungsprobleme, [140](#)
- Korrekturfähigkeit, [153](#)
- Korrekturfaktor, [101](#)
- Korrekturfaktor
 - frequenzabhängiger, [268](#)
- Korrekturschaltung, [172](#)
- Korrekturspannung, [152](#)
 - Erzeugung der, [147](#)
- Korrelation, [171](#)
- Korrosion, [102](#)
- Kosinusfunktion, [97](#)
- Kosten, [182](#)
- Kostenvorteil, [14](#)
- Kreisfrequenz, [144](#)
- Kreisstrom
 - überhöhter, [196](#)
- Kreisströme, [132](#)
- kreuzgekoppelt, [149](#)
- kritische Dichte, [17](#)
- Kunststoffgehäuse, [241](#)
- Kupfer, [255](#)
- Kupferfolie, [102](#)

- Kupferkäftig, [255](#)
- Kupferspule, [255](#)
- Kupferträger, [102](#)
- Kurve
 - simulierte, [217](#)
- Kurvenpaare, [217](#)
- Kurzkanaleffekt, [21](#)
- Kurzlebigkeit, [62](#)

- L/R*-Verhältnis, [199](#)
- Labor
 - Messungen im, [231](#)
- Laborbedingungen, [147](#), [152](#)
- Laborstromversorgung, [230](#)
- Ladezeit, [1](#)
- Lambda/4-Resonator, [81](#)
- LAN, [6](#), [12](#), [15](#), [37](#)
- Laptop, [15](#), [62](#)
- Last
 - induktive, [95](#), [96](#), [130](#), [134](#), [175](#), [226](#)
 - niederohmige, [134](#)
- Lastabhängigkeiten, [230](#)
- Laständerungen, [110](#)
- Lastimpedanz, [101](#), [124](#)
- Lastinduktivität
 - größere, [178](#)
- Lastwiderstand, [88](#), [95](#), [104](#), [116](#), [175](#)
 - effektiver, [96](#)
- Lastwiderstände, [88](#), [90](#), [109](#)
 - Begrenzung der, [117](#)
 - Chip-interne, [102](#)
 - große, [136](#)
 - höhere, [117](#)
 - hohe, [132](#)
 - kleine, [116](#)
 - Vergrößerung der, [116](#)
- Latenzzeiten, [70](#)
- Laufwerkssymbol, [33](#)
- Laufzeit, [193](#)
- Laufzeitdifferenz, [29](#), [35](#)
- Laufzeiteffekte, [262](#)
- Laufzeitunterschiede, [70](#)
- Layout, [70](#), [73](#), [109](#), [129](#), [158](#), [165](#), [178](#), [208](#)
 - geschicktes, [199](#)
 - kompaktes, [115](#)
 - kreuzgekoppeltes, [216](#)
- Layout
 - Einfluß auf das, [115](#)
- Layout-Regeln, [109](#)
- Layoutdaten, [280](#)
- Layoutparasiten, [210](#)
- Layoutphase
 - schnelle, [63](#)
- Layoutregeln, [123](#)
- LC, [72](#), [76](#)
- LC-Filter, [76](#), [102](#)
- LC-Last, [95](#)
- LC-Oszillator, [150](#), [181](#), [182](#), [222](#), [224](#), [226](#)
 - differentieller, [206](#)
 - gekoppelter, [149](#)
 - Schwachpunkte eines, [225](#)
- LC-Oszillatoren, [194](#)
 - gekoppelte, [201](#), [221](#)
- LC-Resonanz, [132](#)
- Leeson, [187](#)
- Leistung
 - angezeigte, [118](#)
- Leistungen, [297](#)
- Leistungsanpassung, [38](#)
- Leistungsaufnahme, [63](#)

- Leistungsdaten, 14, 173
 - Aufteilung der, 78
- Leistungsdichte, 36
- Leistungsfähigkeit, 34
- Leistungsklasse, 37
- Leistungssteiler, 119
- Leistungsverstärker, 21, 36, 54, 59, 72, 78, 173, 229
- Leistungsverstärkung, 297
- Leiter
 - benachbarte, 251
 - Magnetfelder fremder, 251
 - runder, 251
 - Widerstand des runden, 251
 - Zentrum des, 251
- Leiter
 - Außenhaut des, 251
 - Eigeninduktivität des rechteckigen, 273
- Leiterbahnabstand, 260
- Leiterbahnen, 102
 - breite, 114, 115, 244, 246
 - Breite der, 256
 - parallel verlaufende, 280
- Leiterbahngeometrien, 274
- Leiterbahnkapazitäten, 20, 123
- Leiterbahnwiderstände, 20
- Leiterbreite, 102, 258, 268
- Leiterdicke, 251
 - effektive, 251
- Leitermaterial, 268, 273
- Leitermitte, 251
- Leiteroberfläche, 251
- Leiterquerschnitt, 266
 - effektiv wirksamer, 251
- Leiterquerschnitte
 - rechteckförmige, 208
- Leiters
 - Induktivität des, 251
- Leiterschleifen, 229
 - konzentrische, 244
- Leiterstrukturen
 - Simulation der, 103
- Leiterstück
 - gerades, 245
- Leiterstücke
 - rechteckige, 264
- Leiterwiderstand, 251
- Leiterwiderstand
 - Vergrößerung des, 257
- Leitfähigkeit, 109, 254
 - elektrische, 21
 - spezifische, 267
 - Substrate mittlerer, 281
 - thermische, 21
- Leitung, 100, 229
- Leitungen, 70, 101, 119, 227, 240
 - asymmetrische, 170
 - gleich lange, 157
 - unabgeschirmte, 229
- Leitungen
 - übereinanderliegenden, 227
- Leitungsdimensionierung, 242
- Leitungseffekte, 20
- Leitungsende, 100
- Leitungsführung
 - differentielle, 72, 73
- Leitungsimpedanz, 109, 242, 262
- Leitungsinduktivität, 198, 231
 - hohe, 231
- Leitungskapazitäten, 124

- Leitungslänge, 20, 241
 - erforderliche, 242
- Leitungspaare, 106
- Leitungsresonatoren, 194
- Leitungsstücke
 - kurze, 268
- Leitungstyp, 241
- Leitungswiderstand, 198
- Lichtgeschwindigkeit, 29
- linear, 196
- linear
 - verstärkt, 116
- Linearisierung, 106
- Linearisierungsmaßnahmen, 95
- Linearität, 21, 36, 58, 63, 73, 88, 91, 97, 101, 104, 105, 118, 132, 134, 173, 211, 297
 - Änderung der, 101
 - hohe, 88
 - perfekte, 138
 - Verbesserung der, 118
- Linearitätsanforderungen, 51
- Linearitätsmessung, 123
- Linearitätsuntersuchung, 143
- Linien-GMD, 270
- Linienbreite, 186
- Linienleiter, 268
- Lisp, 280
- LLC, 33
- ln-Funktion, 82
- LNA, 7, 50, 58, 59, 73, 74, 98, 99, 111, 134, 169, 175, 178, 261, 283
- LO-Amplitude, 88
- LO-Anteile, 120
- LO-Buffer, 140, 161, 165
 - begrenzender, 143
- LO-Durchsprechen, 120, 130, 144
- LO-Eingang, 88, 117, 143
- LO-Eingangsleistung, 123, 130, 144, 169
- LO-Eingangsleistung
 - benötigte, 120
- LO-Flanken, 89
- LO-Frequenz, 98
 - doppelte, 215
 - hohe, 117
- LO-Grenzfrequenz, 148
- LO-Großsignal, 140
- LO-Isolation, 130, 169
- LO-Periode, 98
- LO-Signal, 76, 84, 89, 97, 117, 130, 146, 165
 - Belastung des, 117
 - differentielles, 196
 - Oberwelle des, 90
- LO-Signal
 - Auslöschung des, 130
 - Unterdrückung des, 171
- LO-Störsignal
 - Plateau des, 124
- LO-Unterdrückung, 168, 169
- Loch
 - paßgenaues, 103
- Logarithmierung, 136
- Logical Link Control, LLC, 33
- lokaler Oszillator, 16
- Lokalszillator, 18, 19, 55, 72, 154, 155, 173, 181, 182
- Lokalszillatorsignal, 116, 144, 168
 - durchsprechendes, 168
 - externes, 165
 - Kopplungen mit, 116
- Lokalszillatorunterdrückung

- Einbuße, 165
- LOS, 29
- Lösung
 - analytische, 245
 - eindeutige, 261
 - Genauigkeit der, 271
- Lösungsverfahren, 268
- Lösungszeitpunkte, 98
- LOTUS II, 22, 409
- low-IF-Transceiver, 77
- Low-Voltage Folded Mirror Mixer, 121
- Luft, 81
- Luftspule, 252
- MAC, 27, 33, 43
- MAC-Layer, 42
- Magnetfeld, 72, 113, 135, 199, 255, 275
 - wechselndes, 252
- Magnetfeld
 - Stärke des, 253
- Magnetfelder, 250, 256
- manipuliert, 215
- Mantelwelle, 231
- Marktakzeptanz, 62
- Marktvolumen, 3
- Maschenumlauf, 137, 196
- Masse, 103, 113, 115, 156, 196, 206
 - solide, 102
 - Verlegung der, 114
 - virtuelle, 197, 198, 208, 214
- Masse
 - „natürliche“, 115
 - natürliche, 102
 - Qualität der, 102
- Masse-Pfad, 112
- Masseanschluß, 112
- Masseführung
 - aufwendige, 157
- Masseleitung, 111, 112
- Massenproduktion, 22
- Massepunkt, 111
- Masseschiene, 198
- Masseschiene
 - Störungen über die, 199
- Master-Slave-Flip-Flop, 148
- Material
 - ferromagnetisches, 280
- Materialkosten, 62
- maximale Datenrate, 28, 34
- maximale Eingangsleistung, 40
- maximale Nettodatenrate, 28
- maximale Nutzdatenrate, 34
- maximale Sendeleistung, 37
- maximale Übertragungsrate, 48
- Maximalfrequenz
 - vorgegebene, 273
- Maximalspannung, 51
- Maximalwert
 - der Güte, 190
- Maximum, 66
- Medien
 - anisotrope, 281
- Medium
 - Belegung des, 68
- Medium
 - gestörtes, 64
- medium access control layer, 43
- Medium Access Control, MAC, 33
- Mehrfachabtastung, 66
- Mehrfachoszillationen, 197

- Mehrfachübertragung, 29, 30
 - Häufigkeit der, 46
- Mehrfachübertragungen, 44
- Mehrlagenspule, 281
- Mehrwegeausbreitung, 35
- Mehrwegeübertragung, 35
- Meißner, 197
- Meßanordnungen
 - unterschiedliche, 260
- Meßaufbau, 103, 118
 - Dämpfungen im, 119
 - Einfluß des, 260
 - Leitungen des, 123
 - Leitungen im, 231
 - Schleifenströme im, 229
- Meßaufbauten, 155
- Meßbandbreite, 40
- Meßdaten, 246, 260
 - Fitten von, 261
 - Vergleichbarkeit mit, 263
- Meßergebnis, 102, 106, 260
- Meßergebnisse, 120
- Meßfassung, 280
- Meßfrequenz, 186
 - Durchstimmen der, 186
- Meßgerät, 100
- Meßgeräte, 230
 - single-ended-Struktur der, 102
- Meßgeräteseite
 - Abschluß an der, 262
- Messingklotz, 102, 103
- Meßinstrumente, 101
 - Ansteuerung der, 101
- Meßquellen, 100
- Meßsignal, 102
- Messung, 92, 104, 184, 220
 - Anpassung an die, 261
- Messung der Signalqualität, 44
- Meßwerte, 64
- Meßzeit, 186
 - Kehrwert der, 187
- Metall, 111, 250
 - Dicke des obersten, 23
- Metallfilme
 - dünne, 244
- Metallfläche, 258
- Metallgehäuse, 73, 232
- Metallisierung, 78, 277, 279
 - dreilagige, 23, 155
 - mehrlagige, 241, 244
- Metallisierung
 - dünne, 246
- Metallisierungsebene, 244
 - untere, 113, 114
 - unterste, 210
- Metallisierungsebenen, 24, 241
 - Anzahl der, 115, 244
 - drei, 115
- Metallisierungsebenen
 - übereinanderliegende, 244
 - Abstände der, 244
- Metallisierungssystem, 20, 107, 109
- Metallstreifen
 - schmale, 210
- Metrik, 91, 95
- Micromixer, 104, 136, 173
 - differentieller Aufbau des, 143
 - Layout des, 143
- Mikrosekunden, 183
- Mikrostreifenleitung, 113, 232

- Mikrostreifenleitungen, 102
- Millereffekt, 175
- Milliwatt, 297
- MIM, 23
- MIM-Kondensatoren, 23, 24
- Mindestdatenrate, 48
- Mindestempfindlichkeit, 40
- Mindestverstimmbarkeit, 55
- Miniaturisierung, 67
- Mirror, 17
- Mischer, 50, 65, 72, 88, 117, 165, 173, 196
 - einfach symmetrischer, 84
 - halbsymmetrischer, 134
 - idealer, 81
 - innerer, 101
 - Kern des, 117
 - Kopplung mit dem, 134
 - Pegel am, 119
 - Simulation von, 96
 - Speisung des, 156
 - stromgefalteter, 117
 - vollsymmetrischer, 134
- Mischerbereiche, 130
- Mischereigenschaften
 - Messung der, 165
- Mischereingang, 73
- Mischerkern, 143
 - Funktion des, 143
- Mischern
 - Messung von, 106
- Mischersimulation, 97
- Mischertopologie
 - Wahl der, 172
- Mischprodukte, 75, 82, 89, 145
- Mischprodukte
 - unerwünschte, 86
- Mischung, 76
 - multiplikative, 85, 88
 - resistive, 88
- Mischvorgang, 69, 117
- Mischvorgänge
 - unerwünschte, 186
- Mittelwertfilter, 215
- Mittenabstand, 110
- Mittenanzapfung, 198, 199, 216, 253
- Mittenfrequenz, 19, 55, 96, 157, 187, 210, 212, 216, 230
- Mittenfrequenz
 - Änderung der, 213
- MJC, 208
- MJE, 208, 213
- MMAC, 34
- Mobilfunknetz, 1, 3
 - analog, 1
 - digital, 1
- Mobilgerät, 38
- Mobilität, 39
- Mobilitätsgewinn, 2
- Mobilkommunikation, 64
- Mobilstation, 28
- Mobilstationen, 12
- Mobiltelephone, 17
- Modell, 225
 - Erweiterung des, 261
 - Gewinnung des, 264
 - konzentriertes, 209, 225, 248, 249, 259, 261, 278, 279
 - physikalisches, 274
 - Struktur des, 259
 - verteiltes, 209, 278

- Vorteile des verteilten, 275
- Modell
 - vollständiges, 246
 - vollständiges verteiltes, 278
- Modelle, 208
 - breitbandige, 258
 - Gewinnung breitbandiger, 263
 - komplexe, 273
 - schmalbandige, 258
- Modelle
 - zuverlässige, 237
- Modellerzeugung, 23, 260, 261, 264, 274
- Modellierungsansätze, 277
- Modellierungswerkzeuge
 - schnelle, 261
- Modellkomplexität, 264
- Modellparameter, 260, 263
 - Anpassung der, 246
- Modells
 - Erweiterung des konzentrierten, 260
- Modelltypen, 259
- Modellverhalten
 - Vergleich des, 260
- Modellverifikation, 208
- Modem, 40
 - Geschwindigkeit, 1
- Modulation, 224
 - 64QAM, 37
 - asymmetrische, 224
 - DQPSK, 31
- Modulationsfrequenz, 224
- Modulationsschema, 34
- Modulationsverfahren, 30, 37, 64, 317
 - klassische, 64
- modulieren, 116
- Momentanfrequenz, 186
 - Fluktuation, 18
- monofrequent, 145
- Montagekosten, 181
- Monte-Carlo-Analyse, 171, 221
- MOS, 86, 88
- MOS-Aufwärtsmischer, 87
- MOS-Eingangsstufe, 297
- MOS-Emitterfolger, 88
- MOS-Stromquelle, 122
- MOS-Transistoren, 23, 75, 204, 205
- MOS-Verstärker
 - Gegenkopplung des, 122
- MOSFET, 24, 116
- MPEG, 10
- multi-tanh-Doublets, 95
- Multi-tanh-Prinzip, 105
- multihop forwarding, 44, 47
- Multilayerplatinen, 63
- Multimedia, 3
- Multimedia Mobile Access Communication System, 34
- Multiplexen, 33
- Multiplikation, 73, 89, 116
- Multiplikator, 137, 276
- Multiplizierer, 89, 152
 - linearer, 144
- Multipliziererschaltungen
 - linearisierte, 81
- n-Kanal-Transistor, 122
- Nachbar
 - übernächster, 57
- Nachbarkanal, 185
- Nachbarkanäle, 63, 187

- Nachbarkanals
 - Empfang des, 185
- Nachbarkanalübersprechen, 65, 90
- Nachbarkanalunterdrückung, 51
- Nachsimulation, 210
- Nähe
 - räumliche, 65, 118, 124
- Nebenmaxima, 238
- Negativ-Impedanz-Konverter, 195
- Netto-Datenrate, 19
- Nettodatenrate, 43
- network layer, 33
- Netzbrumm, 187, 231
- Netzkapazität, 48
- Netzliste, 278
- Netzplanung, 38
- Netzstromversorgung, 62
- Netzteil, 230, 231
- Netztopologie, 27, 33
- Netzwerk, 31, 32, 34, 57
 - ad-hoc, 5, 12
 - Auslegung, 28
 - Bandbreite, 11
 - drahtgebunden, 13
 - drahtlos, 12
 - funkbasiert, 2
 - Kabel, 6
 - Planung, 11
 - Sicherheit, 11
 - Verbreitung, 13
- Netzwerk
 - Echtzeitfähigkeit, 11
 - Kapazität, 11
 - Verfügbarkeit, 11
- Netzwerkadresse, 11
- Netzwerkdienste, 10
- Netzwerkdurchsatz, 36, 70
 - effektiver, 30
- Netzwerkdurchsatz
 - und Paketlänge, 46
- Netzwerkkapazität, 17
- Netzwerkkarten
 - drahtlos, 13
 - Zusammenspiel, 14
- Netzwerkschicht, 33
- Netzwerktopologie, 42
- Netzwerktypen, 11
- Netzwerkverbindung, 5
 - permanent, 6
- Netzwerkverbindungen
 - schnelle, 78
- Netzwerkverkehr, 16
 - Unterbrechung, 15
- Neuübertragungen, 36, 47
- NIC, 195, 201, 202, 206
 - idealer, 201
- NIC-Transistoren, 207
- NIC-Transistorpärchen, 216
- nichtlinear, 96
- Nichtlinearität, 90
- Nichtlinearitäten, 187
- Niedrig-IF, 173
- Niedrig-IF-Architekturen, 79
- Niedrig-ZF-Sendeempfänger, 77
- Niedrigpreis-Segment, 58, 78
- non-adjacent channel rejection, 41
- Normalzustand, 212
- Normierungsfaktor, 137
- nnp-Polarität, 23
- nnp-Stromquellen, 122

- npn-Transistoren, [102](#), [115](#), [121](#), [190](#), [204](#), [206](#)
- Nulldurchgang, [196](#)
- Nulldurchgänge
 - Zeitpunkte der, [154](#)
- Nullspannungsquelle, [276](#)
- Nullstellen, [66](#)
- Nutzdaten, [32](#)
- Nutzer
 - Anzahl, [2](#)
- Nutzerzahl, [32](#)
 - maximale, [48](#)
- Nutzinformationen, [46](#)
- Nutzungsdichte, [5](#)
- Nutzungsszenarien, [27](#)
- Nyquisttheorem, [64](#)

- Oberfläche, [102](#)
- Oberflächeneffekte, [122](#), [254](#)
- Oberflächenwellen, [229](#)
- Oberwelle, [98](#)
- Oberwellen, [82](#), [89](#), [105](#), [140](#), [144](#), [157](#), [260](#)
 - Erzeugung von, [155](#)
 - geradzahlige, [122](#)
- Oberwellenspektrum, [64](#)
- OFDM, [36](#)
- Offset, [76](#), [120](#), [148](#), [186](#), [216](#)
- offsetfrei, [96](#)
- Offsetfrequenz, [57](#), [187](#)
- Offsetproblem, [72](#), [118](#)
- Offsets, [75](#)
- Offsetspannung, [157](#)
- ohmscher Bereich, [86](#)
- Oktave, [120](#), [154](#), [158](#)
- On-Chip-Induktivitäten, [113](#)
- On-Chip-Komponenten, [297](#)
- On-Chip-Polyphasenfilter, [165](#)
- On-Chip-VEE-Leitung, [163](#)
- On-Chip-Versorgung
 - Blockung der, [129](#)
- On-Wafer-Messung, [169](#)
- open-Drain-Ausgangsstufen, [115](#)
- Operation, [72](#)
- Operationen, [99](#)
- Operationsverstärkertechnik, [143](#)
- Operationsverstärkertechniken, [104](#)
- Optimierung, [261](#), [265](#)
- Optimierungsziele, [190](#)
- Ordnen
 - von Daten, [33](#)
- Ordnung, [94](#)
 - dritte, [168](#)
 - geradzahlige, [91](#)
 - Wachstum zweiter, [273](#)
- Ordnung
 - fünfte, [168](#)
 - höhere, [124](#)
- OSI, [32](#)
- Oszillation
 - Spitzenwerte der, [196](#)
- Oszillationen, [135](#)
- Oszillationsfrequenz, [100](#)
 - abseits der, [186](#)
- Oszillationsperiode
 - Erkennung der, [220](#)
- Oszillator, [59](#), [72](#), [104](#), [195](#), [199](#), [216](#)
 - abstimmbarer, [183](#), [184](#)
 - Amplitude des, [214](#)
 - Anschwingzeit eines, [183](#)
 - asynchron zum, [220](#)
 - differentieller, [222](#)

- Einschwingzeit des, 223
- emittergekoppelter, 206
- freilaufender, 183, 211
- gefertigter, 208
- idealer rauschfreier, 183
- Mittenfrequenz des, 232
- Momentanzustand des, 186
- Phasenrauschen des, 183, 210
- rauschfreier, 182
- separater, 183
- spannungsgesteuerter, 184
- Spektrum des freilaufenden, 217
- Steuerspannung des, 227
- Verhalten des, 224
- zweiter Ordnung, 194
- Oszillator
 - Linearität des, 187
 - Ringverstärkung des, 214
- Oszillator-Phasenrauschen, 273
- Oszillatoramplitude
 - höhere, 222
- Oszillatoren, 100, 263
 - Abschalten unbenutzter, 183
 - erster Ordnung, 201
 - Messung von, 230
 - monolithisch-integrierte, 201
 - unterschiedlicher Frequenz, 201
 - zweiter Ordnung, 201
- Oszillatorfrequenz, 183, 186
 - Verstimmung der, 207
- Oszillatorkategorien, 181
- Oszillatorkern, 214
 - Stromversorgung des, 214
- Oszillatorkonfigurationen
 - verschiedene, 206
- Oszillatorrauschen
 - nahe am Träger, 181
- Oszillatorrauschzahl
 - Minimierung der, 187
- Oszillators
 - Amplitude des, 223
 - einfacher, 199
 - Modulation des, 215
 - Rauschzahl des, 187
 - Verstimmungsbereich eines, 250
- Oszillatorschaltung, 194
 - differentielle, 224
- Oszillatorsignal, 73, 148
- Oszillatorstrom, 187, 204, 207, 220
- Oszillatortyp, 191
- Oxid, 253, 254
 - dickes, 250
- Oxiddicke, 23
- Oxidkapazität, 247
- Oxids
 - Dicke des, 242
- p-Kanal-MOSFET, 190
- p-Kanal-Transistor, 122
- p-MOS-Differenzverstärker, 122
- p-MOS-Stromspiegel, 122
- PA, 36, 59
- Pads, 113, 114
- Pakete, 4
 - Vermittlung, 33
- Paketfehlerrate, 49
- Paketlänge, 32, 45, 49
- Paketlaufzeit, 47
- PAM, 65
- Parallelresonanz, 134, 204, 227

- Parallelschaltung, 106, 136, 190, 203
- Parallelschwingkreis, 96, 130, 134, 175, 190, 195, 226
- Parallelwiderstand
- effektiver, 175
- Parallelwiderstand
- gütebegrenzender, 114
- Parameter, 209, 278
- Anpassung von, 263
 - Extraktion der, 260
 - Frequenz als, 260
 - physikalisch interpretierbare, 261
- Parameter
- frequenzabhängige, 265
- Parameterschwankungen
- robust gegenüber, 206
- Parameterstreuung, 153, 204
- realistische, 171
- parasitäre Kapazität, 237
- Parasiten
- Modellierung von, 78
 - Reduktion von, 254
- Parasiten
- zusätzliche, 199
- Pärchen
- differentielle, 115
- Partial Element Equivalent Circuit, 264
- Patterned Ground Shield, 252
- PC, 12, 62, 107
- PDA, 15
- Peaking, 158
- Peaking-Induktivitäten, 157
- Peaks, 231
- PEEC, 264
- peer-to-peer, 44
- Pegel, 51, 96, 297
- Messungen kleiner, 107
 - unterschiedliche, 120, 135, 161
- Pegeln
- unterschiedliche, 114
- Pegelunterschiede, 70
- Pendel, 135
- PER, 49
- Periode, 64
- Periodic Steady State, 99, 273
- periodic steady-state, 140
- periodische Störer, 49
- Permeabilität, 250, 268
- Pfad
- zweiter, 193
- PGS, 252
- Phase, 251
- ideale, 120, 152
 - momentane, 186
- phase shift keying, 66
- Phasendifferenz, 73, 152
- Phasendrehung, 193, 251
- Phasenfehler, 116, 120, 144, 146, 148, 154, 155, 170, 197, 222
- Phasengang, 150, 154
- Phasenkorrigierer, 171
- Phasenlage
- feste, 149
 - unterschiedliche, 154
- Phasenlage
- Störung der, 186
- Phasenmethode, 76
- Phasenmodulation, 64, 186
- Phasenrauschen, 18, 59, 63, 72, 148, 149, 182, 185, 187, 191–193, 195, 201, 204, 214,

- 220, 222
- Anforderungen an das, 185
- Berechnung des, 255
- Effekt auf das, 196
- Gewinn im, 211
- Minimierung, 196
- Reduktion des, 187
- verbessertes, 193
- Verbesserung des, 216
- Verlauf des, 186
- Phasenrauschen
 - nahe am Träger, 187, 216
- Phasenrauschwert, 192
- Phasenschieber, 73, 146
 - externer, 169
- Phasensprung, 189
 - definierter, 66
- Phasensprünge, 66
- Phasenverlauf, 116
- Phasenverschiebung, 107, 116, 124, 172
 - breitbandige, 150
 - perfekte, 146
- Phasenverschiebungen, 20
- Photo
 - eines Resonators, 199
- PHY, 33
- physical layer, 33
- PI, 215
- planar, 252
- Planarisierung, 242
- Planarspule, 281
- Planarspulen, 72
- Planungsaufwand, 12
- Plateau, 186
- Platine, 63, 227, 239, 280
 - zweilagige, 63
- Platinenlayout, 229
- Plattenkondensator, 68, 280
- Plattformunabhängigkeit, 48
- Platzgründe, 165
- Plazierung, 72, 111
- PLL, 181, 183, 184, 194, 231
 - Bandbreite der, 183
- PLL-Bandbreite, 181, 183
- PLL-Schleifenfilter, 184
- PM, 64
- PNoise, 140
- pnp-Transistoren, 190
- Pol, 270
- Poly-Si-Widerstände, 24
- Poly-Silizium-Spule, 255
- Polymer, 253
- Polyphasenfilter, 152, 156, 165, 222
 - dreistufiges, 165
 - Struktur des, 155
- Polyphasenfilter
 - Signaldämpfung des, 157
- porös, 254
- Position
 - Prüfung, 17
- Potential, 102, 278
 - entgegengesetztes, 213
 - festes, 246
 - negativstes, 115
 - positivstes, 115
- Potential
 - ähnliches, 246
 - höchstes, 102
- Potentialverlauf
 - Abschätzung des, 279

- Potentiometer
 - externes, 212, 215, 217
 - optionales externes, 165
- Potenzierung, 136
- power amplifier, 36
- PPF, 152–154, 157
- Präambel, 49
- Präzision, 147
- Preis, 48
- presentation layer, 33
- Prioritätsvergabemechanismen, 48
- Problem
 - thermisches, 21
- Produktionskosten, 181
- Produktionstoleranzen, 55, 148, 151, 182
 - Kompensation, 19
- Produktivitätsgewinn, 2
- Programm, 277
- Programmiersprache, 280
- Protokolle
 - proprietäre, 13
- Protokolleffizienz, 31
- Protokollinformationen, 31
- Prototypen, 259
- Proxy-Server, 17
- Proximityeffekt, 251, 252, 265, 274
- Prozeß, 33
- Prozeßschritte, 151
- Prozeßschwankungen, 153
- Prozeßtoleranzen, 62
- PSK, 66
- PSPICE, 279
- PSS, 99, 140, 220
- PTAT, 136
- Pufferverstärker, 184
- pulling, 72
- Pulsamplitudenmodulation, 65
- Pulsformung, 66
- Pulsfrequenzmodulation, 65
- Pulsphasenmodulation, 66
- Punkt
 - gemeinsamer, 113
- Punkt-zu-Punkt, 44
- Punkt-zu-Punkt-Verbindung, 28, 68
- punktsymmetrisch, 95
- Q-fach, 204, 226
- Q-Pfad, 161, 172
- Q-Phase, 36
- Q-Signal, 165
- QoS, 45, 48
- QPSK, 66
- Quadratur-Datensignal, 145
- Quadratur-LO-Signal, 145, 165
- Quadratur-Phase, 144
- Quadraturmischer, 135, 147, 171
- Quadraturosszillator, 221, 222
- Quadratursignal, 152, 156, 221
- Quadratursignale
 - rauscharme, 221
- Quadratursignale
 - hochpräzise, 221
 - Qualität der, 144
- Quadratursignalerzeugung, 153
 - Schaltungen zur, 196
- Quadrupel, 115
- Qualität, 78
- Qualität der Übertragungsstrecke, 64
- Qualitätsmerkmalen, 48
- Qualitätssegment, 58

- Qualitätsstufe, 45
- Qualitätsverlust, 10
- Quality of Service, 48
- Quarz, 183, 194
- Quarzoszillatoren, 183
- Quasi-Zufallszahlenfolge, 16
- Quelle, 112, 113, 161
- Quellen, 118, 121
 - gesteuerte, 279
- Querschnitt, 244, 267
 - rechteckiger, 267
- Querschnitt
 - Änderung des stromführenden, 256
 - stromführender, 114
- Querschnittsfläche, 242

- Radaranlagen, 84
- Radiofrequenz, 169
- Radiosignal, 35
- Raised-Cosine, 66
- Rand
 - Anteil des, 246
- Randbedingungen, 262
- Randkapazität, 246, 249
 - Einfluß der, 250
- Raster
 - Kanal-, 36
- räumliche Nähe, 16, 44
- Raumtemperatur, 136, 139
- Rauschanalyse, 99, 100, 273
 - periodische, 140
- Rauschanforderungen, 78, 193
- Rauschanpassung, 177
- Rauschboden, 181
 - Messung des, 216
- Rauscheigenschaften, 78
- Rauscheinkopplung, 176
- Rauscheinkopplungen, 199
- Rauschen, 18, 23, 63, 65, 75, 89, 95, 98, 111, 113, 116, 117, 147, 175, 186, 192, 195
 - eingangsbezogenes, 140
 - niederfrequentes, 260
 - numerisches, 98
 - Quelle des, 220
 - starkes, 192
 - thermisches, 177, 192
- Rauschen
 - der Widerstände, 176
 - weißes, 28, 186, 187, 190
- Rauschfaltung, 140
- rauschfrei, 185
- Rauschgrößen
 - korrelierte, 177
- Rauschleistung, 28, 49, 186
- Rauschleistungsdichte, 29, 57, 75, 186
- Rauschmessungen, 119
- Rauschmodellierung, 261
- Rauschpegel, 168
- Rauschproblem, 115
- Rauschquelle, 176
 - dominierende, 117
- Rauschquellen
 - atmosphärische, 29
- Rauschsignal, 16, 99, 185
- Rauschsignale, 195
 - korrelierte, 199
- Rauschspannungsdichte, 144
 - ausgangsseitige, 140, 163
 - eingangsseitige, 99
- Rauschspannungsquelle, 204

- Rauschtemperatur, 49, 177
- Rauschunterdrückung, 183
- Rauschverhalten, 96, 98, 181
 - Verschlechterung, 195
- Rauschwiderstand
 - effektiver, 177
- Rauschzahl, 30, 51, 58, 89, 111, 121, 144, 165, 173
 - eines Bipolartransistors, 177
 - maximale, 49
 - niedrige, 132
 - Verschlechterung der, 178
- Rauschzahl
 - zusätzliche, 177
- RBW, 98, 186
- RC-CR-Netzwerk, 153
- RC-Filter, 150
- RC-Glied, 121
- RC-Netzwerk
 - verteilt, 125
- RC-Netzwerke, 78
- Realisierungsmöglichkeiten
 - verschiedene, 197
- Realteil, 258
- Receiver, 61, 70
- Rechenleistung, 78
- Rechenzeit, 263
- Rechenzeitanforderung, 78
- Rechenzeitbedarf, 97, 98
- Rechtecksignal, 89, 116
- Redesign, 128, 214
- Referenz, 114, 163
 - gemeinsame, 192
 - separate, 209
- Referenzen
 - getrennte, 114
- Referenzfrequenz
 - Vielfaches der, 183
- Referenzleitung, 165
- Referenzmodell, 32, 279
- Referenznetzwerk, 175, 176, 192
- Referenznetzwerke, 72
- Referenzoszillator, 183
- Referenzpegel, 215
- Referenzpotential, 215
 - unterschiedliches, 192
- Referenzquelle, 165
 - gemeinsame Nutzung der, 165
- Referenzquellen, 220
- Referenzspannung, 112, 115, 162, 163
 - Beeinflussung, 212
- Referenzspannung
 - pegelabhängige Verschiebung der, 161
- Referenzspannungsleitung, 128
- Referenzspannungsquelle, 112, 114, 122, 137, 143
 - abgeschaltete, 183
 - gemeinsame, 124, 161
 - separate, 143, 165
 - Versorgung der, 114
- Referenzspannungsquellen, 165, 209
- Reflexionen, 29, 44, 100, 229
- Reflexionen
 - Rückwirkungen durch, 230
- Reflexionsfaktor
 - eingangsseitiger, 139
- Reflexionsverhalten, 262
- Reflexionsverhaltens
 - Verbesserung des, 106
- Regelbereich

- möglicher, 217
- Regelkreis, 183, 214
- Regelstrom, 220
- Regelung, 214
 - aktive, 196
- Regler, 220
 - aktiver, 220
 - Ausgangssignal des, 215
 - deaktivierter, 220
- Reichweite, 11, 12, 28, 34, 37–39
- Reichweite
 - benötigte, 5
 - große, 17
- Reichweite der Funkverbindung, 63
- Reihenentwicklung, 245, 267
- Reihenschwingkreis, 96
- Relaisstation, 17
- Relaxationsoszillator, 191, 193
- Resistenz, 224
- resolution bandwidth, 98, 186
- Resonanz, 96, 114, 190, 198, 226
- Resonanz
 - unerwünschte, 114
- Resonanzen
 - parasitäre, 162
- Resonanzfall, 196
- Resonanzfrequenz, 72, 95, 96, 134
 - gleiche, 135
 - halbe, 248
 - Rauschsignale mit, 186
 - Verstimmung der, 149
- Resonanzfrequenz
 - Ringverstärkung bei, 224
- Resonanzfrequenzen
 - abweichende, 197
 - separate, 201
- Resonanzkreis, 132
 - abgestimmter, 132
- Resonanzüberhöhung, 161
- Resonator, 95, 96, 186, 190, 197–199, 221, 224, 229
 - Resonanzfrequenz des, 190
 - Signalform am, 215
- Resonator
 - Güte des, 224
- Resonatorelement, 224
- Resonatoren, 72, 227
 - separate, 197
- Resonatorgüte, 187, 226
 - Maximierung der, 187
 - Verschlechterung der, 207
- Resonatorpegel, 216
- Resonatorpfad, 196, 198
- Resonatorspannung, 187, 191
- Resonatorstrom, 204
- Ressource, 67
- Ressourcen, 33
- Restfehler, 224
- RF, 140, 266
- RF-Grenzfrequenz, 116, 144
- RF-Modell
 - reduziertes, 279
- RF-Seite, 116
- Richtantenne, 6, 31
- Richtung
 - Kopplung in horizontaler, 227
- Ring, 193
- Ringe
 - von Substratkontakten, 72
- Ringleitung, 70

- Ringoszillator, [149](#), [192](#), [193](#), [224](#)
 - mit LC-Last, [200](#)
- Ringstruktur, [152](#)
- Ringverstärkung, [183](#), [193](#), [195](#)
 - der PLL, [183](#)
 - maximale, [196](#)
- Risiko
 - im Entwurf, [20](#)
- RLC-Filter, [150](#)
- roaming, [44](#)
- robust, [153](#)
- robuste Konzepte, [62](#)
- robustes Design, [62](#)
- Robustheit, [157](#), [182](#)
- rosa Rauschen, [75](#)
- routing, [33](#)
- RS232, [5](#), [12](#)
- Rückkopplung
 - kapazitive, [207](#)
- Rückleiter, [103](#), [113](#)
- Rückrechnung, [119](#)
- Rückwirkung, [215](#), [229](#), [276](#)
 - direkte, [110](#)
- Rückwirkungen, [209](#)
- Ruehli, [268](#)
- Ruhestrom, [139](#), [161](#)
 - konstanter, [117](#)
- Ruhezustand, [136](#)
- Runddraht, [238](#)
- Runddrähte, [110](#)
- Rundungsoperationen
 - akkumulierte, [99](#)
- Rx, [70](#)
- S-Parameter, [262](#), [263](#)
- S-Parameter-Modell, [262](#), [263](#)
- S-Parameter-Modelle
 - tabellarische, [263](#)
- Satellitenfunkanlagen, [84](#)
- Sättigungseffekte, [124](#), [214](#)
- Sauerstoff, [29](#)
- SAW, [76](#), [194](#)
- SAW-Filter, [76](#), [194](#)
- SCA, [107](#)
- Schaltbild
 - vereinfachtes, [214](#)
- Schalter, [88](#), [117](#)
- Schaltgeschwindigkeiten, [84](#)
- Schaltplan, [105](#)
- Schaltregler, [231](#)
- Schaltschwelle, [191](#)
- Schaltschwellen
 - Absolutwerte der, [192](#)
- Schaltung, [114](#)
 - aktive, [196](#)
 - differentielle, [197](#)
 - Eingangsimpedanz der, [138](#)
 - Kontaktierung der, [255](#)
 - Layout der, [227](#)
 - lineare, [192](#)
 - monolithisch integrierte, [58](#)
 - Optimierung der, [176](#)
 - Strom durch die, [226](#)
- Schaltung
 - rückgekoppelte, [195](#)
- Schaltungen
 - analoge integrierte, [107](#)
 - identische, [113](#)
 - magnetisch verkoppelte, [132](#)
 - rauscharme, [190](#)

- schmalbandige, 17
- Simulation schmalbandiger, 278
- Schaltungsarchitektur, 21
- Schaltungsblock, 115
- Schaltungsdetails, 63
- Schaltungsentwurf, 73
- Schaltungsfunktion, 112
- Schaltungskapazitäten, 175
- Schaltungslayout
 - Konsequenzen für das, 227
- Schaltungsoptimierung, 263
- Schaltungsoptimierungen, 261
- Schaltungsrauschens, 98
- Schaltungsstruktur, 197
- Schaltungsstrukturen, 78
- Schaltungstechnik
 - differentielle, 109
- schaltungstechnische Charakterisierung, 73
- Schaltungsteile, 78
 - differentielle, 113
 - eng begrenzte, 107
 - mehrere, 114
- Schaltungstopologien, 76
- Schaltungsträger
 - isolierender, 252
- Schaltungsverhalten, 176
- Scheinwiderstand, 239
- Schichtdicke, 253
- Schichtenmodell, 32
- Schichtwiderstand, 23, 62
- Schichtwiderstandes
 - Sollwert des, 105
- Schleife
 - translineare, 137
- Schleifenfilter, 184
- Schleuderverfahren, 253
- Schlüsselkomponente, 20
- Schlüssellänge, 16
- Schlüsselparameter, 58
- schmalbandig, 73, 76, 116
- Schmalbandigkeit, 157
- Schmalbandverhalten, 240
- Schmalbandverstärker, 175
- Schmutzeffekte, 18
- Schnittpunkt, 94
- Schnittstelle, 64
- Schnittstellen, 5, 279
- Schockleygleichung, 82
- Schreibmaschinenseite, 10
- Schrotrauschanteil, 177
- Schrotrauschen, 177
- Schutzwirkung
 - mechanische, 217
- Schwebung, 51, 224
- Schwebungseffekte, 137, 227
- Schwebungsphase, 224
- Schwebungssignal, 201
- Schwingbedingung, 193
- Schwingfrequenz, 18, 149, 192
 - Herleitung der, 192
- Schwingfrequenz
 - Stabilität der, 192
- Schwingfrequenzen, 263
- Schwingkreis, 189, 195, 197, 238
 - idealer, 195
- Schwingkreis
 - Güte des, 134
 - unerwünschter, 112
- Schwingkreise
 - lose gekoppelte, 135

- Schwingkreises, 175
 - Frequenzgang des, 189
- Schwingkreisgüte, 204, 207
 - maximal erreichbare, 190
 - Optimierung der, 190
- Schwingneigungen, 162
- Schwingung, 195
 - abklingende, 194
 - Aufschaukeln der, 195
 - einzelne, 196
 - Entstehung einer, 195
- Schwingungen, 112
- Schwingungen
 - unabhängige, 207
- Schwingungsamplitude
 - große, 207
- Segment, 245, 264, 271
 - Anfangs- und Endpunkt eines, 264
- Segment
 - Gegeninduktivitäten innerhalb eines, 270
 - Induktivität des, 273
 - Kapazität des, 266
- Segment-Ketten
 - Endpunkte der, 278
- Segmentbreite
 - Anpassung der, 246
- Segmente
 - benachbarte, 259, 264, 274
 - Definition der, 278
 - entfernte, 274
 - gerade, 208, 264
 - Zerlegung der, 275
- Segmente
 - Spulenstrom längs der, 266
- Segmentierung, 47
 - von Datenpaketen, 33
- Segmentobjekte
 - Erzeugung der, 278
- Segmentpaar, 279
- Seitenband, 186
 - oberes, 127
 - unteres, 168
- Seitenband
 - unerwünschtes, 132, 139, 171
- Seitenband-Unterdrückung, 169
- Seitenbänder, 73, 76, 83, 117
 - störende, 211
 - unerwünschte, 144
- Seitenbandunterdrückung, 73, 76, 113, 144, 147, 168, 169, 173, 221, 222
 - Auswirkungen auf die, 222
 - Einbuße, 165
 - Messung der, 147
 - Verschlechterung der, 171
- Selbstmischung, 94, 125, 130, 165
- Selbstmischungsproblem, 121
- Sendebetrieb, 68
- Sendedaten, 16
- Sendedauer, 31
- Sendempfänger, 19, 36, 58, 61, 62, 78, 122, 181, 222
 - Güte, 40
- Sendempfängers, 69
- Sendempfängerschaltung, 178
- Sendeleistung, 29–31, 34, 36, 63, 65, 67, 185
 - effektive, 46
 - Einstellung der, 40
 - minimal notwendige, 31
 - niedrige, 17
 - optimale, 31

- Reduktion, 17
- Sendeleistung
 - tatsächliche, 46
- Senden und Empfangen
 - zeitversetztes, 68
- Sender, 61, 70, 185
- Senderklasse, 38
- Senderklassen, 37
- Senderrauschen
 - Auswirkung des, 185
- senkrecht, 113
- Sensitivität, 89
- sensitivity, 38
- Separation, 68
- Sequenz
 - negative, 152
 - positive, 152
- serielle Schnittstelle, 11
- Serienresonanz, 204
- Serienschaltung, 112, 114, 198
- Serienschwingkreis, 190, 227
- Serienwiderstand, 113, 165, 176, 204, 208
 - hoher, 114
- Serienwiderstände, 139
- session layer, 33
- Shallow-Trench, 21
- Shrink, 280
- Si, 7, 22, 62
- Si/SiGe-HBT, 22
- Sicherheit, 15
- Sicherheitsanspruch, 16
- Sicherheitsaspekte, 48
- Sicherungsschicht, 43, 57
- Sicherungsschichten, 33
- Sichtverbindung, 29
- Siebdrossel, 119
- Siebkondensator, 232
- SiGe, 7, 22, 23, 62, 179
- SiGe-Bipolartechnologie, 168
- SiGe-HBT, 59, 75, 213
- SiGe-Technologie, 173
- SiGe:C-HBT, 24
- Signal, 29, 98
 - differentielles, 221
 - frequenzmoduliertes, 220
 - massebezogenes, 156
 - oberwellenarmes, 155
 - Verzerrung, 64
 - Zusammensetzung des, 260
- Signal
 - Amplitude des rückgekoppelten, 214
- Signal Level Number, 38
- Signal-Rausch-Verhältnis, 182, 186
- Signal/Rausch-Verhältnis, 48
- Signalamplitude, 182
 - hohe, 182
 - konstante, 65
- Signalanpassung, 178
- Signalanteil, 18
- Signalanteile
 - Überlagerung, 97
- Signalaufbereitung, 171
- Signalbandbreite, 128
 - hohe, 122
- Signaldämpfung, 31, 123
 - Ausgleich der, 155
 - hohe, 153
 - interne, 123
 - starke, 119
- Signale, 63, 117, 186

- breitbandige, 65
- differentielle, 102, 113, 120
- Kompensation differentieller, 127
- mehrphasige, 152
- Mischung von, 201
- niederfrequente, 81
- niedriger Frequenz, 227
- oberwellenhaltige, 154
- phasenverschobene, 193
- starke, 187
- Umlenkung von, 88
- Signale
 - überlagerte, 81
 - unerwünschte, 41
- Signalen
 - Umsetzung von, 81
- Signalenergie, 187, 191
 - Maximierung der, 187
 - niedrige, 182
- Signalfrequenz, 29, 72, 111, 250
- Signalfrequenzen, 99
- Signalführung
 - differentielle, 227
- Signalgenerator, 118
- Signalgeneratoren, 120, 155
 - Ausgangssignal der, 157
 - Signalpegel der, 157
- Signalintegrität, 193
- Signalkompression, 65
- Signalkopplung, 106
- Signalkopplungen, 178
- Signallaufzeiten, 123, 197
- Signalleistung, 18, 28, 101, 187
 - gleiche, 187
- Signalleiter, 112, 113
- Signalleitungen, 112
- Signalpegel, 72, 124, 156
 - hohe, 104
 - kleine, 227
 - unterschiedliche, 100
- Signalperiode, 18
- Signalphase, 145
- Signalprozessor
 - digitaler, 77
- Signalreflexionen, 17
- Signalstrom, 82, 88, 138, 176
 - differentieller, 140
 - maximaler, 138
- Signalübersprechen, 63
- Signalverarbeitung, 65
 - digitale, 76, 155
- Signalverstärker, 97
- Signalverstärkung, 88, 117, 124
- Signalverzerrungen, 116
- Signalwege, 29
- Silizium, 62, 254
 - polykristallines, 23, 105, 255
- Silizium-Substrat
 - leitfähiges, 244
- Siliziumsubstrat, 20
- Siliziumsubstrat
 - leitfähiges, 252
- Siliziumtechnologie, 22
- Simulation, 21, 78, 92, 184, 220, 274
 - Vergleich zur, 217
- Simulationsbeginn, 98
- Simulationsdaten, 26
- Simulationsdauer, 97
- Simulationsmethoden
 - erweiterte, 140

- Simulationstypen, 264
- Simulationszeiten, 274
- Simulator, 97, 99
- Simulator
 - gewünschter, 279
- Simulatorparameter
 - Anpassungen der, 220
- Simulatorschrittweite, 98
- Simulatorzeitschrittweite, 98
- $\sin(x)/x$ -Form, 66
- single-ended-Messung, 143
- Sinus, 116
- Sinusfunktion, 97
- Sinussignal, 94, 168
 - einphasiges, 155
- Sitzungsschicht, 33
- skalierbar, 217
- Skill-Script, 280
- Skineffekt, 250, 251, 265
- Skintiefe, 251, 266, 273
- slew-rate, 137
- slew-rate-Begrenzung, 155
- SLN, 38
- slot, 19
- SMA, 103
- SMD, 157
- SMD-Kondensator, 102
- SMS, 1
- SNR, 17, 29, 30, 38, 45, 48, 67, 181, 182
- Software-Radio, 77, 78
- SOI, 21
- Sollamplitude, 195, 215
- Spannung, 184
 - $k\sqrt{L_2/L_1}$ -fache, 276
 - induzierte, 226, 275, 276
 - massebezogene, 196
- Spannungen, 297
- Spannungs-Strom-Konvertierung, 121
- Spannungsabfall, 96
- Spannungsabfall
 - zusätzlicher, 118, 161, 162
- Spannungsänderungen, 192
- Spannungsbudgets, 96
- Spannungsdifferenz
 - zwischen Segmenten, 249
- Spannungspegel
 - kleine, 204
- Spannungsquelle, 276
 - gesteuerte, 276
 - simple, 161
- Spannungsreferenz, 212
- Spannungsregler, 62
- Spannungssteilheit
 - maximale, 137
- Spannungsteiler, 88
 - kapazitiver, 216
- Spannungsüberhöhung
 - bei Resonanz, 190
- Spannungsverhältnis, 50
- Spannungsverstärkung, 54
- Spannungsverteilung, 278
- Spectre, 107, 140, 279
- Spectre/RF, 211, 220, 273
- Speicheranforderung, 78
- Speicheraufwand, 265
- Speicherbedarf, 98, 261
- speicherintensiv, 263
- Speicherkapazität, 10
- Speicherkondensator, 192, 204
- Speicherkondensator

- Störsignal am, 192
- Speicherplatzbedarf, 97
- speicherschonend, 274
- Spektralanteile, 130
- Spektralbereich
 - Spreizung, 16
- spektrale Effizienz, 34
- spektrale Maske, 40, 54
- spektrale Ressourcen, 1
- spektrale Verteilung, 75
- Spektralkomponenten, 90
 - neue, 125
- Spektrum, 18, 83, 231
 - Linien-, 18
 - oberwellenhaltiges, 98
- Spektrumanalysator, 98, 106, 119, 143, 147, 186, 230
 - Messung mit einem, 186
- Sperrsättigungsstrom, 137
- Sperrschichtkapazität, 21, 149, 152, 190
 - spannungsabhängige, 101
- Sperrschichtkapazitäten, 111, 206
 - Nichtlinearität der, 119
- Sperrschichtvaraktoren, 229
- Sperrspannung, 217
 - kleine, 213
- Sperrspannungen
 - geringe, 207
- Spezifikation, 58
- Spezifikationen, 14
 - elektrische, 57
- SPICE, 208, 276, 277
- SPICE-Knotennamen, 279
- SPICE-Parameter, 23
- SPICE-Simulatoren, 275
- SPICE3, 279
- Spiralspule, 244
 - integrierte, 252
 - klassische, 278
 - konventionelle, 246
 - Modellbestandteile der, 245
 - oktagonale, 245
 - quadratische, 245
 - runde, 245
- Sprachsignal, 81
- Sprung-Schlüssel, 16
- SPSS, 140, 143
- Spule, 113, 175, 194, 204, 222, 247
 - Asymmetrie der, 247
 - Asymmetrien der, 150
 - baugleiche, 176
 - Eigenresonanz der, 190
 - Eigenschaften der, 246
 - externe, 181
 - in Reihe zur, 224
 - Innenraum der, 253
 - integrierte, 20, 181, 201, 237, 257
 - Isolator unter der, 253
 - Kleinsignalverhalten der, 261
 - Konstruktion einer, 280
 - konventionelle, 208, 211, 213
 - liegende, 244
 - Magnetfeld der, 255
 - mittenangezapfte, 134, 198, 199, 206, 211, 223, 224, 248, 249, 260, 278
 - Mittenanzapfung der, 199
 - optimale, 237
 - Parameter der, 237
 - physikalische Struktur der, 264
 - Struktur der, 278

- Strukturen unter der, 252
- symmetrierte, 208, 213
- transformierte, 204
- Verhalten der, 259, 260
- Wicklungsschema der, 247
- Zerlegung der, 264
- Zuleitung zur, 278
- Spule
 - Frequenzabhängigkeit der, 264
 - Güte der, 198, 247
 - großflächige, 182
 - Randkapazitäten der, 257
 - unmittelbare Nähe zur, 222
 - Unterstützung der, 254
- Spulen, 23, 78, 150
 - Abmessungen der, 198
 - Abstand zu anderen, 225
 - angezapfte, 263
 - Bibliotheken von gemessenen, 260
 - einlagige, 281
 - getrennte, 199
 - identische, 225
 - integrierte, 72, 107
 - Klassen von, 238, 258
 - Minimum an, 227
 - nebeneinanderliegende, 198
 - Optimierung von, 263
 - separate, 198
 - Verwendung von, 152, 222
 - Vielzahl von, 134
 - zwei, 222
- Spulenabmessung, 208
- Spulenanschluß, 264
- Spulenanschlüsse, 199
- Spulendaten
 - Vergleich von, 208
- Spulendurchmesser, 227
 - kleiner, 227
- Spulenfeld, 255
 - Anregung mit dem, 232
 - elektrisches, 253
- Spulenfelder
 - elektrische, 199
- Spulenfläche, 243
 - große, 201
- Spulenfunktion, 277
- Spulengeometrie, 208
- Spulengüte, 190, 256–258
 - Optimierung der, 190
 - Rückgang der, 190
- Spulenhälften, 199, 211
- Spulenkapazität, 176, 261
- Spulenlänge, 243
 - konstante, 243
- Spulenlayout, 216, 247
 - besonderes, 199
 - symmetriertes, 247
- Spulenmodell, 213
 - realistisches, 221
- Spulenmodelle, 259
 - Kopplung verschiedener, 233
 - reale, 261
- Spulenmodellierung
 - Anwendungen zur, 268
- Spulenmodellierungssoftware, 207
- Spulensegmente
 - Stromverteilung in den, 255
- Spulenstrom, 226, 255
- Spulentypen
 - generische, 278

- Spulenwiderstand, 176, 237, 246, 258, 260, 278
 - negativer, 208
- Spurensignalempfindlichkeit, 42
- SSB, 169
- stabilisiert
 - gegenüber VEE, 115
- Stabilität, 48
 - mechanische, 254
- Standard, 181
- Standardisierungen, 63
- Standardisierungsgremien, 13
- Standardkomponenten, 62
- Standards, 3
- Standardverfahren
 - zur Verschlüsselung, 16
- Standleitung, 6
- stark dotiert, 105
- Startwert, 16
- stationäre Anwendungen, 27
- Stationen
 - Anzahl, 45
- Stehwellen, 100, 229, 230
 - Entstehung von, 262
- Steilheit, 89, 161
 - hohe, 116
 - niedrige, 133
- Steilheiten, 88
- Steuereingang
 - Signale am, 231
- Steuereingang
 - Störspannungen am, 182
- Steuerkennlinie, 212
 - gemessene, 212, 217
 - simulierte, 212
- Steuersignal, 88, 184
- Steuerspannung, 198, 207, 214, 229
- Steuerspannung
 - betragsmäßige, 213
- Steuerspannungsänderung, 231
- Steuerspannungseingang, 231
- Steuersteilheit, 231
- Störabstand, 115
 - definierter, 65
- Störamplitude, 223, 224
 - Übergangsbereich der, 224
 - benötigte, 225
 - niedrige, 125
- Störeinflüsse
 - äußere, 109
 - Maßnahmen gegen, 115
- Störemissionen, 187
- Störer, 65, 223
 - Frequenz des, 187
 - starker, 90
- Störsicherheit, 65
- Störsignal, 224
 - Amplitude des, 223
 - differentielles, 113
 - Frequenz des, 223
 - Unterdrückung des, 224
- Störsignale, 51, 182
 - äquidistante, 127
 - Abstrahlung von, 72
 - extrem große, 223
- Störsignalen
 - Einkopplung von, 112
- Störspannung, 111, 224, 229, 231
 - induzierte, 224
 - ortsabhängige, 111
- Störspannungsquelle, 223

- Störung, [113](#), [114](#), [186](#), [224](#)
 - Ausgleich der, [112](#)
 - differentielle, [125](#)
 - gegenseitige, [18](#)
 - Grenzfrequenz der, [220](#)
 - induzierte, [227](#)
- Störungen, [5](#), [63](#), [112–114](#), [182](#)
 - äußere, [224](#)
 - Abschirmung gegen äußere, [230](#)
 - Einkopplung von, [231](#)
 - hochfrequente, [162](#)
 - induzierte, [113](#)
 - kleinere, [199](#)
 - kleinste, [220](#)
- Störungsunempfindlichkeit, [63](#)
- Störungsursache
 - entfernte, [222](#)
- Straßenkarte, [10](#)
- Streams
 - Audio, [9](#)
 - Video, [9](#)
- Streifen, [253](#)
- Streifenleitung, [103](#)
- Streß
 - mechanischer, [254](#)
- Streufeld, [244](#)
- Streuung, [171](#)
 - von Parametern, [170](#)
- Strom
 - maximaler, [217](#)
 - Messung des, [276](#)
 - minimaler, [217](#)
 - Vorzeichen des, [278](#)
 - weniger, [117](#)
- Verdrängung des, [251](#)
- Stromänderung, [212](#)
- Stromaufnahme, [12](#), [69](#), [192](#), [204](#)
 - hohe, [104](#), [106](#)
 - niedrige, [181](#)
- Stromaufnahme
 - höhere, [149](#)
- Stromausgang, [119](#)
- Stromausgänge, [165](#)
- Strombedarf, [122](#), [171](#)
 - kurzzeitiger, [114](#)
- Strombedarf
 - zusätzlicher, [117](#)
- Strombelastbarkeit
 - geringe, [115](#)
- Stromdichte, [251](#)
 - kritische, [177](#)
 - Limit der, [117](#)
- Ströme
 - identische, [114](#)
 - kapazitive, [229](#), [266](#), [281](#)
 - Pfad für kapazitive, [161](#)
- Stromersparnis, [183](#)
- Stromfäden, [267](#)
- Stromfluß, [275](#)
 - umschließender, [255](#)
- Stromflußrichtung, [278](#)
- Stromkreis, [112](#), [196](#)
- stromproportional, [192](#)
- Stromquelle, [133](#), [215](#)
 - dritte, [215](#)
 - gesteuerte, [276](#)
 - Modulation der, [124](#)
 - Rauschen aus der, [199](#)
- Stromquellen, [161](#)

- gegen Masse, 122
- identische, 113
- Speisung von, 112
- Steilheit der, 114
- Stromquellenpaare
 - differentielle, 165
- Stromquellenreferenz, 207
- Stromrichtung, 191
- Stromschalter, 106, 109, 120, 230
 - Ausgang des, 116
- Stromschalterebene
 - obere, 130
- Stromschaltertechnik, 102, 104, 112, 115, 148
- Stromschwerpunkt
 - Verschiebung des, 251, 256
- Stromspiegel, 117, 118, 121, 129, 137
 - degenerierter, 207
 - Diode des, 136
 - Eingangswiderstand des, 122
- Stromspiegel
 - Übersetzungsverhältnis des, 121
- Stromüberhöhung, 204, 227
 - Q -fache, 190
- Stromverbrauch, 105, 112, 114, 147, 191, 192
 - gleicher, 116
 - hoher, 116, 195
 - niedriger, 297
- Stromverdrängung, 266
- Stromversorgung
 - eigene, 157
- Stromversorgungsleitungen, 227
- Stromverstärkung, 23, 117, 161, 177, 178
- Stromverteilung, 251
- Struktur
 - Abbild der physikalischen, 264
 - kreuzgekoppelte, 206
 - modifizierte, 193
 - voll symmetrische, 84
- Strukturen
 - rückgekoppelte, 162
- Stückkosten, 62, 182
- Stückzahlen, 62
- Stufe
 - eine, 175
- Stufen
 - Reihenfolge der, 153
- Stützstellen, 97, 98
 - Anzahl der, 97
- Stützstellenzahl, 98
- subcarrier, 35
- Substrat, 70, 72, 78, 107, 110, 111, 113, 124, 176, 178, 199, 211, 214, 223, 232, 246, 252, 253
 - Abschirmung gegen das, 241
 - Abstand zum, 240
 - Ausbreitung im, 114
 - hochdotiertes, 281
 - Kopplungen durch das, 107
 - resistives, 111
 - tiefer liegendes, 21
- Substrat
 - Flächenkapazität zum, 259
 - Höhe über dem, 23
 - Kapazität zum, 252
 - Oberflächenwellen im, 232
 - Störungen vom, 113
- Substrat-Simulator, 107
- Substratabschirmung, 213, 216
 - elektrische, 210, 281
- Substratanalyse, 109

- Substratdicke, 198
- Substrate, 109
- Substrate Coupling Analysis, 107
- Substrateffekte, 20
- Substratelemente, 247
- Substratfläche
 - dieselbe, 199
- Substratkapazität, 72, 116, 178, 208, 246, 253, 257, 264
 - gesamte, 260
 - große, 222
- Substratkontakt, 111, 223, 246
- Substratkontakte, 72, 114, 253
 - Boxen aus, 143
 - Ring aus, 199
 - Ring von, 253
 - Wirkung der, 127
- Substratkontakte
 - Anschluß der, 114
- Substratkontaktring, 128
- Substratkopplung, 125
- Substratkopplungsphänomen, 130
- Substratmodell, 246
- Substratnetzwerk, 246
- Substratparasiten, 79
- Substratpotential, 223
- Substratschild, 199
- Substratspannung, 224
- Substratspannung
 - unabhängig von der, 224
- Substratstörungen, 192, 199, 222
- Substrattyp, 246
- Substratwiderstand
 - parasitärer, 247
- Substratwiderstandes, 111
- SUSI, 107
- swept periodic steady-state, 140, 143
- Symboldauer, 35, 36
- Symmetrie, 161, 197, 211, 216
 - eines Schaltungsteils, 115
 - geometrische, 114
 - strukturelle, 121
 - thermische, 114, 115, 216
 - thermische sowie geometrische, 118
- Symmetrieachse, 73, 110
- Symmetrierung, 199
- Symmetrierung
 - nachträgliche, 121
- synchronisieren, 183
- Synthesegeneratoren, 168
- Synthesizer, 70, 181, 231
- System
 - rückgekoppeltes, 195
- Systembandbreite, 30
- Systemtemperatur, 28, 29, 177
- T-Struktur, 102
- Taktsignal
 - externes differentielles, 170
- tanh*-Funktion, 93
- Tapeout, 210
- Taylorentwicklung, 82
- Taylorreihe, 82, 93, 95
- TDD, 47, 68–70, 77
- TDMA, 47, 68–70, 77
- Technologie, 24, 26, 75, 173, 175, 221
 - bipolare, 204
 - mikromechanische, 255
- Technologieparameter, 208, 210
- Technologiewechsel, 105

- Teflon, 232
- Teflon-Keramik-Dielektrikum, 102
- Teflon-Substrat, 232
- Teil
 - stromfreier, 112
- Teiler, 145, 221
 - programmierbarer, 183
- Teiler Ausgang, 148
- Teilkkanäle
 - parallele, 35
 - ungenutzte, 36
- Teilleiter
 - parallelgeschaltete, 266
- Teilmodelle
 - Aneinanderreihung verkoppelter, 264
- Teilnehmerkapazität, 1
- Teilprobleme
 - lösbare, 264
- Teilspele, 279
- Teilstrecken, 33
- Telephon
 - drahtloses, 16
 - schnurloses, 68
- Telephonsystem, 48
- Temperatur, 212
 - absolute, 187
- Temperaturdrift, 184, 192, 196
- Temperaturgang, 163
- Temperaturgang
 - größerer, 163
- Temperaturkompensation, 192
- Temperaturschwankungen, 195
- Temperatursensitivität, 192
- temperaturstabil, 192
- Terminal
 - netzwerkfähiges, 15
- Testfrequenzen, 93
- Testmischer, 119
- Testschaltungen, 104
- Testton, 97
- Testtöne, 93, 156, 157
- Text
 - gesprochener, 4
- Theorem von Shannon, 28
- thermische Effekte, 21
- thermische Kopplungen, 78
- Tiefpaß, 150, 152
 - dominierender, 116
 - einpoliger, 116
 - Einschwingzeit, 186
- Tiefpaßcharakter, 193
- Tiefpaßfilterung, 132
- Tiefpaßverhalten, 97
- time division multiple access, 68
- time-division duplex, 68
- Toleranz, 157
- Toleranzen, 55, 151
- Ton
 - anregender, 140
- Töne
 - zwei, 143
- Träger, 148, 181, 187
 - abseits des, 205
 - Abstand vom, 185, 186
 - Abstand zum, 187
 - nahe am, 216
- Trägerfrequenz, 16–18, 39, 42, 65, 83, 116, 128, 181, 186
- Trägermaterial
 - isolierendes, 20

- Trägersignal, [148](#), [186](#)
- Trägersignal-Rausch-Abstand, [186](#)
- Trägerunterdrückung, [73](#)
- Transceiver, [19](#), [36](#), [40](#), [61](#), [169](#)
- Transceiverarchitektur, [61](#)
- Transceivers, [73](#)
- Transfervolumen, [5](#)
- Transformation, [203](#)
- Transformatorschaltung, [119](#)
- Transientenanalyse, [97](#), [99](#)
- Transientensimulation, [97](#), [143](#), [223](#), [260](#), [263](#)
 - Anwendbarkeit bei, [265](#)
 - vorausgehende, [100](#)
- Transistor, [20](#), [23](#), [175](#)
 - Steilheit des, [177](#)
- Transistor-Ersatzschaltbild, [177](#)
- Transistor-Sperrschichtkapazitäten, [23](#)
- Transistoren, [88](#), [106](#), [117](#), [149](#), [204](#), [212](#), [214](#)
 - ideale, [137](#)
 - Isolation von, [254](#)
 - kleine, [106](#), [117](#)
 - Rauschfrequenz der, [211](#)
 - reale, [201](#)
 - Steilheit der, [136](#)
- Transistoren
 - Größe der, [176](#)
 - große, [117](#)
 - Polaritäten von, [122](#)
 - Stromtragfähigkeit der, [140](#)
- Transistorgegenkopplung, [105](#), [106](#)
- Transistorkapazität, [95](#)
- Transistorkapazitäten, [124](#), [132](#), [137](#), [204](#), [215](#)
- Transistorlayout, [210](#)
- Transistormodell, [101](#), [177](#), [213](#)
- Transistormodelle, [210](#)
- Transistorparameter, [125](#)
- Transistorpärchen, [171](#)
 - zweites, [221](#)
- Transistorstrom, [177](#)
- Transistorstromquelle, [118](#)
 - Kollektor der, [124](#)
- Transistorstromquellen, [171](#)
- Transistorverstärker
 - einfacher, [193](#)
- Transitfrequenz, [21](#), [23](#), [214](#)
- Transitzeit, [25](#)
- Transkonduktanz, [193](#)
- translinear, [96](#), [136](#)
- Transmissionsverhalten, [262](#)
- Transmitter, [61](#), [70](#)
- transponieren, [69](#), [116](#)
- Transport
 - netzwerkunabhängiger, [33](#)
- transport layer, [33](#)
- Transportschicht, [33](#)
- Transveiverarchitektur, [61](#)
- Treiberprogrammierung, [32](#)
- Triggerhysteresis, [191](#)
- Triplets, [95](#)
- Tx, [70](#)
- U-NIC, [206](#)
- U-NII, [37](#), [74](#), [184](#)
- Überabtastung, [77](#)
- Übergabemechanismen, [42](#)
- Übergang, [103](#)
- überkompensiert, [195](#)
- überkreuz, [115](#)
- Überlagerung, [220](#), [229](#)
- Überlagerungen, [93](#)

- Überlappung, 65
- Übersetzungsverhältnis, 121, 137
- Übersteuerung, 65
- Übersteuerungspegel, 41
- Übertragung
 - erneute, 30
 - zeitversetzte, 68
- Übertragungsband, 61, 74, 95, 153, 181, 182, 187
- Übertragungsbandes, 90
- Übertragungseigenschaften, 81
- Übertragungsfrequenz, 73, 76, 133
- Übertragungsfunktion, 90, 93, 95, 153, 154, 193
 - achssymmetrische, 215
 - begrenzte, 95
 - Betragsverlauf der, 189
 - resultierende, 106
- Übertragungsgeschwindigkeit, 12, 48
- Übertragungskanal, 151, 183
- Übertragungskanäle, 18, 183
- Übertragungskapazität, 28
 - Reduktion der, 68
- Übertragungsmedium, 65, 67, 81
 - physikalisches, 33
 - schlechte Qualität, 34
- Übertragungsmodi, 5
- Übertragungsqualität, 48, 182
- Übertragungsqualität, Messung, 34
- Übertragungsrate, 78
- Übertragungsrichtung, 61
- Übertragungsschnittstelle, 11
- Übertragungsverhalten, 156
- Übertragungsverhältnisse, 36
- Übertragungsweg, 33
- Übertragungsweges
 - Güte des, 36
- UKW, 20
- Ultraschallschweißen, 239
- Umfeld, 150
- Umgebung
 - großflächige, 242
- Umladestrom, 192
 - Erzeugung des, 192
- umpolen
 - periodisch, 88
- Umschalten, 183, 193
- Umschaltzeitpunkt
 - Unsicherheit des, 192
- Umtaster, 90, 97, 117, 118, 129, 165
 - Kollektoren des, 124
- Umtaster-Transistoren, 120
- Umtastung, 116
- UMTS, 3, 20
- unerwünschte Emissionen, 40
- unkorreliert, 151
- Unterabtastung, 77
- Unterbrechung
 - einer Übertragung, 33
- unterdrückbar
 - schwer, 121
- Unterdrückung, 211
 - gute, 215
- Unterdrückungsanforderung, 41
- Unterdrückungskoeffizient, 163
- Unterführung, 216, 281
- Unterkanal, 35
- Uplink, 68
- UpMixIQ, 165
- Ursache, 275, 279
- Ursache

- äußere, 125
- Ursache und Wirkung
 - Trennung von, 275
- USA, 34
- USB, 11
- Varaktor, 190, 214, 224
- Varaktorbeschaltung, 208
- Varaktordiode, 213
- Varaktordioden, 23
- Varaktoren, 198, 199, 201, 206
- Varaktoren
 - Flußpolung der, 207
- Varaktorkapazität, 222
- Varaktorsperrspannung, 207
- variable envelope, 66
- Varianten, 210
- VCO, 59, 63, 70, 135, 183, 184, 214, 215, 220, 232, 283
 - Stromquelle des, 220
 - Verstimmbereich des, 185
- VCO-Eingang, 184
- VCO-Eingangssignal, 185
- VEE
 - Bezug auf, 112
- V_{EE} -Empfindlichkeit, 122
- VEE-Leitung, 112–114, 161
 - separate, 115
- VEE-Leitung
 - störungsbehaftete, 114
- VEE-Pad, 111
- VEE-Sensitivität, 144
- Vektoraddition, 170
- Verbindung
 - Aufbau und Unterhalt, 33
 - dauerhafte, 4, 11
 - Funk, 5
 - Infrarot, 5
- Verbindung
 - Zuverlässigkeit, 12
- Verbindungen, 181
- Verbindungsabbau, 33
- Verbindungsaufbau, 33, 40
- Verbindungsleitungen, 20
- Verbindungstechniken, 11
- Verdoppler, 149
- Verdrahtung
 - äußere, 118
- Verdrahtungs-Induktivitäten, 112
- Verdrahtungs-Parasiten
 - überflüssige, 115
- Verdrahtungsebene
 - Wechsel der, 114
- Verdrahtungsinduktivität, 114
- Verdrahtungskapazitäten, 210
 - zusätzliche, 198
- Verdrahtungsparasiten, 78
- Verdrahtungswiderstände, 114
 - zusätzliche, 198
- verdrillen, 231
- Verfahren
 - analoge, 64
- Verfeinerung, 279
 - zunehmende, 273
- Verfügbarkeit, 48
- vergoldet
 - galvanisch, 102
- Vergrößerung
 - spiralförmige, 244
- Verhalten

- nichtlineares, [186](#), [195](#), [196](#)
- Verhältnis d/D , [227](#)
- Verhältnis L/R , [257](#)
- Verkaufspreis, [14](#)
- Verkehrslast, [45](#)
- Verkleinerungsfaktor, [280](#)
- verkoppelt
 - kapazitiv und induktiv, [260](#)
- Verkopplung
 - kapazitive, [20](#)
- Verkopplungen, [173](#)
- Verluste, [194](#)
- Verlustfaktor
 - dielektrischer, [241](#)
- Verlustleistung, [20](#), [144](#), [183](#), [222](#)
- Vermeidung von Kollisionen, [44](#)
- Vermittlungsschicht, [33](#)
- Verordnung
 - Brandschutz-, [15](#)
 - Denkmalschutz-, [15](#)
- Verordnung
 - Gebäudeschutz-, [15](#)
- verschachteln
 - von Daten, [33](#)
- Verschiebung, [213](#)
- Verschiebungsströmen, [252](#)
- verschlüsseln, [16](#)
- Verschlüsselung, [48](#)
- Verschraubung, [104](#)
- versetzt
 - zeitlich, [186](#)
- Versorgung, [112](#)
 - Widerstand der, [114](#)
- Versorgung
 - Störspannung der, [115](#)
- Versorgungs- und Signalanteile
 - Trennung von, [119](#)
- Versorgungsleitung, [113](#)
- Versorgungsleitungen, [72](#), [111–114](#), [229](#)
- Versorgungsspannung, [72](#)
 - Abblockung der, [231](#)
 - negative, [223](#)
- Versorgungsspannung
 - Störsignale auf der, [229](#)
- Versorgungsspannungsquelle, [196](#)
- Versorgungsströme, [190](#)
- Versorgungsspannung
 - Störungen auf der, [211](#)
- verstärken, [76](#)
- Verstärker, [63](#), [89](#), [117](#), [121](#), [171](#), [175](#), [185](#)
 - Anforderung, [34](#)
 - Arbeitspunkt des, [175](#)
 - begrenzender, [165](#)
 - breitbandige, [20](#)
 - Kette von, [192](#)
 - lineare, [65](#)
 - nachgeschalteter, [157](#)
 - schmalbandige, [17](#)
 - zweistufiger, [109](#)
- Verstärkerbereich, [89](#)
- Verstärkerbetrieb
 - Transistoren im, [117](#)
- Verstärkers
 - Ausgangsstrom des, [101](#)
- Verstärkerschaltungen
 - differentielle, [73](#)
- Verstärkerstufe, [117](#)
 - darunterliegende, [117](#)
- Verstärkertransistor, [176](#)
- Verstärkerzelle, [193](#)

- verstärkt, 195
- Verstärkung, 58, 63, 95, 104, 105, 112, 176
 - Abweichung der, 95
 - größere, 178
 - große, 175
 - maximale, 175
- Verstärkungen
 - hohe, 175
- Verstärkungsabweichung, 96
- Verstärkungsfaktor
 - Einstellung des, 104
- Verstärkungsstufen, 50
- Verstimmbarkeit, 19, 210
 - Anforderungen an die, 183
 - begrenzte, 16
 - weite, 182
- Verstimmbarkeit
 - große, 182
- Verstimbereich, 59, 63, 148, 182, 184, 191, 193, 194, 200, 201, 213, 216, 231, 241
 - erzielbarer, 190, 198, 247
 - maximieren, 184
 - Verkleinerung des, 208
- Verstimbereich
 - großer, 192
- Versuchsbedingungen, 224
- Verwaltungsaufwand, 19
- Verwischung
 - des Signals, 18
- Verzerrungen, 99, 106, 137
 - der Kennlinie, 21
 - nichtlineare, 63, 157
 - Quelle von, 157
- Verzerrungen
 - signalabhängige, 135
- Verzerrungskurve
 - Steigung der, 93
- Verzerrungsprodukt, 168
- Verzerrungsprodukte, 90, 95, 143
 - Absolutwerte der, 124
 - des Mischers, 157
 - dritter Ordnung, 90
 - geradzahlige, 84
- Verzweigungen, 278
- vias, 114
 - stackable, 115
- Video-on-Demand, 9
- Videokonferenzsysteme, 48
- Videoübertragungen, 48
- Vielfache
 - ganzzahlige, 106
- Vollaussteuerung, 130
- Vollduplexbetrieb, 68, 70
- Voltage-Controlled Oscillator, 184
- Volumendiskretisierung, 268
- Vorgehen
 - zeilenweises, 273
- vorgespannt
 - negativ, 111
- Vorspannung
 - positive, 102
- Vorverstärker
 - rauscharmer, 58, 175
- Vorzeichen, 94
 - alternierende, 93
 - negatives, 95
 - positives, 95
- Vorzeichenabhängigkeit, 152
- Vorzeichenwechsel, 193

- Wachstum, [2](#)
- Handynutzung, [2](#)
 - Internet, [2](#)
 - Internetnutzung, [2](#)
- Wachstumsmarkt, [62](#)
- Wafer, [62](#)
- Waferfläche, [62](#)
- Wahl des Übertragungskanal, [38](#)
- Wahrscheinlichkeit von Kollisionen, [45](#)
- WAN, [12](#)
- Wanne
- isolierte, [113](#)
 - Widerstand der, [113](#)
- WAP, [1](#)
- Wärme, [194](#)
- Wärmeabfuhr, [21](#)
- Wärmeverteilung, [115](#)
- Wartezeiten, [4](#)
- Wasserdampf, [29](#)
- WECA, [28](#), [43](#)
- Wechsel der Gegenstelle, [44](#)
- Wechselspannung
- entstehende, [162](#)
- Wechselspannung
- überlagerte, [163](#)
- Wechselspannungsbelastung
- kapazitive, [161](#)
- Wechselstrom, [226](#)
- Wechselstromanteile, [113](#)
- Wechselströme, [111](#), [112](#), [114](#), [231](#)
- hohe, [227](#)
- Wechselwirkung
- magnetische, [266](#)
- Wedge-Bond, [239](#)
- weißes Rauschen, [75](#)
- Weiterleitung, [12](#), [44](#), [47](#)
- Weiterleitungsmechanismus, [44](#)
- Welle
- einfallende, [262](#)
 - reflektierte, [262](#)
- Wellenlänge, [20](#), [29](#), [100](#)
- Wellenlängen, [76](#)
- Wellenleiter, [100](#)
- Wellenwiderstand, [103](#)
- Wellenwiderstände, [297](#)
- Welligkeit, [153](#)
- Wert
- gleichgerichteter, [215](#)
- Werte
- charakteristische, [209](#)
- Werte
- physikalisch begründete, [261](#)
- Wertebereich, [24](#)
- Wickelhöhe, [242](#)
- Wickelkörper, [242](#)
- Durchmesser des, [242](#)
- Wickelraum, [244](#)
- Dicke des, [242](#)
- Wicklung
- Widerstand der inneren, [256](#)
- Wicklungen
- Stapelung von, [244](#)
- Wicklungsart, [208](#)
- Wicklungsdichte, [243](#)
- Wicklungsquerschnitt, [243](#)
- Wicklungswiderstand, [244](#), [261](#)
- Widerstand, [239](#), [264](#)
- dynamischer, [88](#), [136](#)
 - effektiver, [95](#), [112](#)
 - linear steuerbarer, [86](#)

- negativer, 194, 195, 202
- niedrigerer, 257
- querliegender, 118
- Reduktion des, 245
- spezifischer, 109, 242, 244, 251
- Widerstand
 - frequenzabhängiger, 194
- Widerstände, 20, 23, 75, 104, 204
 - abgleichbare, 204
 - aktive, 190
 - hochohmige, 156
 - innere, 117
 - integrierte, 151
 - kleine, 111
 - negative, 261
 - niederohmige, 216
 - ohmsche, 96, 186
 - Rauschen, 205
 - toleranzlose, 221
 - Verwendung von, 190
- Widerstandes
 - Frequenzgang des, 260
- Widerstandsgegenkopplung, 105, 106
- Widerstandsnetzwerk, 192
- Widerstandspärchen, 171
- Widerstandsteiler, 192
- Widerstandsverhältnisse, 62
- Widerstandswert, 162
- wiederholte Übertragungen, 44
- WiFi, 27, 43
- Windung, 264
 - innere, 251
 - innerste, 244
 - Widerstand der inneren, 256
 - äußere, 244, 251
- Windungen, 242
 - Anzahl der, 242
 - benachbarte, 246
 - nebeneinanderliegende, 213
 - verschachtelte, 199, 247
- Windungen
 - äußere, 256
 - übereinanderliegende, 244
- Windungsabstand, 250, 257, 258, 278
 - geringerer, 217
 - unterschiedlicher, 258
- Windungsabstände, 264
- Windungsbreite, 264, 278
- Windungszahl, 242, 278
 - gleiche, 257
 - steigende, 247
- Windungszahlen
 - größere, 257
- Winkel, 189
- Wirbelstrom, 255
- Wirbelströme, 107, 113, 229, 252, 253
 - Berücksichtigung von, 281
 - Bildung von, 256
 - Reduktion der, 257
- Wireless-Ethernet, 28
- Wirkung, 275
 - abschirmende, 111
- Wirkung
 - dämpfende, 112
- Wirkungsgrad, 34, 37, 64
- WLAN, 6, 37
- Wolfram, 244
- Workstation, 107
- WWW, 9

- y-Parameter, [263](#)
- Zahlenformat, [99](#)
- Zeichenmaß, [280](#)
- Zeichensatzumsetzung, [33](#)
- zeitabhängig, [195](#)
- Zeitbereich, [258](#), [273](#)
- Zeitduplex, [68](#)
- Zeitfenster, [97](#), [98](#)
- Zeitkonstante, [95](#), [132](#), [200](#)
- Zeitkonstante
 - große, [220](#)
- Zeitschlitz, [19](#)
- Zeitschlitz
 - Bündelung, [19](#)
- Zeitschlitz, [68](#)
- Zeitschrittweite, [97](#)
- zellulär, [44](#)
- zentrale Verwaltung, [48](#)
- Zentrum, [17](#)
- Zerlegungsgrad, [273](#), [274](#)
- ZF, [74](#), [76](#)
- ZF-Abwärtsmischer, [132](#)
- ZF-Mischer, [117](#)
- ZF-Signal, [84](#)
- ziehen, [72](#)
- Zielparameter, [261](#)
- Zirkulator, [70](#)
- Zugang
 - zeitgleicher, [19](#)
- Zugangspunkt, [28](#), [38](#), [44](#)
- Zugriffskontrolle, [47](#), [57](#)
- Zugriffspunkt, [12](#)
- Zuleitung, [262](#)
- Zuleitungen, [72](#), [106](#)
- Zusammensetzung
 - segmentierter Datenpakete, [33](#)
- Zusatzinformationen, [19](#), [32](#), [46](#)
- Zustand
 - eingeschwungener, [214](#)
 - unmodulierter, [185](#)
- Zuverlässigkeit, [21](#)
- Zwangspause, [45](#)
- Zweiton-Messung, [124](#)
- Zweiton-Test, [155](#)
- Zwischenfrequenz, [74](#), [77](#), [169](#)
- Zwischenfrequenzsignal, [116](#)
- Zwischenspeicherung, [16](#)
- Zwischenstücke, [102](#)
- Zwischenstufe, [74](#)
- Zylinderspule, [244](#), [252](#)
 - lange oder kurze, [242](#)
 - Realisierung einer, [244](#)
 - ultrakurze, [244](#)

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Elektronische Bauelemente der Ruhr-Universität Bochum im Zusammenhang mit dem [BMBF](#)-geförderten Forschungsprojekt [LOTUS II](#).

An erster Stelle gebührt mein Dank Herrn Prof. Dr. U. Langmann für sein mir entgegengebrachtes Vertrauen und seine Unterstützung, sowie den Mitarbeitern des [IHP](#), mit dessen Technologie auf sehr unbürokratische Weise zahlreiche Chips gefertigt wurden.

Daneben danke ich allen, die im Rahmen von Studien- oder Diplomarbeiten ihren Beitrag zu dieser Arbeit geleistet haben, darunter vor allem Herrn Ellermeyer, Herrn Kosakowski, Herrn El-Kacimi und Herrn Sevdiren sowie den Herren Qarbi und Vural.

Mein Dank gilt ebenso denen, ohne die ich kaum die zahlreichen Messungen und Simulationen hätte durchführen können, insbesondere Herrn Kirchhoff, Herrn Gass, Herrn Fabricius und vielen studentischen Hilfskräften. Auch die Entlastung von bürokratischen Vorgängen durch Herrn Dr. Vogelbruch möchte ich hervorheben.

Besonderer Dank auch an Herrn Mecking, der gelegentlich als Betatester für meine Designkits herhalten mußte.

Dank auch an Herrn Prof. Dr. J. Melbert für die Übernahme des mühsamen Korreferats.

Ein herzlicher Dank geht an meine Eltern dafür, daß sie mich in meinem Tun bislang stets unterstützt haben.

Zu guter letzt auch Dank an alle Freunde, Bekannte, Verwandte, Kollegen, Studenten etc., die mit zahllosen Fragen zu ebenso zahllosen Themen stets dafür gesorgt haben, daß Langeweile für mich ein völliges Fremdwort ist und auch damit zum Erfolg dieser Arbeit beigetragen haben.

Lebenslauf

persönliche Daten	
Geburtsdatum	16.4.1971
Schulbesuch	
1977-1981	Johannesschule Dorsten - Gemeinschaftsgrundschule
1981-1991	St. Ursula Gymnasium Dorsten
13.6.1991	Abitur
Studium	
vom WS 1991/92 an	Studium der Elektrotechnik an der Ruhr-Universität Bochum
SS 1993	Vordiplom
SS 1994	Stipendium der Prof. Dr. Koepchen-Studienstiftung der RWE-Energie-Aktiengesellschaft
WS 1995/96	Studienarbeit, LS Datenverarbeitung: Modifikation einer CCD-Kamera zur Aufnahme von Röntgenbildern
1996	Diplomarbeit, LS Elektronische Bauelemente: Entwurf von monolithisch-integrierten Abwärts- und Aufwärtsmischern für Transceiver der Mobilkommunikation
20.11.1996	Diplom
Berufsausübung	
seit 1996	Wissenschaftlicher Mitarbeiter bei der Ruhr-Universität Bochum, Lehrstuhl für Elektronische Bauelemente
August 2000	Gründung der Firma advICo microelectronics GmbH zusammen mit Dr. Christoph Scheytt